



普通高等教育“十一五”国家级规划教材

高等院校重点推荐教材

光纤通信 原理与技术

(第二版)

吴德明 主编



科学出版社
www.sciencep.com

普通高等教育“十一五”国家级规划教材
高等院校重点推荐教材

光纤通信原理与技术

(第二版)

吴德明 主编

科学出版社

北京

内 容 简 介

本书是在第一版的基础上经过修订和补充编写而成。全书共8章,分别介绍了光纤通信的发展历史和通信技术发展的特点、光纤传输的基本理论、光纤通信系统和网络中常用的光无源和有源器件的原理、光放大器原理和应用、光纤通信系统原理和技术,其中包括基本的IM/DD光纤通信系统和各种新型的光纤通信系统技术,最后一章简要介绍了光纤网络的基本知识。

光纤通信技术是一门发展迅速的学科,第二版增加了近几年光纤通信技术迅速发展的一些新技术,同时减少了一些繁琐的公式推导,为加深理解书中所述内容,每章末附有思考题与习题;为便于多媒体教学,本教材配有电子课件。有教学需求的教师可在网站(<http://www.abook.cn>)下载。

本书可用作高等院校通信与信息系统及相关专业高年级本科生和研究生的教材,也可作为有关工程技术人员的参考书。

图书在版编目(CIP)数据

光纤通信原理与技术/吴德明主编. —2版. —北京:科学出版社,2010
(普通高等教育“十一五”国家级规划教材·高等院校重点推荐教材)
ISBN 978-7-03-028458-7

I. ①光… II. ①吴… III. ①光纤通信-高等学校-教材 IV. TN929.11

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2010)第 147584 号

责任编辑:鞠丽娜 / 责任校对:柏连海
责任印制:吕春珉 / 封面设计:三函设计

科学出版社 出版

北京东黄城根北街16号

邮政编码:100717

<http://www.sciencep.com>

中国科学院印刷厂 印刷

科学出版社发行 各地新华书店经销

*

2004年8月第 一 版 开本:B5(720×1000)

2010年9月第 二 版 印张:21 1/2

2010年9月第二次印刷 字数:430 000

印数:4 001—7 000

定价:35.00元

(如有印装质量问题,我社负责调换(科印))

销售部电话 010-62134988 编辑部电话 010-62138978-8002

版权所有,侵权必究

举报电话:010-64030229;010-64034315;13501151303

第二版前言

被誉为“光纤通信之父”的高锟博士获 2009 年诺贝尔物理学奖,使得光纤通信技术进一步成为大众关注的焦点。该奖授予高锟博士是因为他“关于光在光纤中传输的奠基性成就”,这一成就从基本原理方面证明了光纤通信的可行性。该奖项也表明光纤通信技术对促进人类社会的信息化发展和生活质量的提高所起的巨大作用。

自从本书第一版 2004 年出版以来,光纤通信技术又有了巨大的发展。为了及时反映光纤通信理论和技术方面的新成就,满足广大读者的需求,我们在对第一版内容进行修订和补充的基础上编写了第二版。

第二版教材的主要变化归纳为以下几点:

1. 对第一版做了删繁就简工作,减少了一些繁琐的公式推导,强调了对公式和结果物理含义的描述,因此本书第二版适用面更宽,不仅适合研究生也更适合本科生以及从事光纤通信工作的工程技术人员学习和参考。

2. 对第一版的错误和不妥之处做了修订,对一些较难理解的问题进行了更细致的解释,因而更有利于阅读。

3. 增加了一些近几年出现的新技术的介绍,使本书能够反映当前技术发展水平,如器件部分增加了光子晶体器件介绍;系统技术部分增加了许多新的调制格式和码型、新的复用技术以及新的信号处理方法(电均衡技术等)的介绍。

4. 对一些章节做了调整,其中主要有:将光放大器件单独列为一章(第 6 章),强调了其对长距离光纤通信系统和网络发展的重要作用;将有关系统技术的内容集中放在第 7 章。

5. 为便于多媒体教学,本教材配有电子课件,有教学需求的教师可去网站(<http://www.abook.cn>)下载。

近几年工作在北京大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室以及从本实验室毕业,现工作于有关兄弟院校的年轻博士、教授参加了修订和编写工作,具体分工如下:

李艳萍(博士,北京大学)负责第 4 章和第 5 章的修订和编写;

杨爱英副教授(博士,北京理工大学)负责第 6 章的修订和编写,北京大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室陈章渊教授(博士)对本章的编写提出了建议并提供部分素材;

张帆副教授(博士,北京大学)负责第 7 章的修订和编写;

张振荣副教授(博士,广西大学)负责第8章的修订和编写,北京大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室的李正斌教授(博士)参与了本章的编写和讨论,李景聪(博士,中央民族大学)也参加了本章讨论。

由于他们都是工作于教学和科研第一线的大学教师,他们的参与保证了本书内容的先进性和可读性。

虽然本书做了一些修订,但书中疏漏之处仍然难免,恳切希望读者批评指正。

吴德明

2010年6月

第一版前言

1966年英籍华人科学家高锟博士在他的论文中提出可以用光纤作为信息传输媒质。自此光纤通信技术得到了迅速发展。Internet网的迅速发展使得带宽需求成为更加迫切的问题,从而进一步推动了光纤通信的发展。

光纤通信技术具有许多优点,其中最重要也是其他通信技术无法代替的优点是光纤具有巨大的带宽资源,直到现在这一资源还仅仅利用了很小的一部分。这一优点正好适应了迅速增长的带宽需求。另一方面,光纤通信相关技术的突破性进展使得光纤通信的发展成为可能。

当前骨干网(包括海底传输系统)已基本上光纤化。光纤系统正在向城域网和接入网发展。将来还要发展到“光纤到户(FTTH)”,光纤将越来越接近用户,光纤通信技术的发展是不可限量的。

本书主要讲述光纤通信原理和技术,包括光纤传输原理、光无源和有源器件原理、光纤通信系统原理以及近年来发展的各种部件技术和系统技术。内容强调部件、器件和系统中的物理概念,同时也重视介绍它们的应用。例如,在讲述光纤传输原理时,首先从介质平板波导引进传输模式的概念。接着,在理想假设条件下,讨论光纤传输的解析解,并从场分布的角度讨论矢量模和标量模的联系和区别,从而加深理解它们的物理意义。再次,讨论理想假设条件不成立引起的光纤不均匀、损耗、色散、偏振和非线性等特性,在理论上加深对这些特性的理解,并从改善这些特性的角度介绍各种光纤的发展情况。在器件和部件的讨论中也讲解它们在系统中应用的例子。对于系统技术的讨论,首先介绍基本的系统技术,即IM/DD系统技术,然后用专门的一章(第7章)讨论正在发展的系统技术,使读者对这些技术有一个初步的了解。

本书共分8章。第1章主要介绍光通信发展史以及通信发展的特点,初步介绍光纤通信的基本构成。第2章介绍理想假设条件下光纤传输的基本理论,包括简单的射线理论,矢量解法和标量解法。第3章讲述影响光纤传输的一些物理因素,介绍理想假设条件不成立时光纤的传输特性,由此引入各种光纤的产生、特性和应用。第4章和第5章介绍光纤通信系统和网络中常用的光无源和有源器件,说明它们的工作原理和在光纤通信系统和网络中的应用。第6章介绍基本的光纤传输系统——IM/DD系统,包括系统的特性,光发射机和光接收机的构成以及各部件的工作原理。第7章介绍各种新型的光纤通信系统技术,包括它们的工作原理以及其中的关键技术。第8章简单介绍光纤网络的基本知识,包括光纤网络的

发展概况、基本结构、WDM 光纤网络的路由和波长分配、波长变换等问题,以及光纤网络的监控管理。有的章后给出了参考文献和思考题与习题。

本书是作者在北京大学电子学系讲授研究生课程“光纤通信”的基础上编写而成的。它可以作为通信与信息系统专业研究生课程的教材。在书中内容较深和习题较难的部分加注了“*”号。如用作高年级本科生的教材,这些部分可以忽略,不影响整个课程的学习,同时它也可以用作工程技术人员学习光纤通信技术的参考书。

在成书过程中,作者得到北京大学区域光纤通信网与新型光通信系统国家重点实验室的老师 and 同学们的支持和鼓励,使我能在百忙中仍坚持本书的写作。张肇仪教授审阅了全书的初稿,提出了许多修改意见,避免了一些错误和不妥之处,作者对此表示衷心感谢。本书引用了本实验室部分研究生的研究成果,也引用了一些文献中发表的内容,它们使得本书能够反映光纤通信技术发展的当前水平。在此,对这些成果的作者表示深深地感谢。

限于本人水平,书中疏漏和不妥之处在所难免,恳切希望读者批评指正。

作者

2004年6月

目 录

第二版前言

第一版前言

第 1 章 绪论	1
1.1 光通信发展史	1
1.1.1 现代通信的发展	1
1.1.2 光通信的发展	2
1.1.3 光纤通信的优点	4
1.2 国内外光纤通信技术发展概况	5
1.3 光纤通信系统的基本构成	7
思考题与习题	8
参考文献	8
第 2 章 光纤的传输特性	9
2.1 介质平板波导中的波	9
2.1.1 折射定律	9
2.1.2 介质平板波导的结构	10
2.1.3 介质平板波导的射线理论	11
2.2 阶跃折射率光纤	14
2.2.1 阶跃折射率光纤中射线的概念	14
2.2.2 阶跃折射率光纤的标量解法	17
2.2.3 标量模与矢量模之间的关系	25
2.2.4 β - V 曲线	27
思考题与习题	29
参考文献	30
第 3 章 影响光纤传输特性的一些物理因素	31
3.1 光纤的损耗	31
3.1.1 光纤损耗的定量描述	31
3.1.2 损耗的来源	32
3.1.3 光纤的瑞利反向散射研究	37
3.2 光纤的色散及降低色散的措施	42
3.2.1 光纤的色散	42

3.2.2	色散位移光纤(DSF)和非零色散位移光纤(NZ-DSF)	51
3.3	单模光纤中的偏振(极化)及保偏光纤和单偏振光纤	52
3.3.1	单模光纤中的偏振	52
* 3.3.2	PMD	53
3.3.3	偏振稳定性及其对系统性能的影响	55
3.3.4	保偏光纤和单偏振光纤	57
3.4	光纤的非线性	58
3.4.1	非线性极化理论	58
3.4.2	光纤中的参量非线性:SPM、XPM 和 FWM	60
3.4.3	光纤中的非参量非线性:SRS 与 SBS	63
3.5	降低色散的措施和色散补偿	68
3.5.1	降低色散影响的措施	68
3.5.2	色散补偿和色散管理	69
	思考题与习题	73
	参考文献	74
第 4 章	光纤通信系统和网络中的光无源器件	75
4.1	网络的散射矩阵表示法	75
4.2	三端口器件	78
4.2.1	三端口网络的一般特性	78
4.2.2	Y 波导	78
4.2.3	环形器	80
4.3	定向耦合器	81
4.3.1	光纤耦合器的散射矩阵	82
* 4.3.2	光纤耦合器的耦合模理论	84
4.3.3	光纤耦合器的应用	86
4.4	光纤布拉格光栅	87
4.4.1	光纤布拉格光栅的光学特性	88
* 4.4.2	光纤光栅的耦合模理论	90
* 4.4.3	光纤光栅的应用	91
4.5	法布里-珀罗(F-P)干涉仪	96
4.5.1	F-P 干涉仪的工作原理	96
4.5.2	F-P 干涉仪的主要性能参量	99
4.5.3	F-P 干涉仪的应用	100
4.6	多层介质膜滤波器	101
4.6.1	概述	101

4.6.2 多层介质膜滤波器的工作原理	101
4.6.3 多层介质薄膜滤波器的应用	105
4.7 马赫-曾德干涉仪(MZI)	105
4.8 阵列波导光栅	107
4.8.1 AWG的结构和原理	107
4.8.2 AWG的传输特性	110
4.8.3 AWG在光纤通信技术中的应用	110
4.9 光开关	112
4.9.1 光开关的主要技术参量	112
4.9.2 几种光开关介绍	112
4.10 光子晶体及其器件	118
4.10.1 光子晶体的基本概念	118
4.10.2 光子晶体的能带理论	119
4.10.3 光子晶体缺陷态	119
4.10.4 光子晶体光纤	120
4.10.5 光子晶体滤波器	121
思考题与习题	124
参考文献	125
第5章 光纤通信技术中的光有源器件	126
5.1 光纤通信的光源	126
5.1.1 概述	126
5.1.2 半导体光源的物理基础	127
5.1.3 发光二极管(LED)	137
5.1.4 半导体激光器	140
5.1.5 掺饵光纤激光器	159
5.1.6 激光器/光发射机的主要技术指标	159
5.1.7 激光器的发展现状	164
5.2 光检测器件	172
5.2.1 PIN光检测器	172
5.2.2 APD	175
5.2.3 光检测器的输出噪声	177
5.2.4 光检测器的响应时间	178
5.3 光放大器件	179
思考题与习题	179
参考文献	180

第 6 章 光纤通信技术中使用的光放大器	181
6.1 半导体光放大器	181
6.1.1 概述	181
6.1.2 SOA 的特性	182
6.1.3 SOA 在光纤通信系统和网络中的应用.....	185
6.2 掺铒光纤放大器	188
6.2.1 基本原理和结构	188
6.2.2 EDFA 性能分析.....	192
6.2.3 EDFA 应用	200
6.3 拉曼光纤放大器	205
6.3.1 概述	205
6.3.2 基本原理、结构及种类	206
6.3.3 性能分析	208
6.3.4 FRA 的应用	214
思考题与习题.....	216
参考文献.....	216
第 7 章 光纤传输系统	217
7.1 IM/DD 光纤传输系统.....	217
7.1.1 IM/DD 光纤传输系统概述	217
7.1.2 光发射机	218
7.1.3 光接收机	231
7.2 几种新型的光纤通信系统技术	243
7.2.1 各种光复用技术	243
7.2.2 相干光纤通信技术.....	256
7.2.3 光孤子通信技术	265
7.3 光纤通信系统技术的一些新进展	272
7.3.1 前言	272
7.3.2 波分复用光传输系统的发展综述	273
7.3.3 高速率波分复用光传输系统的关键技术	277
思考题与习题.....	295
参考文献.....	297
第 8 章 光纤网络介绍	299
8.1 光纤网络的发展概况	300
8.2 光纤网络的基本结构	301
8.2.1 光纤网络的物理拓扑结构	301

8.2.2	OXC 节点	303
8.2.3	OADM 节点	308
8.2.4	光节点的串扰问题	309
8.2.5	光节点的信道均衡问题	310
8.3	WDM 光网络中的路由和波长分配问题	311
8.4	全光波长变换	313
8.4.1	利用 SOA 的交叉增益调制(XGM)效应的全光波长变换	313
8.4.2	利用 SOA 的交叉相位调制(XPM)效应的全光波长变换	315
8.4.3	利用 SOA 的四波混频(FWM)效应的全光波长变换	315
8.4.4	波长变换问题小结	316
8.5	光纤网络的监测、控制和管理	316
8.5.1	光纤网络的管理功能	316
8.5.2	光纤网络的生存性	319
8.6	新型光交换技术	322
8.6.1	快速光电路交换(DOCS)	322
8.6.2	光突发交换(OBS)	324
8.6.3	光分组交换(OPS)	327
8.6.4	其他交换技术	329
	思考题与习题	329
	参考文献	329

第 1 章 绪 论

1.1 光通信发展史

1.1.1 现代通信的发展

人类社会出现后,人与人之间就需要信息交流。原始社会人们可以靠声音(语言)、肢体动作(肢体语言)或面部表情等交流信息,这就是原始的通信,是人们面对面的交流。

在人类学会使用工具以后,人们开始借助于工具进行较远距离的信息交流,如烽火、灯光(蜡烛)以及以后的旗语等。在过去的大型船舶上用两端带喇叭的铜管定向传导声音。

电的使用开创了人类社会的一个新纪元,引起了一场新的工业革命,也迎来了现代通信的时代。首先进入以电报和电话为标志的电通信(即早期普遍采用的英文字“Telecommunication”的主要含义,该词常常翻译成“电信”)时代。最近三十多年来光通信异军突起,迅速发展,并大大改变了通信业的面貌,也成为电信的主要成员。光纤通信网已经成为现代通信网骨干,并正在向用户/家庭扩展,即光纤到户(fiber to the home, FTTH)。

开始通信技术主要采用模拟信号通信,后来发展成数字通信。在数字通信系统中,现代通信发展的主要标志是通信容量的增加。与通信容量的增加相对应则是载波频率的增加。载波就是信息传输的载体,人们需要传送的信息被转换成电信号,再将此电信号调制到载波上,随着载波一起在传输媒质中传输。电通信的载波由长波—中波—短波—超短波,最终发展到微波(米波—厘米波—毫米波)。微波通信载波的典型频率范围为 $1\sim 10\text{GHz}$,传输比特率为几 $\text{Mb/s}\sim$ 几百 Mb/s 。比特率超过 1Gb/s 是很困难的,因为载波频率才是数 GHz ,在此频率上可用带宽大约就是几百 MHz ,因此 1Gb/s 被认为是低于微波频率的电通信速率极限。

为了增加通信容量,必须增加可用带宽,因此带宽成为资源。在微波波段带宽资源是有限的。在光通信发展以前,人们试图开发毫米波和亚毫米波作为通信的载波,以增加带宽资源。例如有人提出用铜制圆波导作为传输线(传输媒质)传输毫米波和亚毫米波,用半导体器件制作发射机和接收机。这一方案在技术上是可行的。但是这一波段的波导管制作要求非常高,而且要在野外铺设数千千米,工程施工非常困难,同时毫米波和亚毫米波半导体器件价格也很高。因此,要实现这一

要求,经济上非常不合算。更何况在世界上铜的储量有限,属于稀缺的资源,因而毫米波和亚毫米波通信没有得到很大的发展(毫米波通信在无线和空间通信中有部分应用)。

光波所占频带非常宽,相当于当前的应用,带宽资源几乎是无限的,因此人们势必要开发光波波段的带宽资源。光纤的发明解决了光通信的传输媒质问题。不像铜制圆波导管那样,光纤具有许多非常优秀的性能,是非常理想的传输媒质;同时,半导体激光器的发明也解决了光源问题,可以制作出价格适中甚至廉价的光发射机,因此通信的载波频率由微波跳过了毫米波和亚毫米波波段,直接进入光波波段。

图 1.1 示出了无线电波段的分布情况,可以看出光通信使用的光波波段也只是无线电波波段的一个很小部分,但是这一部分的带宽资源已经足够大,大概在数十年的时间内,这一资源也不会枯竭。

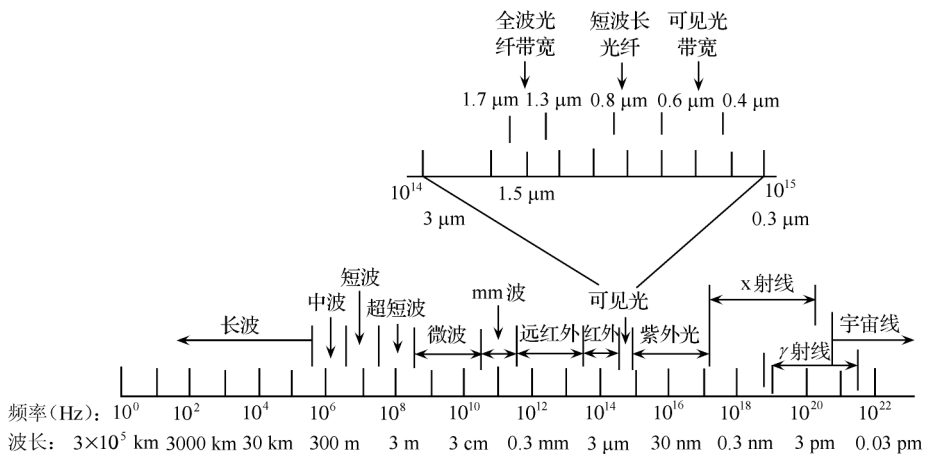


图 1.1 电磁波谱及电通信和光通信所用频带在其中位置

人们是否会探索更高频率的光波波段作为通信应用? 当前,光纤的带宽资源还远未用完,这种探索还没有迫切需要。和下面介绍的光纤通信发展的关键问题一样,要开发新的通信波段首先必须解决传输媒质和信号源问题,对这些问题目前还没有和光纤通信技术同样理想的解决方案。

1.1.2 光通信的发展

光通信的发展仍然以通信容量的增加为主要标志。

在激光器发明之前,甚至远古时代已有原始的光通信,其原理与现代数字光通信类似。例如,烽火台系统中,有光(或有烟火)代表“1”码,无光(烟火)代表“0”码,

烽火台实际上是这种原始光通信的中继站。手电筒、海港信号灯通信与此类似。但是,烽火台只有 1bit 码元,谈不上比特率,手电筒、信号灯开关的速率(比特率)也仅有数 bit/s,与现代光通信不可同日而语。

现代光通信可以说以激光器的发明为标志,虽然直到现在为止,光通信系统仍使用非激光光源(发光二极管)。

20 世纪 60 年代初激光器被发明(开始是固体激光器,后来有气体激光器,半导体激光器等)。有了激光器以后,人们开始了利用激光器作光源进行光通信的研究,这是现代光通信与原始光通信的分界线。通信容量(速率)仍是关键问题。有了激光器,传输速率不是几个 bit/s,而是千兆 bit/s (1Gbit/s)或万兆 bit/s (10Gbit/s 和 40Gbit/s),甚至更高(100Gb/s,以传输电话为例,这一速率相当于 120 万路电话的容量,在光纤通信中相当于 120 万对人在同一根光纤中通话的容量)。

20 世纪 60 年代到 70 年代初,人们还没有制造出可以实用的光纤,当时主要研究大气光通信。光源主要使用 CO₂ 气体激光器(其功率比半导体激光器大)。但由于空气不是理想的光传输媒质,空气中的水汽(雾)、雨雪和沙尘的影响,使光信号被散射、吸收,以致传输距离很短,在恶劣气候的条件下,光信号仅能传播百米量级,甚至更短。

光纤通信的实现可以说使光通信柳暗花明。下面所述的两个技术上的突破使光纤通信成为现实,并在以后的岁月中飞速发展。

1. 光纤传输衰减的降低

20 世纪 60 年代最好的光纤传输衰减为 1 000 dB/km,即传输 1 km,光功率降到原来的 $1/10^{100} \approx 0$,因而这种光纤不可能用作通信媒质。当时没有人相信光纤可以用于通信,也没有人从事光纤用于通信的研究。英籍华人学者高锟博士的贡献在于理论上证明这样大的传输衰减是由于光纤中杂质吸收和散射引起的。如将光纤提纯,则传输衰减可以降到可在通信中实用的程度(最初提出的指标是 20 dB/km)^[1]。这一贡献具有深远意义,完全改变了通信容量不适应社会发展需求的情况,推动了信息社会更快地到来。由于这一贡献,高锟博士获得了 2009 年诺贝尔物理学奖。

1970 年美国康宁公司首次制成了传输衰减为 20 dB/km 的光纤,每传输 1 km,光功率降到原来的 1/100,可以用作光通信的传输媒质。此后,光纤传输衰减逐年下降,到 1979 年已降到 0.2 dB/km,后来又降到 0.16 dB/km,几乎达到纯石英光纤损耗的理论极限。与此对照,同轴电缆传输线的传输衰减大约在 30~100 dB/km。

这一突破的意义在于说明光纤可以作为光通信的传输媒质,从而为光纤通信

打开大门。这也是称高锟博士为光纤通信之父的原因。

2. 半导体激光器性能的突破

光源是光通信系统中的关键器件。高性能的光纤通信系统要求光源线宽窄、可高速调制,而且还要求体积小、耗电小、寿命长、价格低。现代半导体激光器完全可以满足这些要求,不过通信光源的研究还是经历了一个发展过程。

1960年发明的第一个激光器是红宝石(固体)激光器,不久(1961年)半导体激光器研制成功,但当时需要在低温(液氮)下脉冲工作。后来采用异质结技术使激光器可在常温下连续工作,但开始只有数小时甚至数分钟的寿命,由于寿命极短不能实用化。经过一段时间的努力,才研制成功可实用的半导体激光器。现在的半导体激光器的性能有了极大的提高,其寿命可达 10^6 小时,甚至达 10^8 小时,功率可达10mW量级(泵浦激光器可达几百mW),可调谐范围几百GHz,线宽低到1~10MHz(外腔激光器能达几十kHz),适用于各种光通信系统,为光纤通信实用化打下了基础。激光器价格也在不断下降,干线通信系统所用激光器已降到千美元量级;几十美元,甚至几美元的半导体激光器可用于接入网系统。

有了这两个技术突破,20世纪70年代中期就出现了第一代光纤通信系统。世界上第一套商用光纤通信系统于1975年敷设于美国亚特兰大,其工作波长为 $0.85\mu\text{m}$,比特率为45Mbit/s。经过三十多年的努力,光纤通信系统已经经历数代的发展,如表1.1所示。

表 1.1 光纤通信系统的发展

波长/ μm	系统类型	光纤	BL/(Gb/s·km)	年代
0.85	IM/DD	多模	2	1978
1.3	IM/DD	单模	100	1982
1.55	IM/DD	单模	1 000	1986
1.55	相干	单模	10 000	1992
1.55	孤子	单模	1 000 000	1996
1.55	WDM	单模	104 600 000	2002 ^[5]

注:表中的BL的含义:B:比特率(Gbit/s);L:无电中继传输距离(km)。

1.1.3 光纤通信的优点

光纤通信的优点很多,其中最突出的优点是下述两点。

1. 巨大的传输容量

前已说到光波载波频率比微波高得多,光纤通信使用的波段载频约为 10^{14} Hz

量级,而微波大约 10^{10} Hz 量级,两者差四个量级,频率资源比微波大得多。具体说现有普通单模光纤在 $1.3\ \mu\text{m}$ 和 $1.55\ \mu\text{m}$ 波段可用于光纤通信的低损耗窗口的带宽各有 25 000 GHz,如图 1.1 所示(参考图 3.1)。若把 $1.39\ \mu\text{m}$ 附近的氢氧根离子吸收峰清除掉,将两个低损耗区连接起来则可有 50 000 GHz(波长范围 400 nm,即波长在 $1\ 260\sim 1\ 660\ \text{nm}$ 之间)以上的低损耗带宽,当前技术还不能完全利用,也还没有如此大的带宽需求,因此光纤通信技术在将来还有巨大的发展潜力。

2. 优越的传输性能

在 $1.55\ \mu\text{m}$ 波段最低传输损耗约 $0.2\ \text{dB/km}$,即传输 100 km 光信号才衰减 20 dB。完全可以用光放大器来补偿损耗,即放大器间距 100 km 是可能的。而同轴电缆中继放大器间距在 500 m~几 km。此外光纤不存在外来的信道噪声的干扰[在使用光纤放大器(EDFA)以后,EDFA 的放大的自发辐射(ASE)噪声成为信道中主要的噪声干扰],这一点是其他通信体系所不具备的。以后我们会讲到,以发射机的功率和接收机的灵敏度做比较,电通信系统比光通信系统好,但光通信中继距离反而长,这都是得益于光纤优良的传输特性。

其他优点还有制作光纤的材料易于得到、价格便宜[光纤材料的基质是石英玻璃,即二氧化硅(SiO_2)],可以从石英砂中提炼,而石英砂在世界上的储量非常丰富;光纤质量轻、直径细,只占据很小空间,易于铺设。由于外界信号不能干扰光纤中传输的信号,光纤中传输的信号几乎不能辐射出光纤,因此光纤的电磁兼容性非常好。

由于上述各项优点,我们说光纤是一种非常理想的光传输媒质。

1.2 国内外光纤通信技术发展概况

由于光纤通信技术无可比拟的优点,在大容量、长距离传输系统中已经普遍采用光纤通信系统和网络,现在的所谓三大网(电话网、电视网和计算机网)也都采用了光纤网。表 1.1 给出了各个时期光纤通信系统研究的最高水平,其中用了比特率和无电中继传输距离的乘积(BL)来表示光纤通信系统的水平。以后本书也常用这一参量表示系统水平。

从服务范围看,光纤通信网可以分为用于长途干线系统组成的广域网以及城域网、局域网和接入网。

长途干线系统又有陆上系统和海底光缆系统的分别。陆上光纤通信干线系统主要指各个国家的光纤通信干线网,包括各发达国家和许多发展中国家的干线网和部分跨国和跨州的光缆通信干线。海底光缆系统包括跨海和跨洋的光缆系统、以及沿海岸海底光缆系统和岛屿间光缆系统,其中以 TAT(trans-atlantic trans-

mission)和 TPC(trans-pacific communication)为代号的跨大西洋和跨太平洋光缆通信系统从 20 世纪 80 年代后半期开始建设,现在已有多条跨这两个大洋的光缆通信系统。其他著名的系统还有 FLAG 系统(连接欧洲和东南亚,全长 26 000 km),和 AFRICA ONE 系统(环非洲海岸海底光缆系统,全长 40 000 km)。全球海底光缆系统分布如图 1.2 所示。

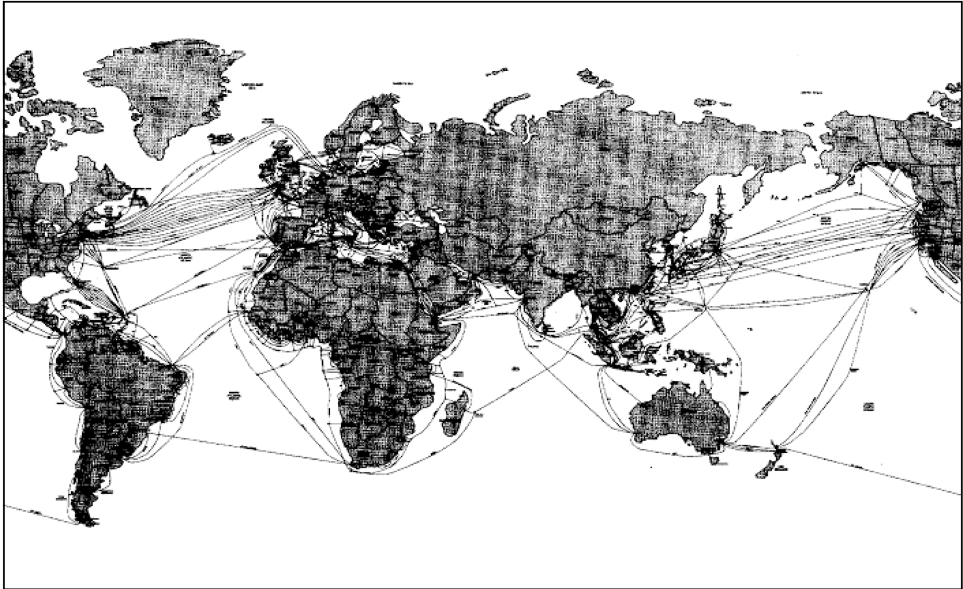


图 1.2 全球海底光缆系统

有了干线系统还必须有配套的城域网、局域网和接入网系统才能将用户和通信干线连接起来,将各种业务送到用户。相对来说,城域网、局域网和接入网光纤系统比光纤干线网的建设滞后。不过,大规模的城域网、局域网和接入网的建设已经开始。

我国光纤通信研究和产业发展几乎和国际上同步进行。在 20 世纪 70 年代初武汉邮电科学研究院赵梓森院士就提出了开展光纤通信技术研究的建议。当时国际上也刚刚开始相关研究。在 70 年代末一些实用的光纤通信系统已经在我国电话网中应用。如,北京大学研制的系统(比特率 8 Mbit/s,传输距离 3 km)于 1979 年安装于北京市电话网中使用多年,获国家科技进步二等奖。由于当时客观条件的限制,我国研制的系统比特率不高,直到 20 世纪 90 年代初我国光纤传输系统的比特率仍维持在 140 Mbit/s。由于发达国家的禁运,进口系统也限制在 140 Mbit/s 以下。这一速率已经不能适应我国国民经济和社会发展的需要。为了增加通信容量,当时只能增加光缆中的光纤芯数。

进入 20 世纪 90 年代我国光纤通信研究和产业都得到巨大的发展。商用系统的比特率从 140 Mbit/s 为主,跳过了 565 Mbit/s 和 622 mbit/s(这两个比特率在我国使用较少)进入比特率为 2.5 Gbit/s 的系统的研究和实用化。当前我国已有 10 Gbit/s 和 40 Gbit/s 的实用化系统,已经开始研究速率 100 Gbit/s 以上的系统,与国际上基本同步。

在全国通信网的建设方面也进展迅速。“八五”和“九五”计划期间(1991~2000),我国建设了两个“八纵八横”通信光缆,通信干线网基本覆盖全国。

此外,我国波分复用技术的研究也是和国际上同步进行。1992 年北京大学提出了采用波分复用+光纤放大器技术实现我国通信干线扩容的建议,受到相关部委的重视,并开始立项研究。在当时该项技术在国际上还没有得到共识,国内外都有反对意见。直到 1996 年波分复用技术被公认为当前光纤通信系统扩容的最佳方案,并在国内外得到迅速发展。1997 年由北京大学和有关公司合作研制的 4×2.5 Gbit/s 波分复用系统安装于国家光缆干线上,成为我国第一条实际使用的波分复用系统,获得国家科技进步三等奖。

我国的通信网已经成为全球通信网的一部分。陆地上已有光缆通到欧洲和东南亚。海上也有了中日、中韩和中美之间海底光缆系统。

可以看到,光纤通信技术已经为我国通信现代化做出了重要贡献。

1.3 光纤通信系统的基本构成

一般的通信系统构成如图 1.3(a)所示。与此比较,光纤通信系统必须有光电转换和光电转换,如图 1.3(b)所示。

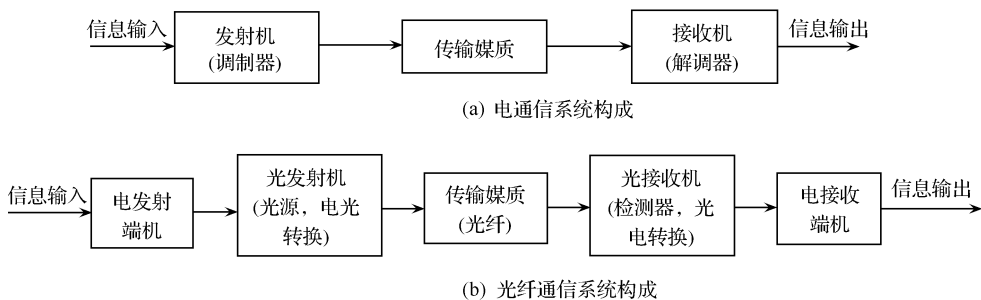


图 1.3 电通信系统与光纤通信系统构成比较

光纤通信系统主要包括光发射机、光接收机和光纤。从学科上讲包括:光纤光缆、光无源器件(包括光纤器件、波导器件和少量的体光学器件)、光有源器件(包括光源、光检测器和光放大器)、系统和网络。

本书主要讲述光纤和系统,对部分无源和有源器件也做了较详细的介绍,最后也涉及光网络方面的一些知识。

思考题与习题

- 1.1 试讨论当代通信技术发展的特点(主要讨论除通信容量迅速增加外的其他特点)。
- 1.2 试讨论为什么光纤通信技术发展如此迅速(从需要和可能两方面讨论)。
- 1.3 下面要提到的全波光纤具有可能的低损耗带宽约为 1260~1660 nm,试估算这一带宽占图 1.1 中所画的 10^{20} Hz 带宽的多大分数? 当前光纤通信系统中使用的单信道最高比特率为 40 Gbit/s,如果系统的带宽利用率为 0.5 (bit/s)/Hz,试估算该系统占据光纤可用的低损耗带宽的分数是多大?
- 1.4 试举例说明图 1.1 所示的无线电波的各个波段可能在哪些领域应用。

参考文献

- [1] Agrawal Govind P. Fiber-optic Communication Systems. Second Edition. New York: John Wiley & Sons, Inc. 1997.
- [2] Senior John M. Optical Fiber Communications——Principles and Practice. Second Edition. Prentice Hall, 1992.
- [3] L. G. 卡佐夫斯基. 光纤通信系统. 张肇仪等译. 北京:人民邮电出版社, 1999.
- [4] 顾婉仪,李国瑞. 光纤通信系统. 北京:北京邮电大学出版社, 1999.
- [5] Gnauck A H, et al. OFC'2002 paper FC2.

第 2 章 光纤的传输特性

任何通信系统都需要传输媒质,它对通信系统的性能有着极其重要的影响,包括影响系统的性能、成本和实现的可能性。光纤通信的传输媒质就是光纤,它是一种非常理想的传输媒质。采用一定的系统结构,光波可以在光纤中传输成千上万千米。光纤的种类很多。从光纤通信的角度看,光纤已经历了几代的变化,从短波长($0.85\ \mu\text{m}$)到长波长($1.3\ \mu\text{m}$ 和 $1.55\ \mu\text{m}$),从多模光纤(MMF)到标准单模光纤(SSMF),到色散位移光纤(DSF),又到非零色散位移光纤(NZ-DSF)和大有有效截面非零色散位移光纤(LEA-NZ-DSF),以及工作频带非常宽的全波光纤(FWF)。

从理论上讲,光纤是一个导波系统,和其他导波系统有类似性质。我们首先介绍介质平板波导,一方面它们是光纤通信系统中应用的波导器件的基础,另一方面它在理论上比较简单,便于理解一些概念,又与光纤同为介质波导,对理解光纤传输理论有帮助。

2.1 介质平板波导中的波

我们只用射线理论讨论介质平板波导中的波,用以引进模式的概念。关于介质平板波导的波动理论,读者可以在光波导理论书籍中找到^[1],这里不再讨论。

2.1.1 折射定律

为了讨论平板介质波导的射线理论,首先需要介绍光学的一个基本定律,即折射定律,又称作斯涅耳(Snell)定律。

光线在不同介质中传播速度不同。描述这一介质性质的参量称作介质的折射率。可以想象,折射率大的介质对光好像致密些(常称作光密介质),也就是好像对光传播的阻力大些,因而传播速度较慢。反之,折射率低的介质(对光好像稀疏些,常称作光疏介质)中光的传播速度就快些。这就导致光线通过不同折射率介质的界面时出现折射,并满足折射定律。

设两种不同折射率的介质之间的界面 A 如图 2.1 所示,界面上部介质 1 的折射率为 n_1 ,下部介质 2 的折射率为 n_2 。一根光线以入射角 θ_i 从介质 1 入射到该界面上,光线的能量将部分反射回介质 1,部分透射到介质 2。根据折射定律,反射角 θ_r 和折射角 θ_t 将满足

$$\theta_i = \theta_r \quad (2.1a)$$

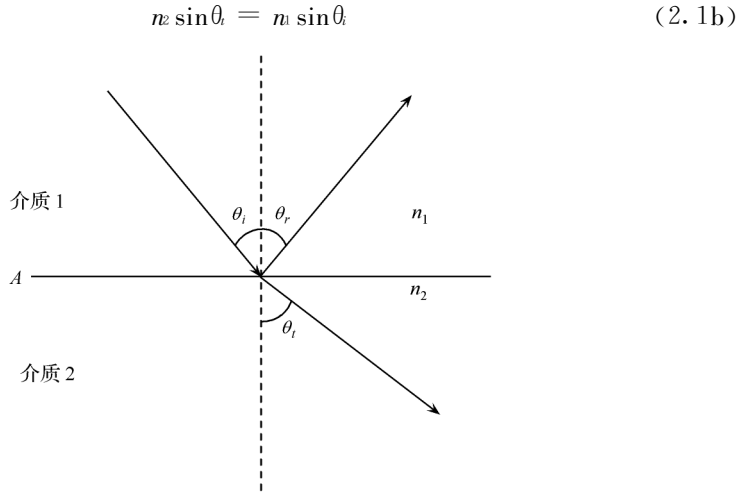


图 2.1 折射定律

其中, n_1 为介质 1 的折射率, n_2 为介质 2 的折射率。由此可知, 若 $n_1 > n_2$, 则 $\theta_t > \theta_i$; 反之, 若 $n_1 < n_2$, 则 $\theta_t < \theta_i$, 即光线在介质界面上折射时光密(折射率大)一侧的角度小, 光疏(折射率小)一侧的角度大。因此, 如果光线从光密介质入射到光疏介质, 折射角大于入射角。当入射角大到一定程度, 可能使折射角等于 90° , 这时入射角满足

$$n_2 \sin 90^\circ = n_2 = n_1 \sin \theta_c \quad (2.2a)$$

$$\theta_c = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \quad (2.2b)$$

其中, θ_c 为全反射的临界入射角。当入射角 $\theta_i \geq \theta_c$ 时, 光线将全反射回介质 1, 没有能量透射到介质 2 中。(注: 这是射线理论的结果。按照严格的波动理论可能有部分能量渗透到介质 2 中, 但波长越短, 渗透越少。射线理论是短波长的极限情况。)

例 2.1 假设图 1.1 中介质 1 为玻璃, 其折射率 $n_1 = 1.45$, 介质 2 为空气, 其折射率 $n_2 = 1$ 。求光线由玻璃入射到界面时的全反射的临界角。

解 根据(2.2b)式可得

$$\theta_c = \arcsin \frac{n_2}{n_1} = \arcsin \frac{1}{1.46} = 43.2^\circ$$

在射线理论中, 全反射是平板波导和光纤传输的理论基础。

2.1.2 介质平板波导的结构

介质平板波导结构示意图如图 2.2 所示, 在介质平板波导的左边给出了分析

介质平板波导时所使用的坐标系。

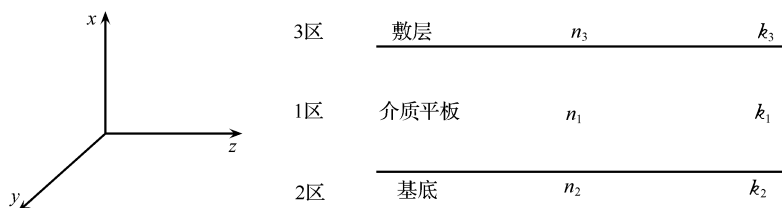


图 2.2 介质平板波导的结构及分析时选用的坐标系

设介质平板波导在 y 方向无限大, n_1 、 n_2 、 n_3 和 k_1 、 k_2 、 k_3 分别是介质平板(1区), 基底(2区)和敷层(3区)中的折射率和波数, 其相应的波矢为 \mathbf{k}_1 、 \mathbf{k}_2 和 \mathbf{k}_3 。一 般有 $n_1 > n_2 > n_3$, 则根据折射定律, 在 1、2 区界面和 1、3 区界面上存在全内反射临界角 θ_{c12} 和 θ_{c13} , 它们满足下述方程

$$\sin \theta_{c12} = n_2 / n_1 \quad (2.3a)$$

$$\sin \theta_{c13} = n_3 / n_1 \quad (2.3b)$$

在这些界面上, 光线的入射角 θ_i 大于这些角度时在相应界面上产生全内反射, 光线不能透过界面。

2.1.3 介质平板波导的射线理论

1. 导波

如图 2.3 所示, 当波导中射线在 1、2 界面和 1、3 界面上产生全内反射时, 光波被限制在介质平板内传输, 形成导波。为满足上述界面上的全反射条件, 应有不等式

$$\theta_{c13} < \theta_{c12} < \theta_i < 90^\circ \quad (2.4)$$

其中, θ_i 为介质平板中射线在上下界面上的入射角, 如图 2.3 所示。由(2.3)式和(2.4)式可求出

$$\frac{n_3}{n_1} < \frac{n_2}{n_1} < \sin \theta_i < 1 \quad (2.5)$$

设 $\beta = k_z$ 为介质平板中的波矢量 \mathbf{k}_1 在传输方向 z 上的分量,

$$\beta = k_z = k_1 \sin \theta_i = k_0 n_1 \sin \theta_i \quad (2.6)$$

(2.5)式两边乘 $k_0 n_1$ (k_0 为自由空间的波数), 得不等式

$$k_0 n_3 < k_0 n_2 < k_0 n_1 \sin \theta_i = \beta < k_0 n_1 = k_1 \quad (2.7)$$

因为波矢 \mathbf{k}_1 可以在直角坐标系中分解成 $\mathbf{k}_1 = i\mathbf{k}_x + \mathbf{j}k_y + \mathbf{k}k_z$, $\beta = k_z$ 只是矢量 \mathbf{k}_1 在 z 方向的分量, 当然应该有 $\beta < k_0 n_1 = k_1$ 。

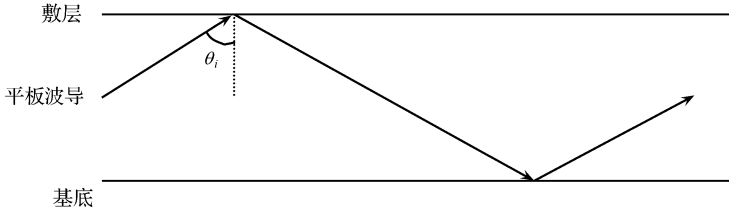


图 2.3 介质平板波导的射线理论

由于 $k_3 = k_0 n_3$, $k_2 = k_0 n_2$, 则(2.7)式可写成

$$k_0 < k_3 < k_2 < \beta < k_1 \tag{2.8}$$

设 v_1 、 v_2 、和 v_3 分别是光在介质平板、基底和敷层中的传播速度, v 为平板波导中 z 方向传输的相速度, $\beta = \frac{\omega}{v}$, 则(2.8)式又可写成

$$\frac{\omega}{c} < \frac{\omega}{v_3} < \frac{\omega}{v_2} < \frac{\omega}{v} < \frac{\omega}{v_1} \tag{2.9}$$

因而有

$$c > v_3 > v_2 > v > v_1 \tag{2.10}$$

(2.10)式说明介质平板中的导波是一种慢波(传播速度小于自由空间光速的波称作慢波)。

2. 垂直极化波(TM)与水平极化波(TE)

介质平板波导中可以存在两类传输模式:垂直极化波(又称横磁波,缩写为 TM 波)与水平极化波(又称横电波,缩写为 TE 波),如图 2.4 所示。图中波矢 k 代表电磁波传播方向,即沿着图中射线方向; E 和 H 代表电场强度矢量和磁场强度矢量,它们与波矢 k 组成右手螺旋(右手拇指指向 k 方向,其他四指指向电场方向,握起时由电场方向转动 90° 可到达磁场方向。正如直角坐标系那样,如果 k 在 z' 轴方向,则 E 在 x' 轴方向, H 在 y' 轴方向)。由图 2.4 可见, TM 波磁场在 y 方向(横向), z 轴方向(纵向)没有磁场分量,因此称作横磁波;相似地, TE 波没有纵向电场分量,只有 y 方向横向电场分量,因此称作横电波。图中箭头表示矢量方向,并且按照习惯圆圈中间加一点表示矢量由纸面向外。

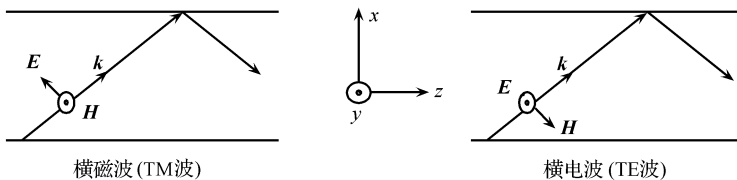


图 2.4 介质平板波导中的 TM 波和 TE 波

3. 导波的特征方程和横向谐振条件

假定(2.8)式成立, z 为波导中导波传播方向, \mathbf{k} 在 xz 平面内, $k_y = 0$ 。由波矢的分解可知, $k_z = \beta$ 是纵向(z 方向)传输常数, 若 z 方向无限延伸, 在不考虑损耗的情况下波将沿 z 方向传播到无限远。而在横向, 则电磁波的传播由波矢的 x 分量 k_x 决定, 即在 x 方向电磁波在两个界面上来回反射(电磁波在上下界面上全反射), 在一定的条件下形成稳定的驻波, 即稳定的横向振荡。此条件为

$$k_x \times 2d - 2\phi - 2\phi = 2m\pi, \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.11a)$$

因为 $k_x = k_0 n \cos\theta_i$, 其中 n 为波导介质的折射率, 所以(2.11a)式成为

$$2dk_0 n \cos\theta_i - 2\phi - 2\phi = 2m\pi, \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.11b)$$

该式的物理意义很清楚, 其中 $k_x \times 2d = 2dk_0 n \cos\theta_i$ 是电磁波在平板波导上下界面来回传播一次产生的相位移; 2ϕ 为电磁波在下界面上反射时产生的相位移; 2ϕ 为电磁波在上界面上反射时产生的相位移, m 为整数, 因此该式左端则是电磁波在平板波导上下界面来回传播一次产生的总相位移。当它们是 2π 的整数倍时, 可以形成稳定的驻波, 称之为横向谐振, 所以(2.11a)或(2.11b)式称为横向谐振条件。该条件是理解“模式”概念的关键。

当光波长固定时(k_0 固定)则不同的入射角 θ_i 需要不同的 m 使(2.11b)式满足, 形成不同的驻波。当 $m=0$ 时, (2.11a)式变为 $2k_x d = 2\phi + 2\phi$ 。由于 $0 < 2\phi + 2\phi < 2\pi$, 因而 $0 < k_x d < \pi$, 即在 x 方向(横向)介质平板厚度内只有一个驻波波腹。相似地, 当 $m=1$ 时可能有两个波腹, 余类推。

由于 m 不同, 横向谐振(驻波)状态不同, 即横向振动的场分布不同, 例如, 前面所说的波腹数不同。我们把同一系统的不同的横向谐振状态称作振动模式, 简称模式。在波导中横向的振动(驻波)将以波动方式沿 z 轴传播, 形成导波, 不同的 m 称为不同的波动模式, 同样简称模式。不同的波动模式横向场(驻波)分布不同。同时由于 k_x 不同, $\beta = k_z$ 也不同, 即不同的波动模式有不同的传输常数, 也即有不同的传输速度 v 。在特殊情况下, 不同的模式可能有相同的传输常数, 称作简并, 但是它们的横向场分布不同。由于 TE 模和 TM 模的 ϕ 和 ϕ 可能不相同, 因而即使 m 相同, 它们的场分布也可能不同, 因此对应不同的模式。用 m 作为脚标, 将这些模式命名为 TE_m 和 TM_m 。

4. 辐射模

当 1,2 或 1,3 界面上全反射条件不成立时则在界面上有折射光存在, 折射光进入 2 或 3 区光能量就辐射出去, 这就是辐射模, 由于 $n_2 > n_3$, 因而当 θ_i 下降($\beta = k_z = k_0 \sin\theta_i$ 也下降)时, 首先使 $\theta_{c13} < \theta_i < \theta_{c12}$, 此时在 1,2 界面上有折射波, 但在 1,3 界面上仍然满足全反射条件, 没有折射波。当 $\theta_i < \theta_{c13} < \theta_{c12}$, 则在两个

界面上都有折射波。能量无论从一边或两边辐射出去,经多次辐射后在波导中传输的能量会很快消耗掉,不能保持在介质平板中,因而形成不了导波。

5. 模式的截止波长

如上所述, m 一定时,不同的波长 λ 需要不同的 θ_i 使满足横向谐振条件。从(2.11b)式可见,当 m 不变时, λ 上升, k_0 下降, θ_i 也应下降,使横向谐振条件成立,使导波存在。在当 θ_i 下降到 $\theta_i \leq \theta_{c12}$ 时,则在 1,2 界面上开始有辐射,与该 m 模式对应的导波在介质平板中就会消失,我们称此现象为导波的截止。 $\theta_i = \theta_{c12}$ 时由(2.11b)式确定的波长称为该模式的截止波长,记作 λ_c , $\lambda > \lambda_c$ 时此模式截止,不能形成导波。

6. 单模传输条件

介质平板波导中 TE_0 模截止波长最长, TM_0 模截止波长为次长,则当

$$\lambda_c(TM_0) < \lambda < \lambda_c(TE_0) \quad (2.12)$$

成立时 TM_0 模截止,除 TE_0 以外的其他模式也都截止,只有 TE_0 模存在(单模传输),因此(2.12)式为单模传输条件。

2.2 阶跃折射率光纤

2.2.1 阶跃折射率光纤中射线的概念

1. 阶跃折射率光纤中的折射率分布

一般假定阶跃折射率光纤的纵向(轴向)折射率均匀分布,横截面上折射率分布如图 2.5 所示,即在光纤的纤芯和包层区域内横向折射率各自也都均匀分布(有些书上称此种光纤为均匀光纤主要指纤芯折射率均匀分布。相对而言,非均匀光纤指纤芯中折射率非均匀分布,例如抛物线分布。非均匀光纤将在第 3 章介绍),而在纤芯和包层的界面上折射率跃变。

图中纤芯和包层横截面皆为圆形,半径各为 a 和 b ; 折射率分别为 n_1 和 n_2 。

2. 阶跃折射率光纤中的子午线与斜射线

这种光纤形成导波的原理与介质平板波导类似,但光纤中射线比介质平板波导复杂,可能有子午线,其射线在包含轴线的平面内,如图 2.6(a)所示,其行为与介质平板波导更类似;光纤中还可能斜射线,其射线限制在纤芯与包层界面和焦散面之间的区域内,如图 2.6(b)所示,图中点划线表示光纤轴线,图中还将光

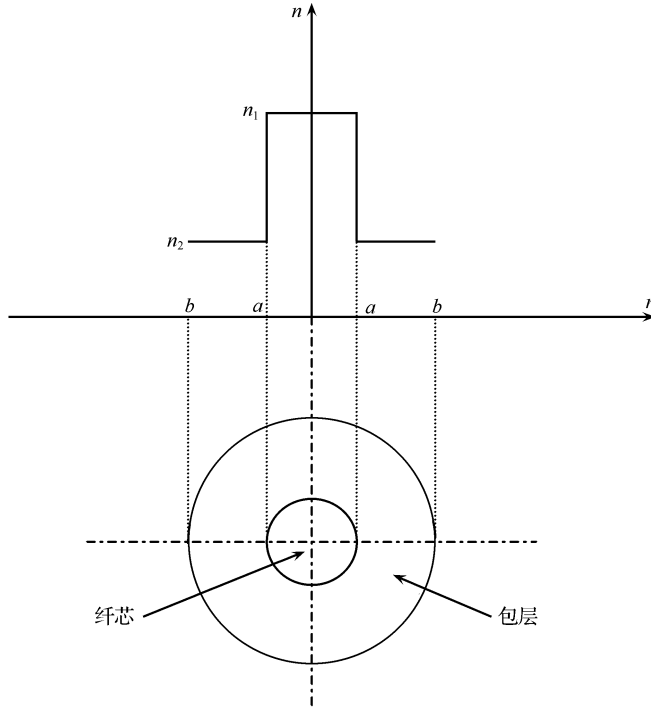


图 2.5 阶跃折射率光纤横截面的折射率分布

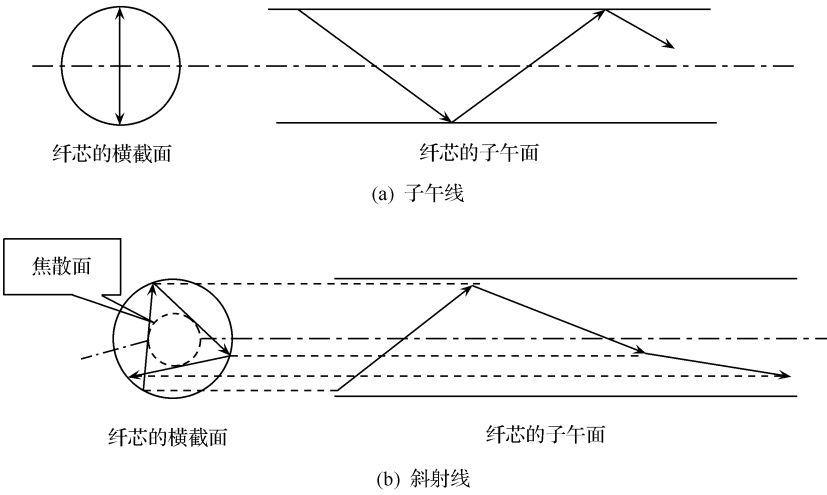


图 2.6 阶跃折射率光纤中的射线

线在纤芯和包层界面上的反射点在光纤横截面和子午面上位置用虚线连接。平板波导中没有斜射线。

在子午线的情况,当 $n_1 > n_2$ 且入射角 θ_i 足够大时,在纤芯和包层界面上可能产生全反射,与介质平板波导类似,全反射的条件是

$$\sin \theta_i > \frac{n_2}{n_1} \tag{2.13}$$

斜射线的情况比较复杂,由于射线不在一个平面内,在纸面上画出射线轨迹也较困难,但在界面上的全反射条件是一样的。此种光线不在子午面上,不与光纤中纤芯与包层之间界面(为圆柱面)的任一母线共面。下面主要讨论子午线。首先从射线理论介绍一些概念和参量。

3. 阶跃折射率光纤的数值孔径

假定射线在光纤端面以入射角 φ 由空气耦合进入光纤,射线与光纤轴线共面(子午线情况),如图 2.7 所示。为满足全反射条件,纤芯和包层界面上射线的入射角 $\theta_i > \theta_c$, 即 $\sin \theta_i > n_2/n_1$, 则

$$\sin \theta_c = \cos \theta_i < \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2} = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} = \sqrt{2\Delta} \tag{2.14}$$

式中, Δ 称作相对折射率差,其定义是

$$\Delta \equiv \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2} \approx \frac{n_1 - n_2}{n_1} \tag{2.15}$$

在光纤中 $n_1 \approx n_2$, 因此它是一个小量,并且上式中的近似成立。根据折射定律,在光纤端面上有 $1 \cdot \sin \varphi = n_1 \sin \theta_i$, 应用(2.14)式,可得

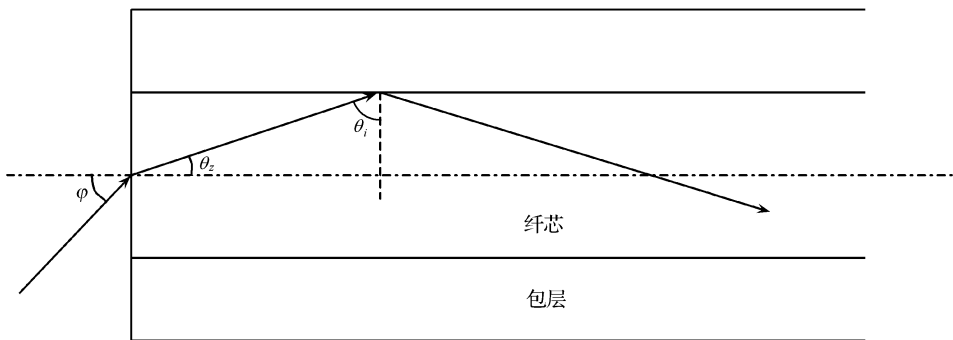


图 2.7 光纤的数值孔径

$$\sin \varphi = n_1 \sin \theta_2 < n_1 \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta}$$

即最大的 φ ($= \varphi_{\max}$) 应满足

$$\sin \varphi_{\max} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta} \quad (2.16)$$

由于光纤中 n_1 与 n_2 差别很小, 所以 φ_{\max} 也不大, 则有 $\sin \varphi_{\max} \approx \varphi_{\max}$ 。

定义数值孔径 NA (numerical aperture) 为

$$NA \equiv \sin \varphi_{\max} \approx \varphi_{\max} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta} \quad (2.17)$$

例如, 光纤中 $n_1 \approx 1.5$, $\Delta \approx 0.01$, 则 $NA = 0.21$, $\varphi_{\max} = 12^\circ$ 。这时 $\sin \varphi_{\max} \approx \varphi_{\max}$ (弧度) 成立。 Δ 大, NA (φ_{\max}) 大, 对光纤与其他器件耦合有好处; 但是, 下面可以看到, 光纤的单模传输条件要求归一化频率 $V = n_1 k_0 a \sqrt{2\Delta} < 2.40483$ 。在此式中, Δ 大, 则要求 a 小, 又不利于耦合。因此需要折衷考虑 Δ 的大小。在实际单模光纤中常需要 $\Delta < 0.01$ 。

与介质平板波导一样, 同样有横向谐振条件, 即有离散的 θ_2 , 使场在光纤横向上形成驻波, 每个 θ_2 对应的驻波分布不同, 形成不同的模式。由于光纤中驻波分布是二维分布, 因此模式的下标就有两位。

射线理论虽然很形象, 容易理解一些概念, 但是它是不严格的, 只是波长 $\lambda \rightarrow 0$ 时的一种近似。它以相当好的近似描述阶跃折射率多模光纤, 但在分析梯度折射率多模光纤时有较大的出入, 完全不适用于单模光纤, 因此要严格处理光纤传输问题仍需用波动理论。下面应用光纤的波动理论讨论光纤中的模式概念和场分布。

波动理论分为严格的矢量解法和弱导波近似条件下的标量解法。由于矢量解法比较复杂, 也不够形象, 因此在实际应用时更常用标量解法的结果。本书只介绍标量解法。需要了解矢量解法的读者可参阅本书第一版的内容^[2]。

2.2.2 阶跃折射率光纤的标量解法

1. 标量解近似

矢量解法比较复杂, 模式种类多, 不直观, 简并模的存在使问题更加复杂, 因而希望用一些近似使问题简化。

由于光纤中 $n_2/n_1 \rightarrow 1$, 即存在弱导波近似, 全反射的临界角 $\theta_c = \sin^{-1}(n_2/n_1) \approx 90^\circ$ 。由于导波的入射角 $\theta_2 > \theta_c$, 即入射角 θ_2 更接近 90° , 因此光波传输方向 (\mathbf{k} 方向) 几乎与 z 轴平行, 场的纵向分量 E_z, H_z 都很小, 因而在弱导波光纤中传输的光波可以近似看成平面波, 或称作准横电磁波 (准 TEM 波)。在这种条件下, 可用标量解近似, 导出其中场分量表达式和传输特性的描述。

2. 标量解的场表达式

讨论问题所用的坐标系如图 2.8 所示,并假定横向场方向保持不变,并设 \mathbf{E}_t 在 y 方向, \mathbf{H}_t 在 x 方向,它们可表示为 $\mathbf{E}_t = jE_y, \mathbf{H}_t = iH_x$ 。首先忽略场的纵向分量(即弱导波近似),则有

$$\mathbf{E} \approx \mathbf{E}_t = jE_y \tag{2.18}$$

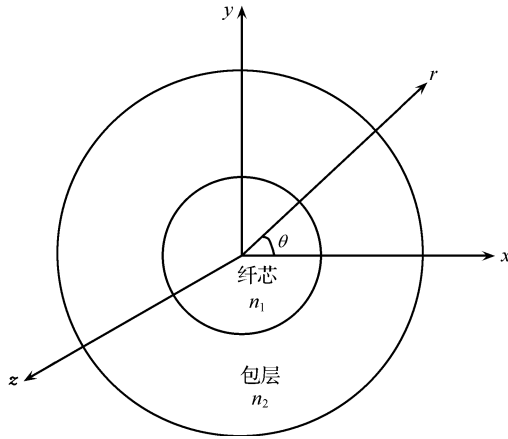


图 2.8 讨论光纤波动理论时所用的坐标系

假设介质满足均匀、无源、无耗、各向同性、线性、单频工作(不考虑色散)。在这些简化假定下矢量亥姆霍兹波动方程成立,即有

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k_0^2 n^2 \mathbf{E} = 0 \tag{2.19}$$

将(2.18)式代入(2.19)式则可得 E_y 满足的标量亥姆霍兹方程

$$\nabla^2 E_y + k_0^2 n^2 E_y = 0 \tag{2.20}$$

在圆柱坐标系中上式展开为

$$\frac{\partial^2 E_y}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_y}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_y}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2 E_y}{\partial z^2} + k_0^2 n^2 E_y = 0 \tag{2.21}$$

用分离变量法可以求解(2.21)式。令

$$E_y(r, \theta, z) = R(r) \Theta(\theta) Z(z) \tag{2.22}$$

代入(2.21)式,可得 Z, Θ, R 分别满足的方程如下:

$$\frac{d^2 Z}{dz^2} + \beta^2 Z = 0 \tag{2.23}$$

$$\frac{d^2 \Theta}{d\phi^2} + m^2 \Theta = 0 \tag{2.24}$$

$$\frac{d^2 R}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dR}{dr} + \left[n^2 k_0^2 - \beta^2 - \frac{m^2}{r^2} \right] R = 0 \tag{2.25}$$

(2.23)式和(2.24)式是常见的常微分方程,分别求解可得

$$Z(r) \propto \exp[\pm j\beta z] \quad (2.26)$$

$$\Theta(\theta) \propto \sin(m\theta) \text{ 或 } \cos(m\theta) \quad (2.27)$$

其中, β 为波的传输常数; m 为整数,以保证角向(圆周方向)形成驻波(即满足横向谐振条件)。(2.26)式右端指数上的正负号代表正向和反向传输的波。(2.27)式右端的正弦和余弦函数代表不同的模式,这一点在本书后文中还会讨论。

(2.25)式可以化为贝塞尔方程,它的解为

$$R(r) = \begin{cases} A_1 J_m\left[\frac{u}{a}r\right] + A'_1 Y_m\left[\frac{u}{a}r\right], & r \leq a \\ A_2 K_m\left[\frac{w}{a}r\right] + A'_2 I_m\left[\frac{w}{a}r\right], & r \geq a \end{cases} \quad (2.28)$$

其中, $J_m(x)$ 和 $Y_m(x)$ 为第一类和第二类贝塞尔函数, $K_m(x)$ 和 $I_m(x)$ 为第一类和第二类修正的(虚宗量)贝塞尔函数(x 代表贝塞尔函数的宗量)^[3]。 A_1 、 A'_1 、 A_2 和 A'_2 为待定系数,可根据边界条件和各类贝塞耳函数的性质确定, u 和 w 分别为纤芯和包层中横向归一化传输常数,表示为

$$u = \sqrt{k_0^2 n_1^2 - \beta^2} a \quad (2.29)$$

$$w = \sqrt{\beta^2 - k_0^2 n_2^2} a \quad (2.30)$$

由于在 $r=0$ 处场强应有限,而 $Y_m(0) \rightarrow \infty$,因此, $A'_1=0$;由于 $r \rightarrow \infty$ 时场强应衰减到零,而 $I_m(\infty)$ 有限大,因此 $A'_2=0$ 。综合(2.22)式、(2.26)式、(2.27)式和(2.28)式可得

$$E_y = \begin{cases} A_1 \exp[j(\omega t \pm \beta z)] \begin{bmatrix} \sin m\theta \\ \cos m\theta \end{bmatrix} J_m\left[\frac{u}{a}r\right], & r \leq a \\ A_2 \exp[j(\omega t \pm \beta z)] \begin{bmatrix} \sin m\theta \\ \cos m\theta \end{bmatrix} K_m\left[\frac{w}{a}r\right], & r \geq a \end{cases} \quad (2.31a)$$

又由于在边界 $r=a$ 处切向场连续(在 E_y 最大的 θ 方向上, E_y 沿边界的切向),即场 E_y 应在边界 $r=a$ 处连续,即有

$$E_y|_{r=a^+} = E_y|_{r=a^-}$$

其中, $r=a^-$ 代表边界处纤芯一侧的点,而 $r=a^+$ 代表边界处包层一侧的点,则利用(2.31a)式可得

$$A_1 J_m(u) = A_2 K_m(w) = A$$

由此得

$$A_1 = \frac{A}{J_m(u)}, \quad A_2 = \frac{A}{K_m(w)}$$

最后,波动方程的解成为

$$E_y = \begin{cases} A \exp[j(\omega t \pm \beta z)] \begin{bmatrix} \sin m\theta \\ \cos m\theta \end{bmatrix} \frac{J_m\left(\frac{u}{a}r\right)}{J_m(u)}, & r \leq a \\ A \exp[j(\omega t \pm \beta z)] \begin{bmatrix} \sin m\theta \\ \cos m\theta \end{bmatrix} \frac{K_m\left(\frac{w}{a}r\right)}{K_m(w)}, & r \geq a \end{cases} \quad (2.31b)$$

由此可求得横向磁场 H_x 的表达式为

$$\begin{cases} H_x = -\frac{E_y}{Z_1} = -A \frac{n_1}{Z_0} \exp[j(\omega t \pm \beta z)] \begin{bmatrix} \cos m\theta \\ \sin m\theta \end{bmatrix} \frac{J_m\left(\frac{u}{a}r\right)}{J_m(u)}, & r \leq a \\ H_x = -\frac{E_y}{Z_2} = -A \frac{n_2}{Z_0} \exp[j(\omega t \pm \beta z)] \begin{bmatrix} \cos m\theta \\ \sin m\theta \end{bmatrix} \frac{K_m\left(\frac{w}{a}r\right)}{K_m(w)}, & r \geq a \end{cases} \quad (2.32)$$

其中, $Z_0 = 377\Omega$ 、 $Z_1 = \frac{Z_0}{n_1}$ 和 $Z_2 = \frac{Z_0}{n_2}$ 分别为自由空间、纤芯和包层中平面波的波阻抗。

由麦氏方程可从上述 E_y 和 H_x 的表达式进一步求出 E_z 和 H_z 为

$$\begin{aligned} E_z &= \frac{j}{\omega\epsilon} \frac{dH_x}{dy} = \frac{jZ_0}{k_0 n^2} \frac{dH_x}{dy} \\ H_z &= \frac{j}{\omega\mu_0} \frac{dE_y}{dx} = \frac{j}{k_0 Z_0} \frac{dE_y}{dx} \end{aligned} \quad (2.33a)$$

并用

$$\begin{aligned} \frac{dH_x}{dy} &= \frac{\partial H_x}{\partial r} \frac{\partial r}{\partial y} + \frac{\partial H_x}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial y} \\ \frac{dE_y}{dx} &= \frac{\partial E_y}{\partial r} \frac{\partial r}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial x} \end{aligned} \quad (2.33b)$$

和 $r = \sqrt{x^2 + y^2}$, $\tan\theta = y/x$, 代入(2.33a)式即可求出 E_z 、 H_z 的表达式, 再利用麦克斯韦方程可导出横向场与纵向场的关系式如下:

$$\begin{aligned} E_t &= -j \frac{\beta}{\omega^2 \epsilon \mu - \beta^2} \left[\nabla_t E_z - \frac{\omega \mu}{\beta} \mathbf{k} \times \nabla_t H_z \right] \\ H_t &= -j \frac{\beta}{\omega^2 \epsilon \mu - \beta^2} \left[\nabla_t H_z + \frac{\omega \mu}{\beta} \mathbf{k} \times \nabla_t E_z \right] \end{aligned} \quad (2.34)$$

其中, 下标 t 表示横向场, ∇_t 表示对横向坐标求导。由此式可以求出横向场 E_t 、 E_θ 、 H_r 和 H_θ 的表达式。这样场分量表达式就全都求出来了。

(2.31b)式和(2.32)式给出了两组解, 一组解 E_y 用 $\sin m\theta$ 表示, H_x 用 $\cos m\theta$ 表示, 另一组解 E_y 用 $\cos m\theta$ 表示, H_x 用 $\sin m\theta$ 表示。因为

$$\sin m\theta = \cos(m\theta - 90^\circ) = \cos m(\theta - 90^\circ/m)$$

$$\cos m\theta = \sin(m\theta - 90^\circ) = -\sin m(\theta - 90^\circ/m)$$

由此可见,它们的场分布在 θ 方向上相互旋转($90^\circ/m$)。因此,两者特性完全一样,只是 θ 方向的场分布不重合,是简并的模,因此只讨论一个即可。

也可以将直角坐标系的场分量化为柱坐标系的场分量,并可根据 θ 方向分布将柱坐标系的6个场分量分成两组

$$\begin{aligned} E_z, E_r, H_\theta &\propto \sin m\theta \quad \text{或} \quad \cos m\theta \\ H_z, H_r, E_\theta &\propto \cos m\theta \quad \text{或} \quad \sin m\theta \end{aligned}$$

对于 $m=0$ 的特殊情况,上述两组解中,一组解为 $E_z=0, H_z \neq 0$,另一组解为 $E_z \neq 0, H_z=0$,它们对应于光纤中的横电波 TE(或称水平极化波)和横磁波 TM(或称垂直极化波),与介质平板波导有类似情况。

当 $m=1$,上述两组波成为 $\cos\theta$ 和 $\cos(\theta-90^\circ)=\sin\theta$,即两组波场被旋转 90° 度。下面我们还要讨论这一问题。

3. 标量解的特征方程(横向谐振条件)

定义归一化频率

$$V = \sqrt{u^2 + w^2} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} k_0 a = \sqrt{2\Delta n_1} k_0 a \quad (2.35)$$

在确定解的系数时已用了 E_y 沿边界的切向时 E_y 在边界上连续的条件,现在用轴向分量 E_z 连续的条件最终得标量解法的特征方程(在 $n_1 \approx n_2$ 的条件)如下:

$$u \frac{J_{m+1}(u)}{J_m(u)} = w \frac{K_{m+1}(w)}{K_m(w)} \quad (2.36a)$$

$$u \frac{J_{m-1}(u)}{J_m(u)} = -w \frac{K_{m-1}(w)}{K_m(w)} \quad (2.36b)$$

应用贝塞尔函数递推公式

$$\begin{aligned} zJ_{p-1}(z) + zJ_{p+1}(z) &= 2pJ_p(z) \\ zK_{p-1}(z) - zK_{p+1}(z) &= -2mK_p(z) \end{aligned}$$

可证(2.36a)方程和(2.36b)方程实际上是同一个方程,该方程为标量解的特征方程。

例 2.2 证明(2.36a)方程和(2.36b)方程等价。

证明 由贝塞尔函数递推公式可得

$$\begin{aligned} uJ_{m+1}(u) &= 2mJ_m(u) - uJ_{m-1}(u) \\ wK_{m+1}(w) &= 2mK_m(w) + wK_{m-1}(w) \\ u \frac{J_{m+1}(u)}{J_m(u)} &= 2m - u \frac{J_{m-1}(u)}{J_m(u)} \\ w \frac{K_{m+1}(w)}{K_m(w)} &= 2m + w \frac{K_{m-1}(w)}{K_m(w)} \end{aligned}$$

根据(2.36a)式可见,上两式左端相等,则右端也应相等,有

$$2m - \frac{uJ_{m-1}(u)}{J_m(u)} = 2m + \frac{wK_{m-1}(w)}{K_m(w)}$$

消去 $2m$ 即得(2.36b)式。

4. 标量模及其特性

我们首先引入导波的截止条件,由此引入模式序号。与介质平板波导类似, $w=0$ 对应导波的临界状态。 $w^2 > 0$ 为导波(由于此时 w 为实数,在包层中光波在横向近似指数衰减,光场保持在纤芯中传输); $w^2 < 0$ 为辐射模(此时 w 为虚数,在包层中存在横向的能量传输,即存在横向的能量辐射,因而在纵向,即 z 方向能量逐步衰减,光波不能在纤芯中传输,不能形成导波),因此截止条件(即临界条件)可写成 $w_c^2 = 0$, 则有 $V_c^2 = u_c^2 + w_c^2 = u_c^2$ 。因此截止时的归一化频率为 $V_c = u_c$ 。在数学处理时令 $w \rightarrow 0$ 时导波截止,再用渐近式

$$\begin{aligned} m = 0, \quad K_0(w) &\xrightarrow{w \rightarrow 0} \ln(2/w) \rightarrow \infty \\ m > 0, \quad K_m(w) &= K_{-m}(w) \xrightarrow{w \rightarrow 0} (1/2)(m-1)!(2/w)^m \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (2.37)$$

代入特征方程[例如用(2.36b)式]可知,无论 m 为何值,当 $w \rightarrow 0$ 时,则有

$$\begin{aligned} w \frac{K_{m-1}(w)}{K_m(w)} &= w \frac{(1/2)(m-1-1)!(2/w)^{m-1}}{(1/2)(m-1)!(2/w)^m} \\ &= w \frac{(m-2)}{(m-1)(2/w)} = \frac{(m-2)w^2}{2(m-1)} \xrightarrow{w \rightarrow 0} 0 \\ &= \frac{u_c J_{m-1}(u_c)}{J_m(u_c)} = 0 \end{aligned} \quad (2.38)$$

当 $m=0$ 时,(2.38)式的根为 $u_c=0$ 和 $J_{-1}(u_c) = J_1(u_c) = 0$, 即截止时有

$$V_c = u_c = \mu_{1,n-1} = 0, 3.83171, \dots$$

$\mu_{1,n-1}$ 为贝塞尔函数的根,其第一位下标表示贝塞尔函数的阶数。 $\mu_{1,n-1}$ 是一阶贝塞尔函数 $J_1(u_c)$ 的根,因而第一位下标为 1;第二位下标表示根的序号,其中第一个根($n=1$)是 0,它的序号是 $n-1=0$ 。它们对应的模式为 LP_m , 即 LP_{01}, LP_{02}, \dots , 其中下标的第一位数表示 m 的值(为 0),第二位数表示(2.36)式的根的序号 n 的值。由此可知, LP_{01} 模的归一化截止频率为 0, LP_{02} 模的归一化截止频率为 3.83171,等。

类似地,当 $m > 0$ 时有 $J_{m-1}(u_c) = 0$ 。但是与 $m=0$ 的情况不同,这里应排除 $u_c=0$ 的解,因为 $m \neq 0$ 时, $J_m(u_c) = 0$, (2.36)式的左端成为 $\frac{0}{0}$ 的形式,没有意义。

下面对 m 的不同数值举例进行说明。

当 $m=1$,截止时有 $J_0(u_c) = 0$, 对应的根有

$$V_c = u_c = \mu_{0,n} = 2.40483, 5.52008, \dots$$

其中, μ_{0n} 为 $J_0(u_c)$ 的根, 它们对应的模为 LP_{11}, LP_{12}, \dots 。模式下标的意义与 $m=0$ 时类似。 LP_{11} 模的归一化截止频率为 2.404 83, LP_{12} 模的归一化截止频率为 5.520 08。

当 $m=2$, 截止时有 $J_1(u_c) = 0$, 排除(2.36)式中 $u_c = 0$ 的根, 则有非零根

$$V_c = u_c = \mu_{1n} = 3.831 71, 7.015 59, \dots$$

对应的模为 LP_{21}, LP_{22}, \dots 。模式下标的意义与上面类似, 不再重复。

.....

这些模式即为标量模, 记作 LP 模(linearly-polarized modes), 其含义为线性极化模, 表明了场基本是线极化的(电场方向固定在一个方向, 上面推导中为 y 方向), 并且为准 TEM 波。各模用下标 m, n 编号。它们与严格的矢量模解一一对应, 如表 2.1 所示。(注: 关于矢量模的解法在本书第一版中有详细介绍, 有兴趣的读者可以参阅其中内容。)^[2]

表 2.1 LP 模与矢量模对应表

LP 模	对应的归一化截止频率 V_c	对应的矢量模
LP_{01}	$\mu_{10} = 0$	HE_{11}
LP_{02}	$\mu_{11} = 3.831 71$	HE_{12}
⋮	⋮	⋮
LP_{11}	$\mu_{01} = 2.404 83$	$TE_{01}, TM_{01}, HE_{21}$
LP_{12}	$\mu_{02} = 5.520 08$	$TE_{02}, TM_{02}, HE_{22}$
⋮	⋮	⋮
LP_{21}	$\mu_{11} = 3.831 71$	HE_{31}, EH_{11}
⋮	⋮	⋮

同样从表 2.1 可看到截止频率最低的模为 LP_{01} 模, 上一个高次模是 LP_{11} 模, 因此单模传输条件为归一化频率 V 应满足

$$\mu_{01} (= 2.404 83) > V > 0 \quad (2.39)$$

$V > 0$ 保证 LP_{01} 模是导波, 可以正常传输; 而 $V < 2.404 83$ 保证了 LP_{11} 模以及更高阶模全部截止, 只有 LP_{01} 模能够传输, 即实现了单模传输。

当 $V > 2.404 83$ 时光纤中将出现多个传输模式, 模式数量也由 V 值决定。在 V 值较大时(如 $V > 20$)可以用下面的近似公式计算模式数量。

对于阶跃折射率光纤, 模式数为

$$N = V^2/2 \quad (2.40a)$$

对于渐变折射率光纤, 模式数为

$$N = V^2 / 4 \tag{2.40b}$$

例 2.3 设单模光纤的纤芯直径 $d = 2a = 8 \mu\text{m}$, 数值孔径 $NA = n_1 \sqrt{2\Delta} = 0.12$ ($n_1 \approx 1.45, \Delta \approx 0.003$), 试求: ① 在波长为 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ 时的归一化频率 V ; ② 在上述条件下能保持单模传输的最小波长。

解 1) 由(2.35)式得

$$V = \sqrt{2\Delta} n_1 k_0 a = NA \frac{2\pi}{\lambda} a$$

代入数值得

$$V = 0.12 \times \frac{2\pi}{1.55} \times 4 = 1.946$$

由计算结果可知, 在此条件下 $V < 2.40483$, 能够保证单模传输。显然, 单模传输要求数值孔径小, 纤芯直径小, 它们与光束和光纤的高效耦合是矛盾的。

2) 由(2.35)式可以看到, 当波长 λ 下降, 归一化频率 V 上升直到 $V = 2.40483$ 时波长达到临界值 $\lambda = \lambda'$, 波长继续下降, 则 $V > 2.40483$, 光纤中出现多模传输。因此 λ' 是实现单模传输的最小波长。由 V 的表达式可得

$$2.40483 = NA \frac{2\pi}{\lambda_c} a = 0.12 \times \frac{2\pi}{\lambda_c} \times 4$$

因此有

$$\lambda_c = 0.12 \times \frac{2\pi}{2.40483} \times 4 = 1.25(\mu\text{m})$$

这一波长为该光纤中次最低模式 LP_{11} 模的截止波长, 工作波长大于 λ_c , 则 LP_{11} 模截止, 只有基模 LP_{01} 单模传输。但是工作波长小于 λ_c , 则 LP_{11} 模不截止, 单模传输条件不成立, 因此 λ_c 是保证单模传输的最小波长。

要讨论标量模传输特性, 还应讨论远离截止时的特性, 横向场分布特性, 这里不做详细介绍, 其中远离截止和截止时 LP_{01} 和 LP_{02} 模的径向场分布(r 方向分布) 如图 2.9 和图 2.10 所示。

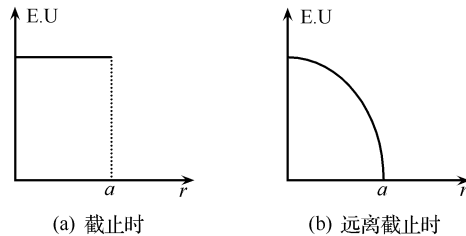


图 2.9 LP_{01} 模的径向场分布

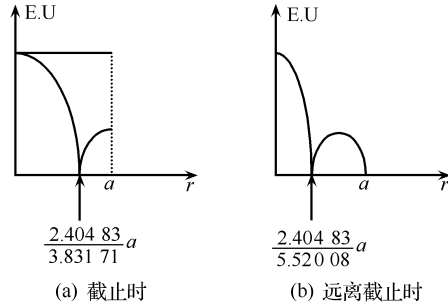


图 2.10 LP₀₂ 模的径向场分布

图 2.9 和图 2.10 中横坐标零点和极值的位置图中已经标出,其理由请读者自己分析。由图可以看到模式截止时纤芯和包层界面的场很大,由于边界场连续,包层中场也较大,并在横向辐射。而远离截止时纤芯和包层界面的场接近零,包层中场也很小,几乎没有辐射。

2.2.3 标量模与矢量模之间的关系

从上述截止特性以及截止频率和传输常数的讨论可看出,严格解得的矢量模和近似解得的标量模是有一定关系,因为它们都是描述均匀多模光纤中的场,即描述的是同一个物理现象。表 2.2 给出了标量模命名法与矢量模命名法的对应关系。

表 2.2 LP 模命名法与矢量命名法的对应关系

LP 模命名法	矢量模命名法	简并度	特征(色散)方程
LP _{0l} 模 (m=0)	HE _{1l} 模 *	2	$w K_1(w) / K_0(w) = u J_1(u) / J_0(u)$
LP _{1l} 模 (m=1)	TE _{0l} 模 TM _{0l} 模 HE _{2l} 模 *	4	$-w K_0(w) / K_1(w) = u J_0(u) / J_1(u)$
LP _{ml} 模 (m≥1)	EH _{m-1,l} 模 * HE _{m+1,l} 模 *	4	$w K_{m-1}(w) / K_m(w) = u J_{m-1}(u) / J_m(u)$

* 具有 $\sin m\theta$ 和 $\cos m\theta$ 分布的按 2 : 1 发生简并的模。

为了进一步说明两者的关系,可再从横向场分布来考察。为了便于说明,将矢量模的下标改成 n, l ,而标量模的下标改成 m, l (从两类模式的对照可知,第二个下标应是一样的)。画出头几个最低模式两种命名法的电场分布示于表 2.3。

表 2.3 两种命名法与电场分布关系

LP 命名法	矢量模命名法	电场分布	某些场分量与 θ 的关系
LP ₀₁	$\text{HE}_{11} \begin{cases} n=1 \\ m=0 \\ l=1 \end{cases}$		$\begin{cases} E_y \sim \text{与 } \theta \text{ 无关} \\ E_r \sim \sin\theta \\ E_\theta \sim \cos\theta \end{cases}$
LP ₁₁	$\text{TE}_{01} \begin{cases} n=0 \\ m=1 \\ l=1 \end{cases}$		$\begin{cases} E_y \sim \cos\theta \\ E_r = 0 \\ E_\theta \sim \text{与 } \theta \text{ 无关} \end{cases}$
	$\text{TM}_{01} \begin{cases} n=0 \\ m=1 \\ l=1 \end{cases}$		$\begin{cases} E_y \sim \sin\theta \\ E_r \sim \text{与 } \theta \text{ 无关} \\ E_\theta = 0 \end{cases}$
	$\text{HE}_{21} \begin{cases} n=2 \\ m=1 \\ l=1 \end{cases}$		$\begin{cases} E_y \sim \sin\theta \\ E_r \sim \cos 2\theta \\ E_\theta \sim \sin 2\theta \end{cases}$
LP ₂₁	$\text{EH}_{11} \begin{cases} n=2 \\ m=1 \\ l=1 \end{cases}$		$\begin{cases} E_y \sim \sin 2\theta \\ E_r \sim \cos\theta \\ E_\theta \sim \sin\theta \end{cases}$
	$\text{HE}_{31} \begin{cases} n=3 \\ m=2 \\ l=1 \end{cases}$		$\begin{cases} E_y \sim \sin 2\theta \\ E_r \sim \cos 3\theta \\ E_\theta \sim \sin 3\theta \end{cases}$

图中电场分布是按矢量模画的,但对应于同一个标量模的各矢量模的 E_y 场分量的分布是类似的,如对应 LP₁₁ 模的三个矢量模的 E_y 为 $\cos\theta$ 分布或 $\sin\theta$ 分布,而这两种分布实际上是同样的分布,只是在 θ 方向相互转动了 90° ;而对应 LP₂₁ 模的两个矢量模的 E_y 都是 $\sin 2\theta$ 分布。

正如上面所说,矢量模和标量模是描述同一场分布,因此,可以从第三列的场分布示意图得到标量模的 E_y 分量和矢量模的 E_r 和 E_θ 分量沿 θ 坐标的分布,结果如表中最后一列所示。例如,按照 LP₀₁ 模的场分布,矢量场是考察 E_r 、 E_θ ,它们沿 θ 方向由极大到零,再到负极大,再到零最后回到正极大,经过了 $\cos\theta$ 的变化($n =$

1), 而标量场是考察 E_y 、 θ 变化时 E_y 不变, 即 E_y 与 θ 坐标无关 (即沿 y 方向线偏振), 所以 $m=0$, $\cos m\theta=1$ 。而 E_r 和 E_θ 分量分别按 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 分布。对于其他高次模可以类似地进行分析。但是为什么高次标量模也是线偏振模? 可以看到, 同属一个标量模的矢量模近似相加可得到近似的线偏振场, 这就是标量模为什么称作线偏振模的原因。例如:

LP₀₁ 模对应一个矢量模, 它是线偏振的, 可能有两个简并的偏振模, 一个在 y 方向偏振, 一个在 x 方向偏振 (表中画出的是在 y 方向偏振的线偏振模)。

LP₁₁ 模对应一个 TE₀₁, 一个 TM₀₁ 和两个简并的 HE₂₁ 模 (如图 2.11 中所示的两个简并的 HE₂₁ 模, 在 θ 方向一个按 $-\cos 2\theta$ 分布, 另一个按 $\sin 2\theta$ 分布, 它们相互转动了 45°), 它们分别近似相加可得到如图 2.11 所示的结果, 即得到对应的 LP₁₁ 模。

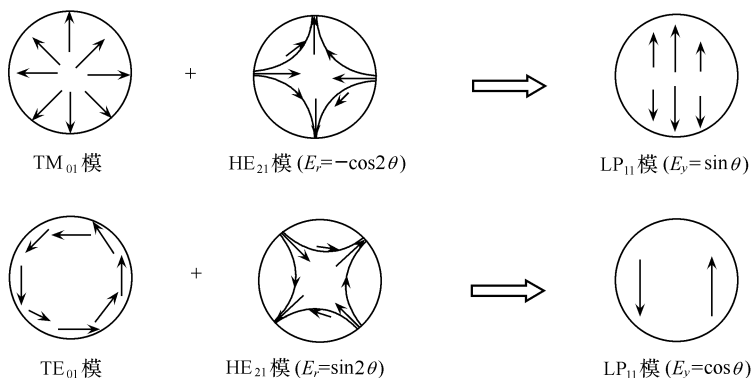


图 2.11 LP₁₁ 模的线偏振

图 2.11 中 LP₁₁ 模的两图对应于 E_y 沿 θ 坐标按正弦和余弦分布的两个简并模, 同样应有 x 方向偏振的两个沿 θ 坐标按正弦和余弦分布的简并模 (只要将两个 HE₂₁ 模分别沿顺时针旋转 90° 就可以得到), 因此仍然存在 4 个简并模 (两个是由偏振方向引起的, 两个是场在 θ 方向按正弦和余弦函数分布引起的), 可见近似相加后成为近似的线偏振波。

从这几个最低阶模为例, 我们还可看到模式名称的下标的含义。模式的第一个下标是由场的角向分布得到的, 即对矢量场为 $\cos(n\theta)$, 或 $\sin(n\theta)$; 标量场为 $\cos(m\theta)$ 或 $\sin(m\theta)$ 。 n 的数值表示矢量场沿 θ 旋转一周变化的周期数, m 的数值表示标量场沿 θ 旋转一周变化的周期数。

第二个下标则反映了场沿 r 方向的分布, 其数值为场沿 r 方向极大值的个数, 如图 2.9 和图 2.10 所示。

2.2.4 β - V 曲线

光纤的 β - V 曲线即是光纤的色散曲线, 其中, β 为传输常数, 它与光波在光纤

中传输相速度 v 的关系为 $\beta = \omega/v$, V 为归一化频率。习惯上画出归一化的传输常数 $N(= \beta/k_0)$ 与 V 的关系曲线。曲线是由特征方程(2.36)式数值计算得到,如图 2.12 所示。图中画出了最低阶的几个传输模式。按照归一化截止频率的顺序,从小到大列于表 2.4。

表 2.4 光纤中最低阶的几个传输模式的归一化截止频率

标量模	矢量模	归一化截止频率 V_c
LP_{01}	HE_{11}	0
LP_{11}	$TE_{01}, TM_{01}, HE_{21}$	2.404 83
LP_{02}, LP_{21}	$EH_{11}, HE_{31}, HE_{12}$	3.831 71
LP_{31}	EH_{21}, HE_{41}	5.135 62
LP_{12}	$TE_{02}, TM_{02}, HE_{22}$	5.520 08

第四行有两个标量模 LP_{02} 和 LP_{21} , 它们也是简并的, 前者对应的矢量模是 EH_{11} 和 HE_{31} , 后者对应的矢量模是 HE_{12} 。

由图 2.12 还可看到, 在截止时, $\beta/k_0 = n_2$ 。在介质平板波导中讲过, 这一条件反映了临界全反射情况(即全反射条件将被破坏)。而远离截止时 $\beta/k_0 \rightarrow n_1$, 即 $\beta = k_0 n_1 = k_1$, 对应于射线理论中光线在纤芯和包层界面上的入射角 $\theta \rightarrow 90^\circ$, 光线沿 z 轴的情况(即射线近似平行于光纤的轴线)。因此, 导波的 β/k_0 限制在 n_2 和 n_1 之间(截止和远离截止情况之间)。该图计算时未做 $n_2/n_1 \rightarrow 1$ 的近似, 因此比用了弱导波近似的(2.36)式的结果要精确, 其中特别明显的一点是弱导波近似时简并的模, 现在不简并了(它们对应的色散曲线不重合)。当采用弱导波近似条件 $n_2 \approx n_1$ 时, 图中各简并模将合并成一条曲线, 并与标量模的色散曲线重合。

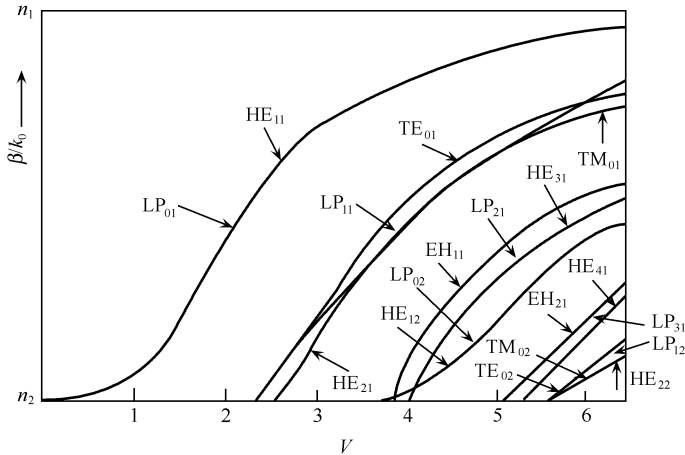


图 2.12 对于几个低阶模式归一化传输常数与归一化频率的函数关系

理想的均匀多模光纤的一般理论讨论到此结束。下面讨论非理想情况,即上面推导中场和介质满足均匀、无源、无耗、各向同性、线性、单频(不考虑色散)等假定不成立的情况,即讨论非均匀、有源(如掺铒光纤)、有耗、各向异性(双折射)、非线性、色散光纤的情况。

思考题与习题

- 2.1 什么是振动模式? 什么是波动模式? 它们之间有什么区别和联系?
- 2.2 如果介质平板波导的 y 方向也受到限制,例如,该方向存在两个垂直介质的边界,相距为 w ,并且在该界面上也满足全反射条件。试问介质平板波导中的模式会有什么变化(定性分析)?
- 2.3 为什么把导波的特征方程称作色散方程? 它与光纤的色散有什么关系?
- 2.4 介质波导与金属波导截止的含义有什么异同?
- 2.5 假设一点光源发出理想的圆锥形光束如图 2.13 所示,其开角为 $\theta = 40^\circ$,并设光束截面上光强均匀分布(注:这不是真实情况)。设该光束与一段均匀光纤耦合,光纤与光束共轴,光纤端面与光纤轴垂直,光源距光纤端面距离为 $100 \mu\text{m}$ 。设光纤芯半径 $a = 25 \mu\text{m}$,包层半径 $b = 62.5 \mu\text{m}$,纤芯折射率 $n_1 = 1.45$,相对折射率差 $\Delta = 0.01$,试求:
 - (1) 光纤的数值孔径;
 - (2) 如果不加任何会聚措施,光源与光纤的最大耦合效率。

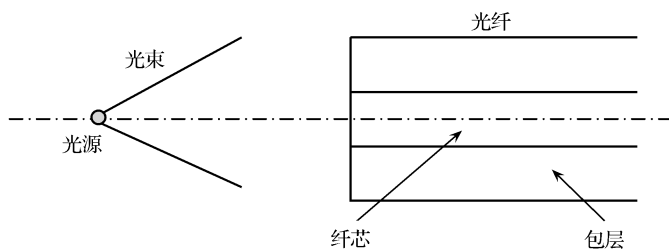


图 2.13 题 2.5 的图

- 2.6 设阶跃折射率光纤的纤芯折射率 $n_1 = 1.45$,相对折射率差 $\Delta = 0.01$,试问在光纤的三个损耗极小值的波长 $0.85 \mu\text{m}$ 、 $1.31 \mu\text{m}$ 、 $1.55 \mu\text{m}$ 处为保证单模传输,纤芯半径分别应小于多少?
- 2.7 由麦克斯韦方程推导本章(2.34)式。
- 2.8 从方程(2.31b)和(2.32)并利用方程(2.33a)和(2.33b)推导 E_z 和 H_z 的表达式,再利用(2.34)式求出 E_r 、 E_θ 、 H_r 和 H_θ 的表达式。
- 2.9 设阶跃折射率光纤纤芯半径为 $25 \mu\text{m}$,纤芯折射率为 1.46,包层折射率为

- 1.45。根据(2.40a)式试求在波长为 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ 时光纤中的模式数量。
- 2.10 定性说明图 2.9 和图 2.10 中截止和远离截止时在 $r > a$ 区域的场分布,在 $r = a$ 处场如何连接?
- 2.11 证明图 2.10 中所标的零点位置的坐标值。
- 2.12 仿照图 2.11 的方法画出两个在 x 方向偏振的 LP_{11} 简并模。

参 考 文 献

- [1] 叶培大,吴彝尊. 光波导技术基本理论. 北京:人民邮电出版社. 1981.
- [2] 吴德明. 光纤通信原理与技术. 北京:科学出版社. 2004.
- [3] 吴崇试. 数学物理方法. 第二版. 北京:北京大学出版社. 2003.

第 3 章 影响光纤传输特性的一些物理因素

上一章中已经讨论了理想假设条件下光纤的传输特性。但是,这种理想情况是不存在的。光纤的一些物理因素,如损耗、色散、非线性和双折射(偏振问题)都将影响光纤的传输特性。一般说,光纤是无源的,但在一定条件下光纤可能是有源介质,特别是一些特殊制造的光纤,如掺铒光纤必须考虑成有源光纤,在考虑普通光纤的非线性特性时,在某些情况下也要将光纤考虑成有源介质,如受激拉曼散射(SRS)和受激布里渊散射(SBS);光纤的不均匀性包括固有的和人工的,固有的不均匀性又包括材料的不均匀性和工艺缺陷造成的不均匀性。这些也将影响光纤的传输特性。除去有源光纤将在光纤放大器中提到,不均匀性在梯度折射率光纤中提到外,本章将重点讨论损耗、色散、非线性和双折射等特性。

3.1 光纤的损耗

在第 1 章绪论中提到了高锟博士的创造性工作^[1],该论文首先提出了解决光纤损耗问题的可能性,使光纤通信得以实现。本节讨论光纤损耗的定量描述、来源和解决办法,也介绍当前的水平。

3.1.1 光纤损耗的定量描述

光纤无耗的假定不符合实际情况,在传输信道中介质损耗是不可避免的。光纤的技术突破首先就是在损耗的降低上实现的,但是损耗不可能为零。

在系统设计上通常用每千米光纤光波传输功率衰减的分贝数表示损耗,即定义平均衰减系数 α 为

$$\alpha = -\frac{10}{l} \log \frac{p(l)}{p(0)} \quad (3.1)$$

其单位为 dB/km(分贝/千米)。式中, $p(0)$ 是光纤入口处的光功率, $p(l)$ 是光波传输 l km 后的光功率。如果光纤的衰减沿传输方向是均匀的, α 为常数,则长度为 l 的一段光纤的总的衰减分贝数为 αl 。 α 也可以是光纤纵向位置的函数,这时长度为 l 的一段光纤总的衰减分贝数为

$$-10 \log \frac{p(l)}{p(0)} = \int_0^l \alpha(z) dz$$

例 3.1 为了对光纤的损耗有一个数量的概念,试计算输入功率为 1 mW 时,

在衰减系数为 $\alpha=1000 \text{ dB/km}$ 和 $\alpha=0.2 \text{ dB/km}$ 的光纤中光信号传输 0.1 km 后光功率分别降低到多大? (设光纤损耗是均匀的。)

解 根据(3.1)式可得

$$p(l) = p(0) \times 10^{-\alpha l/10}$$

其中, $l = 0.1 \text{ km}$, $p(0) = 1 \text{ mW}$ 。当 $\alpha=1000 \text{ dB/km}$ 时有

$$p(l) = p(0) \times 10^{-\alpha l/10} = 1 \times 10^{-1000 \times 0.1/10} = 1 \times 10^{-10} (\text{mW})$$

即光信号在这种光纤中传输 0.1 km , 也即 100 m 后光功率只有百亿分之一毫瓦。在现有的技术条件下, 这么小的光功率是不可能检测到的, 也即用这一段光纤是不可能实现通信的。

当 $\alpha = 0.2 \text{ dB/km}$ 时有

$$p(l) = p(0) \times 10^{-\alpha l/10} = 1 \times 10^{-0.2 \times 0.1/10} = 1 \times 10^{-0.002} = 0.9954 (\text{mW})$$

由此可见, 光功率仍接近 1 mW , 只减少了 0.46% 。事实上, 在这种光纤中传输 100 km , 光功率只降低到原来的百分之一, 采用现有技术, 在比特率不是很高时仍然可能正常接收。

从这一例子, 读者可以看到, 光纤衰减达到 $\alpha = 1000 \text{ dB/km}$ 时根本不能用作通信媒质, 而衰减为 $\alpha = 0.2 \text{ dB/km}$ 的光纤已经广泛应用于光纤通信系统, 取得巨大成功。这正是高锟博士的贡献所在。

3.1.2 损耗的来源

光纤的损耗有三个来源, 即吸收损耗、散射损耗和辐射损耗。

1. 吸收损耗

光纤的吸收包括光纤基质材料的本征吸收和杂质(过渡金属和水的氢氧根离子, OH^-)的吸收。在光纤开发做通信媒质以前光纤杂质的吸收是主要的, 因而光纤损耗居高不下。自从高锟的创造性的工作后, 光纤杂质已清除得比较彻底, 损耗已接近本征吸收(光纤的基质——纯 SiO_2 的损耗)。但在相当长的时间内 OH^- 离子吸收峰仍困扰着研究人员。因为光纤预制棒制作工艺中用氢氧焰加热必然带进水份, 虽然量很小, 但已引起显著的衰减, 图 3.1 所示曲线中残留的吸收峰都是对应 OH^- 离子的吸收峰。近来采用氦(He)脱水使吸收峰大大降低, 制成了所谓的全波光纤维。国内以北方交通大学光波技术研究所的简水生院士为首的团队正在研究无氢工艺制作预制棒, 可望实现全波光纤维。

本征吸收有两个吸收带(见图 3.1), 一个在红外, 吸收峰在 $8 \sim 10 \mu\text{m}$ 波长区, 在光纤通信所用波段已经不大, 另一个在紫外, 其吸收尾巴拖到 $0.7 \sim 1.1 \mu\text{m}$ 。由这两个吸收区相交形成了 $0.8 \sim 1.7 \mu\text{m}$ 的低损耗区, 这一区域正是光纤通信的工

作波段。

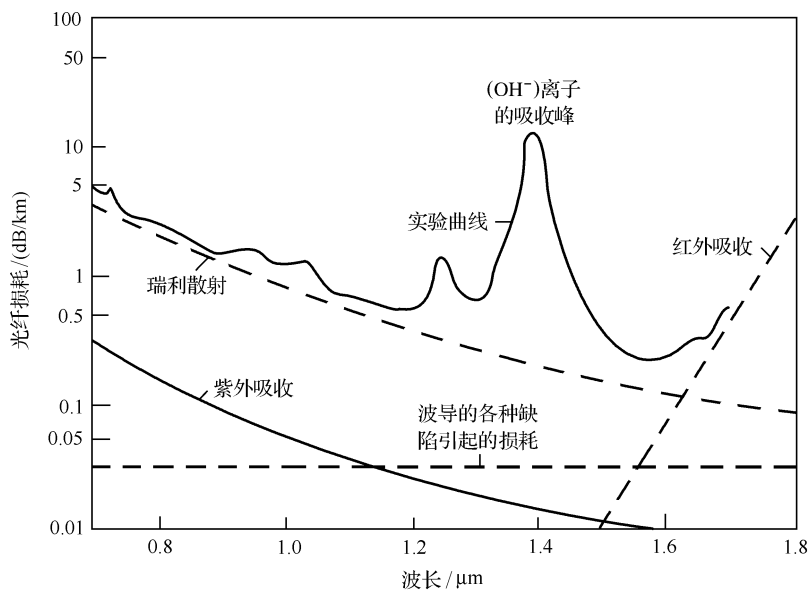


图 3.1 光纤的损耗谱

2. 散射损耗

光纤中的散射分为线性散射和非线性散射。

线性散射主要指瑞利散射(见图 3.1),它是由于光纤中的密度(或折射率)在微观上的随机起伏所引起的。这种不均匀的尺度比波长小,散射损耗数值与 λ^4 成反比。它是固有的,不能消除的。由于瑞利散射的存在使部分入射的能量向反向和侧向传输(侧向传输引起能量向光纤外辐射),形成前向传输的能量损耗,即散射损耗。

由固有散射损耗和固有吸收损耗相加就成了本征衰减谱,谱线最小值在 $1.55 \mu\text{m}$ 附近,当前的光纤损耗已接近本征吸收和散射的极限。典型的实际光纤损耗曲线如图 3.2 所示。d 点为 OH^- 离子产生的最大的吸收峰;e 点应为光纤的衰减极小点。

非线性散射包括 SRS 和 SBS,它们也是光纤损耗的原因,同时它们又有许多有利和不利的影响。有关非线性散射性质及其影响将在本章光纤非线性的讨论中介绍。

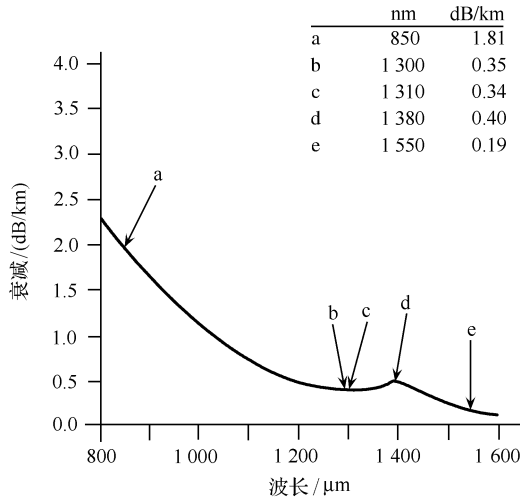


图 3.2 典型光纤的衰减谱

3. 辐射损耗

由于光纤的弯曲,在弯曲段全反射条件被破坏,使导波转变为辐射模,如图 3.3 所示。在图中的一根直光纤中,只要光线在纤芯和包层界面上入射角 θ_i 大于纤芯与包层界面上全反射的临界角 θ_c 则光线就被限制在纤芯内传输,在所有反射点处入射角不会改变,因而在光纤内一直保持全反射,没有辐射模。图中也表示了光纤弯曲时的情况。将直光纤和弯曲光纤的情况同时画在图中,带箭头的射线表示光线。仍以子午线为例,直光纤中光线在纤芯和包层界面上的入射角 θ_i 大于纤芯与包层界面上全反射的临界角 θ_c 。但是当光纤弯曲时,光线从纤芯和包层的下界面上反射的光线到达上界面时的入射角 $\theta'_i < \theta_i$, 即光线与纤芯和包层界面的夹角 θ'_i 比直波导时的入射角 θ_i 小了一个额外的角度(如图 3.3 所示),有可能使其小于全反射临界角 θ_c , 全反射条件不满足,光线将泄漏到包层中去,形成辐射模,造成能量损失和传输衰减。由于辐射只存在于光纤弯曲的一小段内,因此不会造成传输的截止。

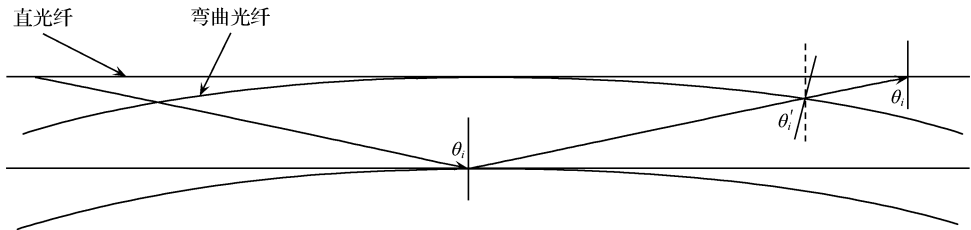


图 3.3 由于光纤弯曲引起的辐射损耗 ($\theta'_i < \theta_c$)

上面讨论了引起损耗的一些因素,这些因素除引起损耗外还可能还有其他效应,如非线性散射(SRS和SBS)就有许多重要的影响。下一小节将介绍一点瑞利散射的其他问题。为了对光纤特性有一个定量的了解,下面给出网上公布的一些光纤和同轴电缆的特性参数(表3.1~表3.3)。

表3.1 G.652单模光纤特性

光学特性		
典型衰减,@1310 nm	≤ 0.34 dB/km	
典型衰减,@1550 nm	≤ 0.20 dB/km	
零色散波长	1300~1324 nm	
零色散斜率	≤ 0.092 ps/(nm ² ·km)	
模场直径(MFD) @1310 nm	9.2 ± 0.4 μ m	
偏振模色散 (PMD)	单根光纤最大值	≤ 0.2 ps/ $\sqrt{\text{km}}$
	链路最大值	≤ 0.12 ps/ $\sqrt{\text{km}}$
截止波长 λ_{cc}	≤ 1260 nm	
有效群折射率(N_{eff}) @1310 nm	1.4675	
有效群折射率(N_{eff}) @1550 nm	1.4680	
宏弯损耗(60 mm直径,100圈)@1550 nm	≤ 0.1 dB	
背向散射特性(在1310 nm和1550 nm处)		
衰减局部不连续点	≤ 0.05 dB	
衰减均匀性	≤ 0.05 dB	
背向散射衰减系数差异(双向测量)	≤ 0.05 dB/km	
几何特性		
包层直径	125 ± 1 μ m	
包层不圆度	$\leq 1\%$	
芯层/包层同心度误差	≤ 0.5 μ m	
涂覆层直径(未着色)	245 ± 5 μ m	
包层/涂覆层同心度误差	≤ 12.0 μ m	
光纤翘曲半径	≥ 4 m	
交货长度(km/盘)	24.7 km;25.2 km	
机械性能		
筛选应力最小值	0.69 GPa(100 kpsi)	
涂层剥离力(典型值)	1.4 N	
动态疲劳参数 N_d	≥ 20	

续表

环境特性(在 1310 nm 和 1550 nm)	
温度特性($-60^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$)	$\leq 0.05 \text{ dB/km}$
热老化特性($85^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, 30 天)	$\leq 0.05 \text{ dB/km}$
浸水性能($23^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, 30 天)	$\leq 0.05 \text{ dB/km}$
湿热性能($85^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, RH85%, 30 天)	$\leq 0.05 \text{ dB/km}$

注:摘自“北京长飞优创通信技术有限公司网上产品展示”。

表 3.2 50/125 μm 多模光纤特性

光学特性			
光纤等级	A	B	C
衰减(dB/km) @850 nm 波长	≤ 2.40	≤ 2.50	≤ 2.80
衰减(dB/km)@1300 nm 波长	≤ 0.55	≤ 0.70	≤ 0.90
数值孔径	0.20 ± 0.02		
几何特性			
芯直径	$50 \pm 2.5 \mu\text{m}$		
芯不圆度	$\leq 6.0\%$		
包层直径	$125 \pm 2 \mu\text{m}$		
包层不圆度	$\leq 2.0\%$		
芯/包同心度偏差	$\leq 1.5 \mu\text{m}$		
涂层直径	$245 \pm 10 \mu\text{m}$		
涂层/包层同心度偏差	$\leq 12.0 \mu\text{m}$		

光纤段长

1100+ ≥ 10 m, 2200+ ≥ 10 m, 3300+ ≥ 10 m, 4400+ ≥ 10 m, 5500+ ≥ 10 m, 6600+ ≥ 10 m, 8800+ ≥ 10 m

环境特性 @850 nm 波长和 1300 nm 波长	
温度特性($-60^{\circ}\text{C} + 85^{\circ}\text{C}$)	$\leq 0.15 \text{ dB/km}$
热老化特性($85^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, 30 天)	$\leq 0.20 \text{ dB/km}$
浸水性能($23^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, 30 天)	$\leq 0.20 \text{ dB/km}$
湿热性能($85^{\circ}\text{C} \pm 2^{\circ}\text{C}$, RH85%, 30 天)	$\leq 0.20 \text{ dB/km}$
机械特性	
光纤筛选应力	$\geq 0.69 \text{ GPa}(100 \text{ kpsi})$
涂层剥离力(典型值)	1.4 N
动态疲劳参数(典型值)	≥ 20
宏弯损耗(100 圈, 75 mm 直径) @850 nm 波长和 1300 nm 波长	$\leq 0.5 \text{ dB}$

注:摘自“北京长飞优创通信技术有限公司网上产品展示”。

表 3.3 常用同轴电缆的型号和主要参数

电缆型号	绝缘形式	芯线外径 /mm	绝缘外径 /mm	电缆外径 /mm	特性阻抗 / Ω	衰减常数/(dB/100m)		
						30/MHz	200/MHz	800/MHz
SYKV-75-5	藕芯式	1.10	4.7	7.3	75 \pm 3	4.1	11	22
SYKV-75-9	藕芯式	1.90	9.0	12.4	75 \pm 2.5	2.4	6	12
SYKV-75-12	藕芯式	2.60	11.5	15.0	75 \pm 2.5	1.6	4.5	10
SSYKV-75-5	藕芯式	1.00	4.8	7.3	75 \pm 3	4.2	11.5	23
SSYKV-75-9	藕芯式	1.90	9.0	13.0	75 \pm 3	2.1	5.1	11
SIOV-75-5	藕芯式	1.13	5.0	7.4	75 \pm 3	3.5	8.5	17
SIZV-75-5	竹节式	1.20	5.0	7.3	75 \pm 3	4.5	11	22
SYDV-75-9	竹节式	2.20	9.0	11.4	75 \pm 3	1.7	4.5	9.2
SYDV-75-12	竹节式	3.00	11.5	14.4	75 \pm 2	1.2	3.4	7.1
SDVC-75-5	藕芯式	1.00	4.8	6.8	75 \pm 3	4	10.8	22.5
SDVC-75-7	藕芯式	1.60	7.3	10.0	75 \pm 2.5	2.6	7.1	15.2
SDVC-75-9	藕芯式	2.00	9.0	12.0	75 \pm 2.5	2.1	5.7	12.5
SDVC-75-12	藕芯式	2.60	11.5	14.4	75 \pm 2.5	1.7	4.5	10

从上述数据可以看到光纤衰减比同轴电缆低得多。单模光纤衰减在 0.2~0.4 dB/km;多模光纤衰减在 2~4 dB/km;而同轴电缆衰减则在几十到几百 dB/km,由此可见低传输损耗是光纤的突出优点。

3.1.3 光纤的瑞利反向散射研究

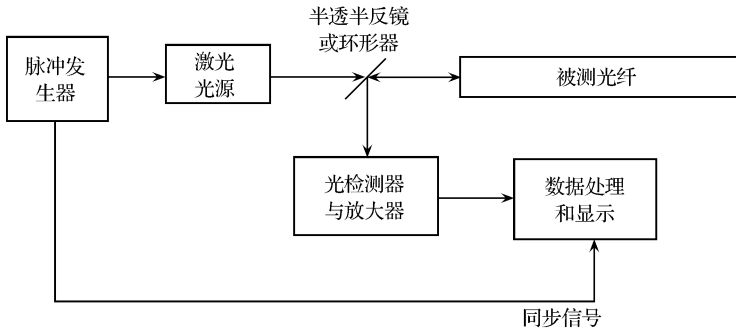
光纤瑞利散射除了引起损耗外,由于其反向传输特性还可能还有其他有利的和不利的影 响。下面讨论一些对光纤通信有重要影响的例子。

1. 光时域反射计(optical time domain reflectometer, OTDR)

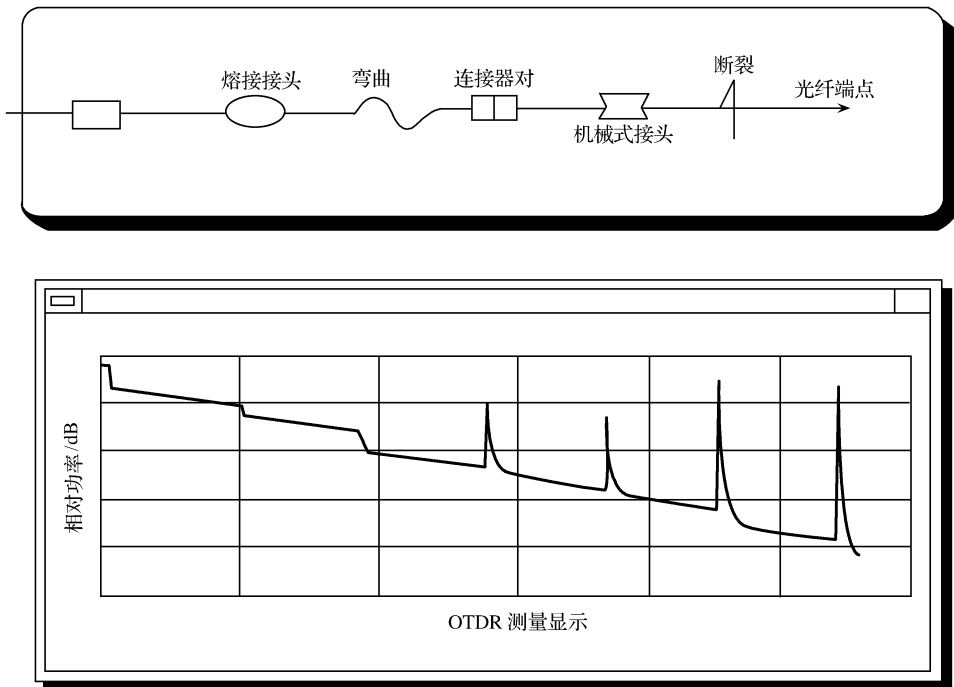
OTDR 是利用瑞利反向散射制作的仪器,其原理很简单,由光纤一端发射一个探测光脉冲,它沿光纤传输过程中边衰减边有瑞利反向散射。由于瑞利散射是线性散射,散射功率正比于入射功率,因此传输光功率逐渐衰减,反向散射成正比地减小。测量反向散射功率减小的速率就可得光功率沿光纤衰减的速率。因此用 OTDR 可测量光纤损耗沿光纤长度的分布,同时在光纤接头和故障(断点和缺陷)处也会有反射,测量该反射信号可得到接头损耗和对光纤中故障定位。OTDR 只要从光纤的一个端面进行测量,不需要破坏光纤,因此是一种无损检测方法。过去测量光纤衰减常用剪断法,即剪掉一段光纤前后测量光纤的输出光功率,比较两次测量结果可得剪掉的光纤的损耗。由于它对光纤有破坏,所以在现场不能使用,也

不能测量沿光纤衰减的分布和对故障定位。由于 OTDR 的突出优点,因此它在光纤通信的研究和工程中都已广泛应用,是光纤通信技术应用中的重要设备。

图 3.4(a)示出了 OTDR 原理框图,典型的 OTDR 反向散射波的相对功率对时间(以探测光脉冲发射时间作为起始时间,它与光脉冲沿光纤传输距离成正比)的变化曲线见图 3.4 (b),其特点解释如下:脉冲发生器产生一个电脉冲,它的输



(a) OTDR原理框图



(b) OTDR后向散射波曲线及对应的反射点类型

图 3.4 OTDR 的原理框图及输出曲线

出分成两路,一路驱动激光光源产生一个光脉冲;另一路送到显示设备,触发显示器扫描,作为时间零点。光源产生的光脉冲通过半透半反镜后耦合进入被测光纤。耦合进入的光脉冲边传输边反射或散射,然后又回到半透半反镜。在该镜的反射脉冲进入光检测器和放大器进行放大,其输出信号送入数据处理和显示模块显示测试结果。

OTDR 典型的输出曲线如图 3.4(b)。图中横坐标表示时间,它正比于距光纤起始点(前端面)的距离,纵坐标表示输出处散射或反射信号的强度(相对值)。该曲线的含义说明如下:

1) 图 3.4(b)中曲线的左端第一个峰对应光纤前端面(距离零点)反射引起的反射光脉冲(如果采用环形器,即采用全光纤耦合,则这一脉冲可能很小),在空间耦合的情况下其功率为

$$P_{\text{ref}} = P_0 \left[\frac{n_f - n_a}{n_f + n_a} \right]^2 \quad (3.2)$$

其中, P_0 为注入光纤端面的光功率, n_f 为纤芯的折射率, n_a 为空气折射率,在石英光纤的情况下, $n_f \approx 1.5$, $n_a = 1$, 则可得 P_{ref}/P_0 约为 4%。

2) 瑞利散射和吸收产生的一条幅度(纵坐标)逐渐降低的曲线(如果没有接头和缺陷等反射点,它应是一条光滑曲线,没有图中的反射峰)。设距光纤输入端的距离 x 处光纤中的光功率为

$$P(x) = P(0) \exp \left[- \int_0^x 2\alpha'(y) dy \right] \quad (3.3)$$

这里的 α' 与(3.1)式定义的衰减系数 α 之间的关系为 $\alpha' = \alpha/8.68$, 其单位为“奈贝/km”。 α' 沿光纤可以不均匀,可能是光纤中位置的函数,因此用积分求这段光纤的总衰减; $P(0)$ 为从光纤端面进入光纤的功率,它应为 $P(0) = P_0 - P_{\text{ref}}$ 。位置 x 处的反向散射功率为

$$P_R(x) = SP(x) \quad (3.4)$$

式中, S 为散射系数,设 S 为常数,即散射功率与入射功率成正比。

被散射的光脉冲又沿反向传至输入端,反向传输时又经受了衰减,最后被光检测器所检测。忽略光脉冲从光纤端面到检测器之间路径上的损耗,则光检测器检测到的光功率应为

$$\begin{aligned} P_D(x) &= P_R(x) \exp \left[- \int_0^x 2\alpha'_R(y) dy \right] \\ &= SP(0) \exp \left[- \int_0^x 2(\alpha' + \alpha'_R) dy \right] \\ &= SP(0) \exp \left[- 2 \overline{\alpha'} \cdot 2x \right] \end{aligned} \quad (3.5)$$

这里假定反向传输与正向传输的衰减不一样[衰减系数各为 $\alpha'_R(y)$ 和 $\alpha'(y)$],并定义来回路径的平均衰减系数为

$$\bar{\alpha}'(x) = \left\{ \int_0^x [\alpha'(y) + \alpha''(y)] dy \right\} / 2x \quad (3.6)$$

同样有 $\bar{\alpha}'(x) = \bar{\alpha}/20 \log e = \bar{\alpha}/8.68$, 其中 $\bar{\alpha}$ 为来回路径平均衰减系数, 其单位为 dB/km, 因此有

$$P_D(x) = SP(0) \exp[-4 \bar{\alpha}x/8.68] \quad (3.7)$$

测量 x_1 点和 x_2 点处检测器接收的功率 $P_D(x_1)$ 和 $P_D(x_2)$ 则可计算 $x_1 \rightarrow x_2$ 间平均衰减系数

$$\bar{\alpha} = \frac{-10[\log P_D(x_2) - \log P_D(x_1)]}{2(x_2 - x_1)} \text{dB/km} \quad (3.8)$$

3) 连接点处的光损耗: 该损耗使曲线突然下降(有些接头也会有反射脉冲出现, 即首先出现高于散射产生的曲线的脉冲峰值, 而脉冲下降后则低于该曲线)。同样, 缺陷也会产生反射波, 根据雷达定位原理, 其位置(距光纤起始点距离)可由时间标尺 t 算出,

$$L = ct/2n_f = vt/2 \quad (3.9)$$

$$v = c/n_f \quad (3.10)$$

其中, c 为自由空间光速, v 为光在光纤中传播速率, n_f 为光纤的折射率。

4) 后端面反射: 图 3.4(b) 中最后有一个反射峰, 对应光纤的后端面反射。由于光功率由光纤中辐射出去, 散射光 $\rightarrow 0$ (达到噪声电平), 由此可以用(3.9)式根据该反射峰的时间坐标算出光纤的长度。

与雷达设备类似, OTDR 具有下述主要技术指标:

1) 距离分辨率(可分辨的最小距离)。故障定位和光纤长度都有距离分辨率问题, 其数值应为

$$\Delta L = \frac{c}{n_f} \Delta t \quad (3.11)$$

它由光脉冲宽度 Δt 确定, 即, 如果光脉冲宽度 Δt 在光纤中覆盖的距离 ΔL 超过光纤中两点的距离, 则 OTDR 不能分辨这两点(从这两点返回的光脉冲合成一个)。若光脉冲宽度为 5 ns, 则分辨率为 1 m。

2) 测试动态范围。OTDR 接收机的动态范围为最小可检测功率(接收机灵敏度)和最大可检测功率(接收机不饱和的最大检测功率)的差。当散射光信号被淹没在背景噪声中时, 检测就不能进行。这时对应的光纤长度, 即为可测量的最大光纤长度(由光纤的衰减系数和接收机检测灵敏度决定)。

为了提高灵敏度, 有人利用后面讲到的相干检测技术。一般的 OTDR 的量程约为 50 km 左右, 用了相干检测技术, 报告的量程达到千米以上, 对细节有兴趣的读者可参阅相关文献。

2. 反向散射(backscattering)对激光器工作的影响

半导体激光器极易受外界反射光的干扰而改变工作状态。下面介绍说明反向

散射光对激光器工作影响的一个著名实验,其框图如图 3.5 所示。图中激光器(LD)的正向输出耦合进入 50 m 长的光纤。LD 的后向输出光(激光器可以在正向和反向发光,这一点将在本书第 5 章中介绍)通过隔离器后由分束器(splitter)分成两束光,一束接检测系统(DET),另一束接 FP 干涉仪(FPI,相当于一个光谱分析仪)。实验中光纤状态控制在三种情况:

1) 没有反馈(光纤的反向散射和反射全部消除);

2) 仅有反向散射;

3) 反向散射和光纤后端面反射同时存在。用 FP 干涉仪测出三种情况下激光器线宽(3 dB 谱宽)约为:① 50 MHz,② 小于 5 MHz,③ 小于 1 MHz。实验结果表明在三种情况下,激光器发射谱线越来越窄,说明反向散射和光纤端面反射都有压缩激光器线宽的作用。然而这一作用很不稳定,(由于光纤外部条件的变化,如压力或温度变化,可能导致激光器线宽随着变化)形成有害的影响,不能在实际中应用。除去线宽变化,也可能使单模工作的激光器变为多模工作,激光器性能越好,越易受反射波的影响,而且后向散射光沿着光纤反向传输。激光器与光纤耦合越好,散射光就越容易进入激光器。

由于其影响的存在,在设计系统时必须考虑反向散射问题,特别是系统性能比较高时更需考虑。例如在高速调制的激光器中都在输出处安放一个隔离度很高的隔离器,然后再与光纤耦合,以防止散射光进入激光器。有关安放隔离器的激光器结构也将在本书第 5 章中介绍。

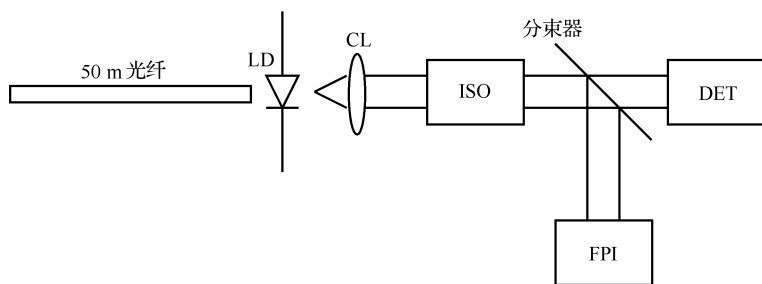


图 3.5 研究反向散射对激光器工作影响的实验装置

50 m fiber; 50 m 光纤; LD: 被研究的激光器; CL: 准直透镜; ISO: 隔离器; splitter: 分束器;
FPI: F-P 干涉仪; DET: 光检测系统

3. 双向系统中瑞利反向散射的影响

双向系统指单纤双向光纤传输系统,如图 3.6 所示,其中正向传输信号源为激光器 LD1,工作波长为 λ ,接收机用 PIN1 表示。反向传输信号源为激光器 LD2,工作波长为 λ 。接收机用 PIN2 表示。由于反向散射的存在,正向传输信号的部分

能量转移到反向传输(波长仍为 λ_1)。设到达 PIN2 时,波长为 λ_2 的反向传输信号强度为 I_s , 而波长为 λ_1 的反向散射信号强度为 I_b 。

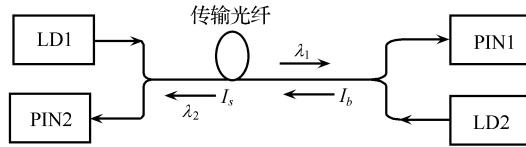


图 3.6 单纤双向光纤传输系统示意图

显然,这种系统中反向散射是一种干扰信号,必然影响反向传输信号的接收。令 $r = I_b/I_s$ 保持恒定,并设 $\Delta\nu$ 、 R 、 ΔP 分别为 LD2 的线宽、反向传输信号比特率、接收机 PIN2 的功率代价(功率代价定义为有干扰和没有干扰时接收机灵敏度的差)。图 3.7 示出了反向散射对双向系统的影响,其中曲线 a 、 b 、 c 、 d 分别对应 $\Delta\nu/R = 0.2$ 、 1.0 、 2.0 和 3.0 的情况。由图可见,同样的 r 和 R ,线宽越窄,受反向散射影响越大。这也是双向系统必须考虑的问题。

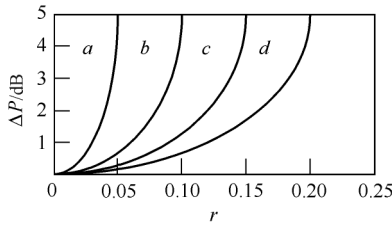


图 3.7 表示反向散射对该系统影响的曲线
其中曲线 a 、 b 、 c 和 d 对应的参数在正文中给出

3.2 光纤的色散及降低色散的措施

3.2.1 光纤的色散

1. 色散的概念

色散指不同频率(或波长)的光信号在传输媒质中传输速度不同的现象,多数导波系统,如光纤和波导都是有色散的传输媒质。

第 2 章的理论中假定电磁波是单一频率,因而可以不考虑色散,但是根据信息论,单一频率的信号不能携带任何信息。通信系统中传输的信号需要携带信息,因而都是具有一定带宽的信号。这一类信号在色散介质中传输时就可能出现色散现象,即信号中不同频率成分的传输速度不同。例如,光脉冲中不同频谱成分的传输

速度不同导致脉冲展宽,在数字光通信系统中可能引起相邻脉冲重叠,造成码间干扰,使传输系统性能下降。这是色散现象对光纤通信系统的主要影响。

由色散的定义可知,无论数字通信或模拟通信都会有色散问题,但由于光纤数字通信占有特殊重要性,如果不特别说明下面的讨论都是针对数字通信的。在数字通信系统中,光信号是一系列光脉冲串,色散现象表现为光脉冲展宽。

色散现象的出现需要两个条件:一是传输媒质是色散介质;二是信号必须具有一定的带宽(即不是单频信号)。

在光学理论中,色散指电磁波在介质中传输时,波长不同(即颜色不同),传输速度不同的现象。在光纤中这一类色散称作色度色散。色度色散包括材料色散和波导色散。人们又把光纤中模式不同,传输速度不同的现象也归入光纤的色散,称作模式色散。色度色散或模式色散都会引起光纤中传输的信号的不同频谱成分在时域分散开来。

2. 相速度和群速度

电磁波传输速度有相速度和群速度的分别。

相速度指波的相位传播速度。由于只有单一频率的电磁波才有相位的概念,因此相速度也是单一频率电磁波的特性。在波导中相速度可能大于光速 c ,如图 3.8 所示。图中,信号传输方向为 z 方向(即波导轴线方向)。采用射线理论,波导中射线的方向和波阵面(等相面)如图所示。设光脉冲沿光射线从 A 点传输到 E 点(速率为介质中的光速 v),在 z 方向等相面已传到 B 点,由 A 点沿光纤轴线传到 B 点的速率为相速度,而波包(能量)在 z 方向仅传到 C 点,由 A 点沿光纤轴线传到 C 点的速率为群速度,也即能量传播速率。由图可知能量传播速率必然小于光速,而相速度可大于光速。设光线方向和光纤轴线方向夹角为 θ ,光波从 A 点传播到 E 点所需时间为 t ,则有

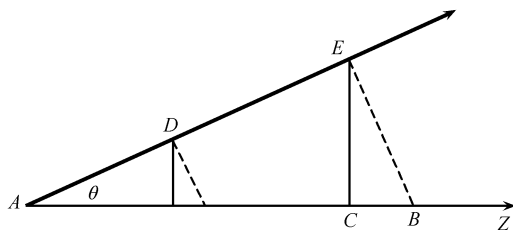


图 3.8 相速度和群速度的概念

—— 光纤轴线; —— 光纤横截面;
—— 光射线方向; - - - - 波阵面

$$t = \frac{AE}{v}$$

根据光学理论可知,相速度为

$$v_{\phi} = \omega/\beta = \frac{AB}{t} = \frac{AB}{AE}v = \frac{v}{\sin\theta} > v \quad (3.12)$$

而群速度为

$$v_g = d\omega/d\beta = \frac{AC}{t} = \frac{AC}{AE}v = v\sin\theta < v \quad (3.13)$$

其中, ω 为信号的角频率(或称作圆频率), β 为波导中的传输常数。在信号传输过程中,群速度也就是波包传播速度。 v_{ϕ} 和 v_g 都可能是频率的函数。 v_{ϕ} 随频率变化的现象即通常所说的色散;而 v_g 随频率的变化则称作群速度色散(GVD),简称群速度色散。在光纤通信系统中,导波介质为光纤,也即上面所说的波导。在数字光纤通信系统中 GVD 是更重要的参量,它联系着光脉冲的展宽,从而引起码间干扰和系统性能的恶化。这一问题可以用图 3.9 说明。

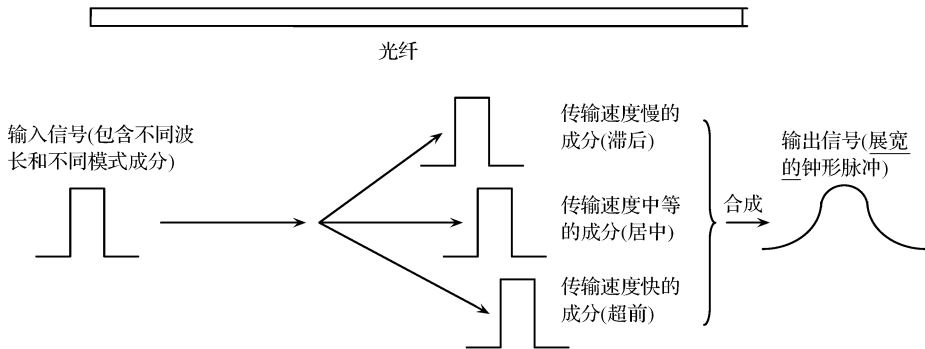


图 3.9 由于色散引起脉冲展宽的示意图

由图可见,光纤中输入的方波脉冲,由于其中不同成分的传输速度不同产生脉冲分散,输出的脉冲成为展宽的钟形脉冲,使得相邻脉冲边缘重叠,产生码间干扰。因此 GVD 是光纤通信研究中需要特别重视的问题。除特别说明外,下面所述的色散都是指群速度色散。

3. 光纤中色散的来源

光纤中的色散包括材料色散、波导色散和模式色散。

在均匀无限大介质中,光的传输常数为 $k = \beta$, 并有

$$k = k_0 n = \frac{\omega}{v_{\phi}} \quad (3.14)$$

其中, $k_0 = \frac{\omega}{c}$ 为真空中光的传输常数 (c 为真空中光速, 为恒定值), n 为波导介质的折射率, ω 为光波的角频率。由(3.14)式可得 $v_g = \frac{c}{n}$ 。通常折射率 n 是光波长的函数, 因此速率 v_g 也是波长(频率)的函数。这一现象即为材料色散。同时可以证明 v_g 也与频率有关, 这就是材料决定的群色散。材料色散是材料本身固有的, 当材料选定后它是不能改变的。

波导色散决定于波导的结构尺寸。当波导尺寸确定后, 对一个确定模式, 由于波长变化, k_0 也变化。为了满足横向谐振条件, 对一个确定模式, 横向传输常数分量[薄膜波导中为 k_x , 光纤中为第2章(2.29)式和(2.30)式定义的 u, w]应保持不变。在材料折射率 n 不变(即材料不变)的情况下, 必须改变界面处入射角 θ_i 才能满足横向谐振条件。对于薄膜波导可用图3.10说明。图中, $k_1 = 2\pi n/\lambda_1$, $k_2 = 2\pi n/\lambda_2$, $\lambda_1 < \lambda_2$, $k_1 > k_2$ 。由式 $k_x = [2\pi/\lambda_1] n \cos\theta_{i1} = [2\pi/\lambda_2] n \cos\theta_{i2}$ 成立, 可得 $\theta_{i2} < \theta_{i1}$, 这样就能保证横向传输常数分量 k_x 不变, 就能在这两个波长下都能满足横向谐振条件。

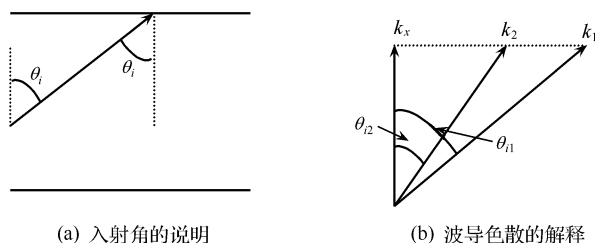


图 3.10 波导色散和模式色散的由来

由于入射角 θ_i 不同, 光在光纤中行进的路径长度不同。由于光纤纤芯内折射率是均匀的, 即沿射线的传输速度相同, 这样路径长的传输时间就长。这样沿光纤纵向行进相同距离, 不同频率信号的传输时间不同, 因而造成信号中不同频率成分的分散, 此即波导色散产生的机理。

模式色散的起因与波导色散类似, 但不是波长变化, 而是模式变化。为了便于理解, 下面仍以介质平板波导为例说明模式色散的起因。假定波长不变, k_0 不变, 模式变化。重写介质平板波导的色散方程式如下:

$$2dk_0 n \cos\theta_i - 2\phi - 2\psi = 2m\pi, m = 1, 2, \dots$$

由此式可见, 模式变化, 即其序号 m 变化, 但这时横向传输常数不变化, 因而只有 θ_i 变化, 同样可用图3.10说明引起的传输时间变化, 即不同模式有不同的纵向传输速度, 这样引起脉冲信号分散(模式色散)。

还有一种特殊的模式色散, 即偏振模式色散(PMD), 它是由于光纤双折射使

LP_{01} 模的两个正交偏振模传输速度不一样引起的信号分散。

由于模式色散 \gg 色度色散(材料色散加波导色散) \gg 偏振模色散,因而开始人们首先想法解决模式色散。理想情况是单模工作,但开始单模光纤价格较高,质量也不太好,所以首先设计了梯度折射率光纤。这一问题将在下面讨论。

4. 光纤色散的定量描述-时延差

光纤的色散引起光脉冲展宽。不同频率成分的信号传输单位长度所引起的时延的差(称作时延差)可以用来表示脉冲展宽的程度。

一个波长为 λ 的光信号传输单位长度后引起的时延为

$$\tau = \frac{1}{v_g} = \frac{d\beta}{d\omega} = -\frac{\lambda^2}{2\pi c} \frac{d\beta}{d\lambda} \quad (3.15)$$

设信号带宽为 $\Delta\lambda$, 则由于光纤的色度色散引起的时延差为[(3.15)式两边取差分]

$$\Delta\tau = -\frac{\Delta\lambda}{2\pi c} \left[2\lambda \frac{d\beta}{d\lambda} + \lambda^2 \frac{d^2\beta}{d\lambda^2} \right] \quad (3.16)$$

对于多模光纤也可用时延差描述其模式色散。不过当前使用的光纤线路上已广泛采用单模光纤,模式色散已不是主要问题,这里不再详细讨论。但是一种特殊的模式色散,即偏振模色散(PMD)在单模光纤中仍然存在(不能说单模光纤中没有任何模式色散),因此这一问题已经引起越来越多的重视,它的描述将在后面论述。

5. 用梯度折射率光纤降低模式色散

上面介绍的光纤传输的波动理论假定传输媒质(光纤纤芯)的折射率是均匀的,即纤芯的折射率不随地点(坐标)变化。折射率不随径向坐标 r 变化的光纤称作阶跃折射率光纤,在纤芯和包层界面上存在折射率跃变,但在纤芯和包层内折射率在径向仍是均匀的。在实际的光纤中纤芯的折射率常常不是均匀的。一方面,光纤制造过程中不能保证纤芯折射率完全均匀(制造工艺造成的不均匀);另一方面,为了光纤性能的需要,有意识地使纤芯折射率按一定规律分布,而不是均匀分布。梯度折射率光纤就是后一种情况。

已经介绍,均匀折射率多模光纤中模式色散非常大,限制了传输比特率的提高,其最高的比特率距离积(BL)仅为 $10 \text{ Mb/s} \cdot \text{km}$,即 10 Mb/s 比特率信号仅能传输 1 km 。

梯度折射率光纤纤芯中折射率分布不是均匀的,而且是随径向坐标 r 渐变分布的,轴心($r=0$)处折射率最大(n_1),随 r 增加折射率 n 逐渐下降,在光纤纤芯边界($r=a$)处 $n = n_2$ 和包层折射率相同;而包层中折射率常常仍是均匀的,都是 n_2 。梯度折射率光纤中纤芯折射率分布函数可以是

$$n(r) = \begin{cases} n_1 \sqrt{1 - 2\Delta(r/a)^\alpha}, & r < a \\ n_2 \sqrt{1 - 2\Delta} = n_2, & r \geq a \end{cases} \quad (3.17)$$

如图 3.11 所示。图中分别示出了 $\alpha = 1, 2$ 和 ∞ 时纤芯中折射率分布图。(3.17) 式中 α 变化, 折射率分布也变化。在一定的条件下, 可以实现“自聚焦”, 如图 3.12 所示。可以证明, 当 $\alpha = 2$ 时(抛物线型分布)可以近似实现“自聚焦”, 模式色散也最小。

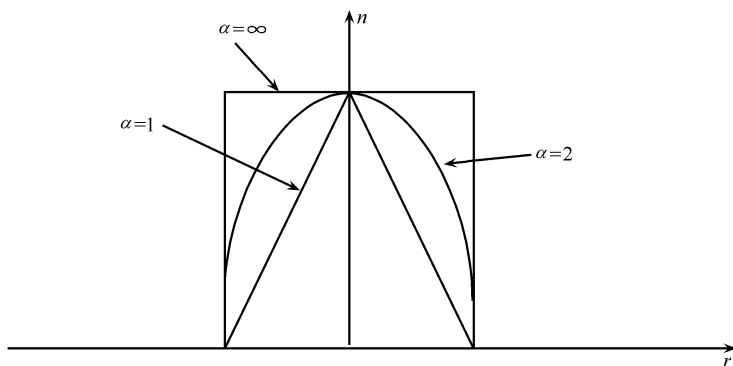


图 3.11 梯度折射率光纤纤芯中折射率分布图

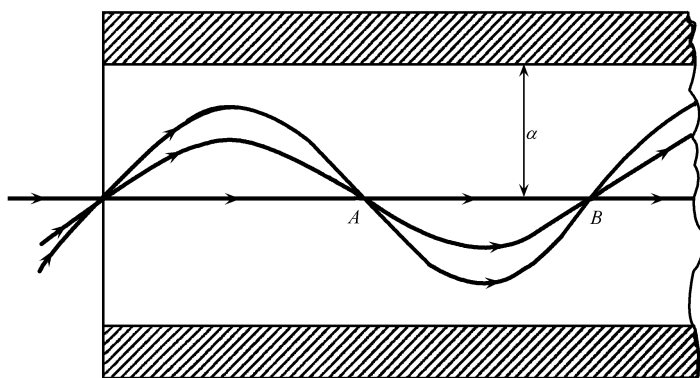


图 3.12 梯度折射率光纤中射线的“自聚焦”现象

从图 3.12 可见, 从一点入射到纤芯中的光线在传输一定距离后又会展聚到一点, 这就是自聚焦。从前面介绍的射线理论可知, 以不同角度入射的光线对应光纤中不同的传输模式(从入射点看, 入射角度不同, 横向传输常数不同, 对应的模式不同)。自聚焦现象可降低模式色散的原理可定性解释如下: 从光线过轴的两个点 A 和 B 之间可以看到, 通过两点的靠近轴的光线行进距离短, 离轴较远的光线行进距离较长, 但是由图 3.11 可以看到越靠近轴折射率越大, 光线行进速率越小。因此在此段距离上各根光线行进的时间接近。可以证明在一定条件各根光线行进时间相等, 也即不同的模式在光纤传输方向的传输速率近似相等, 因而降低了模式色散。

非均匀光纤的理论分析相当复杂, 其波动方程与量子力学中一维薛定谔方程

的形式相同,可表示为

$$\frac{d^2 F(r)}{dr^2} + [E - U(r)]F(r) = 0 \quad (3.18)$$

其中, $F(r) = r^{1/2} R(r)$ 相当于量子力学中的波函数;

$E = k_0^2 n^2 - \beta^2$ 相当于量子力学中的能量;

$U(r) = k_0^2 n^2 - k_0^2 n^2(r) - (m^2 - 1/4)/r^2$ 相当于量子力学中势垒的势能函数,其中, $n(r)$ 为光纤横截面上折射率分布。

其他各量的符号与阶跃折射率光纤理论中所用符号相同。

解这类方程有许多近似解析解法。最主要的方法有 WKB 法和变分法,在量子力学书籍中有这些方法的比较详细的介绍,但这些方法都比较麻烦。现今单模光纤发展极为迅速,制造、耦合、拼接等已不成问题,而且价格不断下降。加之当前光纤通信系统比特率不断提高,梯度折射率光纤的带宽仍不能满足要求(最大比特率距离积约为 4 Gbit/s · km,即比特率 2.5 Gbit/s,传输距离不足 2 km,不能满足大多数需要),因而当前主要发展单模光纤。

6. 用单模光纤消除模式色散

单模光纤是在给定工作波长内只能传输单一基模的光纤。前面有关阶跃折射率光纤的讨论中已经指出,当满足单模传输条件时,光纤中只能传输 LP₀₁ 模(即矢量模的 HE₁₁ 模),此种光纤即称作单模光纤。

为了满足单模传输条件(归一化频率 $V < 2.40483$), V 要足够小,即在光纤材料(包括纤芯和包层材料)和工作波长一定的条件下,纤芯半径 a 要小。一般阶跃折射率多模光纤的直径 $2a$ 约为 50 μm,或更大;而单模光纤的直径约在 5~10 μm 范围。

为了尽可能加大芯径,并进一步降低色散,又提出了折射率三角形分布和梯度分布的单模光纤。

由于光纤中模式色散是最主要的色散源,若不考虑作为模式色散的偏振模式色散(它比较小),则单模光纤中没有模式色散,因而使光纤的色散大大降低,光纤的带宽大大加大。例如:在 1.3 μm 波段,色散系数 $D \approx 1$ ps/nm · km,若激光器谱宽 1 nm(实际上可以更小),则最大比特率距离积达 250 Gbit/s · km,实际上在 1.55 μm 波段,已经制出的激光器在 2.5 Gb/s 速率下可以传输 600 km,即比特率距离积达 1500 Gbit/s · km。

图 3.13 是一幅早期发表的表示衰减限制和色散限制情况的图,它是一幅非常著名的并且引用较多的图。原图中还标出了一些实验点和商用系统对应的位置,因此该图具有较高的参考价值。当然,图中忽略了非线性的影响,这是该图不足之处。

作为比较,图中画出了同轴电缆对应的位置。可见渐变折射率多模光纤已优

于同轴电缆,而单模光纤则更优越得多。

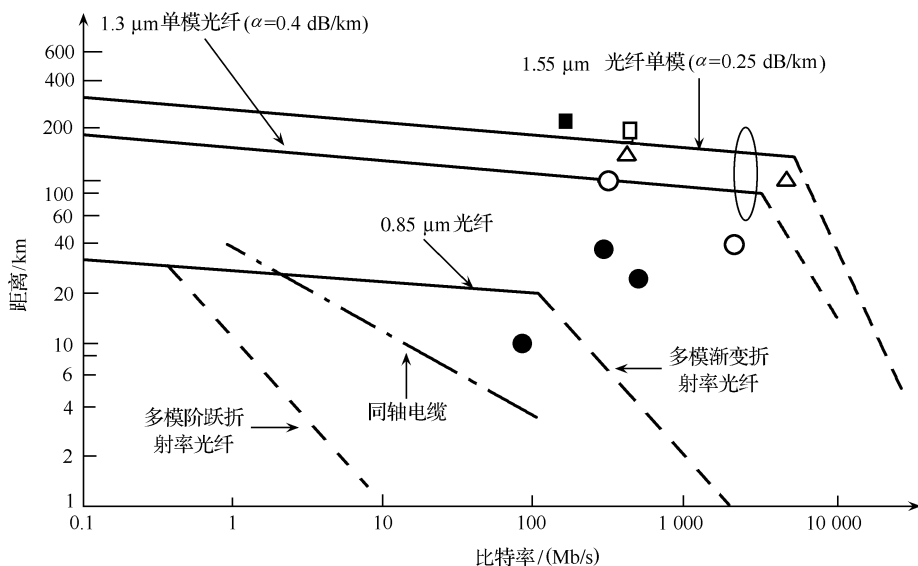


图 3.13 表示衰减限制和色散限制情况下光纤通信系统性能的示意图

(实线表示衰减限制,虚线表示色散限制)

其中实验点和商用系统对应符号为:空心圆 $\lambda=1.3 \mu\text{m}$,空心方形 $\lambda=1.5 \mu\text{m}$ 控制色散光纤,实心方形 $\lambda=1.55 \mu\text{m}$,DFB 激光器,空心三角 $\lambda=1.55 \mu\text{m}$,C3 激光器,实心圆为商用系统

7. 单模光纤的色散

单模光纤中没有模式色散,只有材料色散和波导色散。它们都是由于不同波长的传输速度不同引起的,因此统称色度色散。色散存在时传输常数 β 是圆频率 ω 的函数。在载波频率 ω 附近将 $\beta(\omega)$ 按泰勒级数展开得

$$\beta(\omega) - \beta(\omega_0) = \left. \frac{d\beta(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} (\omega - \omega_0) + \frac{1}{2} \cdot \left. \frac{d^2\beta(\omega)}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_0} (\omega - \omega_0)^2 + \frac{1}{6} \cdot \left. \frac{d^3\beta(\omega)}{d\omega^3} \right|_{\omega=\omega_0} (\omega - \omega_0)^3 + \dots \quad (3.19)$$

脉冲包络是以群速度 $v_g = (d\beta/d\omega)^{-1}$ 沿传输方向(z 轴方向)运动,群速度与频率(波长)有关的现象称作群(速度)色散,这是引起脉冲包络展宽的原因。定义(3.19)式右端第二项系数为

$$\beta = \frac{d^2\beta}{d\omega^2} = \frac{d}{d\omega} \left[\frac{1}{v_g} \right] \quad (3.20)$$

它决定一阶群(速度)色散(简称群色散,本章及以后章节讨论的色散都指群色散),称作色散参量,它是由于 v_g 与 ω 有关引起的[许多书中称此参量为二阶色散,它是

从 $\beta(\omega)$ 对 ω 的二阶微商定义的, 而从式 $\beta(\omega) = \frac{\omega}{v_g}$ 看, β 与相速度对 ω 的二阶微商有关, 因此称作二阶色散; 但是从群速度看 β 与群速度对 ω 的一阶微商有关, 因此称作一阶群色散。第三项系数 $\ddot{\beta}$ 为二阶群色散(有些人称此为三阶色散, 这是从相速度对频率的三阶微商而得名)。因一阶群色散仍可能是频率(波长)的函数, 因此 $\dot{\beta}$ 可能不等于零, 这就是平常说的高阶群色散(简称高阶色散)。通常高阶色散较小, 若一阶群色散存在 ($\dot{\beta} \neq 0$), 则可忽略高阶色散。但在 WDM 系统中, 系统工作于一个很宽的频带内, 若在整个带内做色散补偿, 必须考虑高阶色散。由 (3.20) 式可进一步得到

$$\dot{\beta} = \frac{d}{d\omega}(1/v_g) = -\frac{1}{v_g^2} \frac{dv_g}{d\omega} \quad (3.21)$$

在光纤通信技术中常用色散系数 D 表示群色散, 定义为

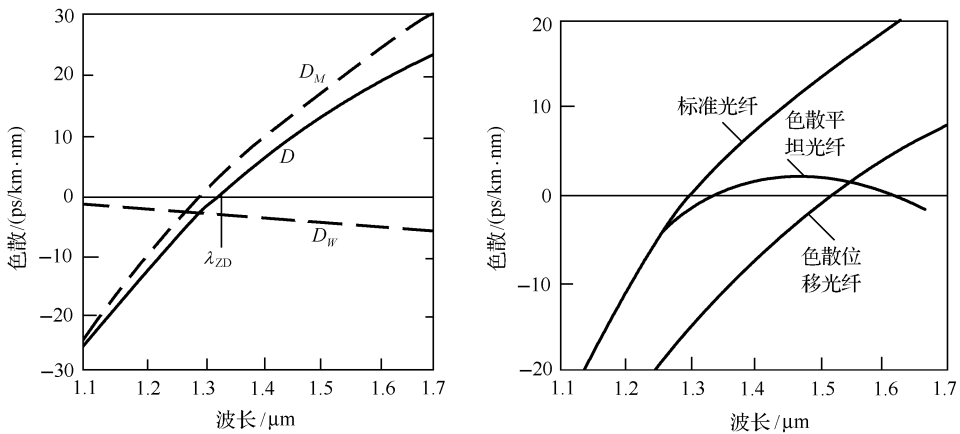
$$D \equiv \frac{d}{d\lambda} \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right) = \frac{d\omega}{d\lambda} \frac{d}{d\omega} \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right) = -\frac{2\pi c}{\lambda^2} \dot{\beta} \quad (3.22)$$

按光学的习惯, 群色散可分为正常色散和反常色散,

$$\text{正常色散: } \dot{\beta} > 0, \frac{dv_g}{d\omega} < 0, D < 0 \quad (3.23a)$$

$$\text{反常色散: } \dot{\beta} < 0, \frac{dv_g}{d\omega} > 0, D > 0 \quad (3.23b)$$

D 与 λ 的关系曲线如图 3.14(a) 所示。(有些人喜欢用“正色散”和“负色散”的概念, 但是其含义不明确。是指 $\dot{\beta}$ 的正负? 还是指 D 的正负? 因此, 最好用“正常色散”和“反常色散”的概念, 它们有严格的定义)。



(a) 标准单模光纤的色散 (D_M 为材料色散, D_W 为波导色散, D 为总色散, λ_{ZD} 为色散零点)

(b) 色散位移光纤和色散平坦光纤的色散与标准单模光纤色散的比较

图 3.14 光纤色散系数曲线

3.2.2 色散位移光纤(DSF)和非零色散位移光纤(NZ-DSF)

在 $1.55 \mu\text{m}$ 波段,传输比特率超过 10 Gbit/s ,标准单模光纤(SSMF)色散已达到不可容忍地步,但这一波段是衰减最小值的位置,在这一波段又有可用的光纤放大器,因此人们希望降低这一波段的色散,使得光纤不需要很复杂的技术措施就能传输 10 Gbit/s 以上的信号。

由于总色度色散是由材料色散和波导色散构成的,材料色散基本不能改变(掺杂可做微小改变,不做大的改变,光纤其他传输特性就可能变),而波导色散是由波导结构尺寸决定的,最简单的改变波导色散的办法就是改变芯径尺寸。纤芯直径下降可使波导色散下降(数值更负),从而总色散零点就可向长波长移动,这就是色散位移光纤(DSF)。更复杂的波导结构,如多包层结构也可使色散零点向长波长移动。

人们一度认为色散位移光纤是最理想的光纤,限制光纤传输特性(比特率距离积)的两大因素,衰减和色散在 $1.55 \mu\text{m}$ 都最小,应是最理想的情况。用 DSF 传输 10 Gbit/s 信号已没有什么问题,例如传输数百千米,近一千千米都成为可能。

进一步研究表明,上述观点忽略了非线性影响。特别是波分复用技术发展以后,人们发现在零色散点,非线性(特别是四波混频,FWM)的影响非常严重,因为在零色散点四波混频所要求的相位匹配条件正好成立,使得四波混频引起的串扰非常大,WDM 系统完全不能工作。(FWM 的原理和对光纤传输系统的影响将在本书 3.4 节中介绍)。为了克服 FWM 影响又不使色散过大,人们发展了非零色散位移光纤,NZ-DSF,其色散系数 $|D| = 0.1 \sim 6 \text{ ps/nm} \cdot \text{km}$ ($1530 \sim 1560 \text{ nm}$ 波段),这时色散不很大,色散的影响不是很大,而色散系数不是很小,非线性影响也不大。

由于 DSF 光纤芯径较小,因而造成耦合困难和能量集中,非线性效应严重。有两个近似物理量经常用来衡量光纤中能量集中程度,也即衡量了光纤的非线性效应,它们是模场面积 MFA 和有效纤芯面积 A_{eff} 。两者实质上是描述同一事物,因而也有一定联系。它们的定义为

$$A_{\text{eff}} = 2\pi \frac{\left[\int_0^{\infty} |\psi(r)|^2 r dr \right]^2}{\int_0^{\infty} |\psi(r)|^4 r dr} \quad (3.24a)$$

$$\text{MFA} = \pi \tilde{\omega}_d^2 \quad (3.24b)$$

其中

$$\tilde{\omega}_d^2 = 2 \frac{\int_0^{\infty} \psi^2(r) r dr}{\int_0^{\infty} \left[\frac{d\psi(r)}{dr} \right]^2 r dr} \quad (3.24c)$$

式中, $\psi(r)$ 是基模 LP_{01} 模的横向场分量, $\tilde{\omega}_d$ 即为模场半径。

上述两物理量变化规律基本一致,对于普通 DSF 光纤它们之间近似满足线性关系。

为了抑制非线性效应,提高耦合效率,希望模场面积越大越好。为了适应这一要求,一些公司已经研制了大有效面积非零色散位移光纤(LEA-NZ-DSF)。

此外,因 WDM 系统占据了相当大的带宽(少则 10 nm,多则 30~40 nm,将来可能达 100 nm 或更宽)。普通 DSF 仅在一个小区域色散较小。因此人们希望光纤在一个很宽的带内(例如覆盖 1.3 μm 和 1.55 μm 两个波段)色散都很小,这就是色散平坦光纤,其特性也在图 3.14(b)中示出。

综上所述,除去初期减低光纤衰减的研究,以及全波光纤和保偏光纤的研究外,其他有关光纤的研究工作都是围绕色散问题进行的(其中也考虑了非线性),其最终目的仍是增加光纤的可用带宽和传输容量。而解决方案都是改变波导结构,即改变光纤中折射率分布,如三角形分布、W 形分布、三包层抛物线型分布、四包层抛物线型分布等。

3.3 单模光纤中的偏振(极化)及保偏光纤和单偏振光纤

3.3.1 单模光纤中的偏振

我们已经讲过,电磁场在 θ 方向可以按 cos m θ 或 sin m θ 分布。对矢量模 HE₁₁, m = 1, 即场分布可以为 cos θ 和 sin θ, 两个解在 θ 方向相互旋转 90°, 它们对应于单模光纤中标量模 LP₀₁ 模的两个正交偏振模,可写成 LP₀₁^y, LP₀₁^x。它们的横向场分量分别为 E_y, -H_x 和 E_x, H_y, 即一个在 y 方向偏振[横向电场在 y 方向,如图 3.15(a)所示],另一个在 x 方向偏振[横向电场在 x 方向,如图 3.15(b)所示]。

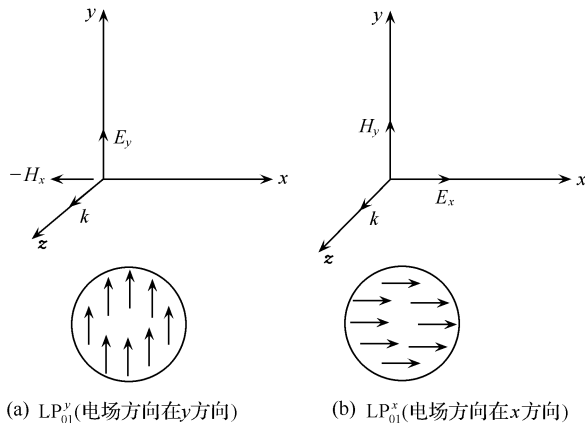


图 3.15 LP₀₁ 模的两个正交偏振模的偏振方向(z 轴方向由纸面向外)

在第2章的理想化假设中,认为光纤是理想轴对称(材料和几何形状都轴对称)的,即光纤是各向同性介质, x 方向折射率 n_x 和 y 方向折射率 n_y 相等($n_x = n_y$),不存在双折射,两偏振模的传输常数 β_x 和 β_y 也相等, $\beta_x = \beta_y$ (传输相速度和群速度也相等)。在这种情况下称作两偏振模简并,它们以相同速度沿 z 轴传输。但光纤很难做到严格轴对称。由于光纤弯曲和变形、椭圆度、工艺缺陷和残余应力或外加应力等各种因素使光纤产生双折射,即 $n_x \neq n_y$, $\beta_x \neq \beta_y$,因而两偏振模的传输速度不一样,其结果引起两个影响光纤传输特性的重要效应:偏振模色散(PMD)和偏振不稳定。

3.3.2 PMD

如上所述,当存在双折射效应时两偏振模的传输群速度不同。因此若光脉冲包含两偏振模,则会引起两偏振模的脉冲分散,即偏振模色散,英文缩写为PMD,其大小也是用单位长度上的传输时延差表示。设 y 方向偏振的偏振模传输群速度为 v_{gy} ,在单位长度上传输时间为 τ_{gy} ; x 方向偏振的偏振模传输群速度为 v_{gx} ,相应地,在单位长度上传输时间为 τ_{gx} ,并假定它们在光纤轴向保持恒定,则由于PMD引起的脉冲传输时延差为

$$\begin{aligned} \Delta\tau_p &= \tau_{gy} - \tau_{gx} \\ &= \frac{d\beta_y}{d\omega} - \frac{d\beta_x}{d\omega} \left(= \frac{1}{v_{gy}} - \frac{1}{v_{gx}} \right) \\ &= \frac{d\Delta\beta}{d\omega} \\ &= \frac{n_y - n_x}{c} + \frac{\omega}{c} \frac{d(n_y - n_x)}{d\omega} \\ &\approx \frac{n_y - n_x}{c} \approx \frac{\Delta\beta}{\omega} \end{aligned} \quad (3.25)$$

式中, $\Delta\beta = \frac{\omega}{c}(n_y - n_x)$,即假定光纤中的传输常数 $\beta \cong k_0 n$ (实际上这就是准TEM模的假定),即有 $\beta_y \cong k_0 n_y$ 和 $\beta_x \cong k_0 n_x$,同时有 $k_0 = \frac{\omega}{c}$ 。上式推导中忽略了 $n_y - n_x$ 随 ω 的变化,并且没有考虑两偏振模之间的耦合(对于短光纤,这是正确的),得到的时延差的单位是ps/km,但在长光纤(长度大于1 km)中必然存在两偏振模之间的耦合。而且如果长光纤是数个光纤段拼接而成,这些光纤段的双折射可能不一致。因此,对于长光纤,其中的偏振态很难确定,也很难测量,由于两偏振模之间存在耦合,(3.25)式的结果也不成立。

对于结构复杂的长光纤,参考文献[2]中提出了一种唯象的理论描述方法,即不管传输过程中信号的偏振态如何变化,只考察输入和输出偏振态。该文献证明

在没有偏振相关损耗的任意线性光传输介质中存在两个特定的输入正交偏振态,与它们相对应的输出偏振态也是正交的,并且在一阶近似下输出偏振态与波长无关。这些偏振态称作主偏振态(下面有时简称之为主态)。主偏振态的存在的证明可参看本书第一版第3章。

主偏振态的引入具有重要意义。首先,输出主偏振态没有色散的结果表明,不管光纤长度和结构如何,有限带宽的信号只要在输入处对准两个主态之一,在传输过程中,在一阶近似条件下将保持其为主偏振态。其次,输入和输出主态都正交的结果表明可以用它们作为描述任意结构和长度的单模光纤中偏振色散的基矢。这一点很像保偏光纤中或短光纤中本征偏振态。但两者有一基本的区别,即,主偏振态只是考虑输入和输出偏振态,不考虑传输过程中偏振态的变化,也即主偏振态不需要与光纤的本地双折射关联起来,也不考虑两个偏振态之间的耦合过程,它们只依赖于整个光纤的双折射的集合效应,而本征偏振态在传输过程中与光纤本地双折射有关。在没有偏振模耦合时,主偏振态变成光纤的本征偏振态,上述两种描述变成一样。

若用主偏振态作为基矢,一个任意偏振的输入信号将在两个主态 e_{+} 和 e_{-} 方向上进行分解,其输出信号将在两主态 e_{+} 和 e_{-} 方向上偏振。

在没有偏振模耦合的情况(保偏光纤或短光纤情况)下,平均耦合长度 h 大于光纤长度 l 。这时群延时仍随光纤长度线性增加,即表述光纤的 PMD 可以写成

$$\text{PMD}_{\text{PM}} = \frac{\Delta\tau_p}{l} \text{ (ps/km)} \quad (3.26)$$

其中,PMD的下标 PM 表示保偏光纤, $\Delta\tau_p$ 表示两偏振模之间的传输时延差。上面说到,若输入信号在一个输入主态方向偏振,则在输出处信号也在一个输出主态方向偏振,在一阶近似下没有偏振模色散。但在存在偏振模耦合时,这种情况下仍可能有偏振模色散引起的脉冲展宽,因为在二阶近似下输出主态与频率有关,即存在高阶偏振模色散。不过,这种情况对应的脉冲展宽最小,系统代价也最小。

在普通单模光纤中,偏振模耦合总是存在的。若输入信号不是正好对准主偏振态,则不能用式(3.26)式计算时延差,而且时延差是频率的函数。这时群时延差服从马克斯韦分布。在光纤长度 $l \gg h$ 时,群时延只与光纤长度的平方根成正比,即

$$\text{PMD}_{l \gg h} = \frac{\Delta\tau_p}{\sqrt{l}} \text{ (ps/}\sqrt{\text{km)}} \quad (3.27)$$

过去光纤通信系统的传输比特率较低,而 PMD 引起的时延差 $\Delta\tau_p$ 较小,对系统性能没有很大影响,甚至在光纤的 PMD 达到几十 ps/ $\sqrt{\text{km}}$ 时也不需要考虑 PMD 的效应。但在传输比特率提高后,PMD 的影响逐渐显露出来。前几年国产光纤的 PMD 在 3~5 ps/ $\sqrt{\text{km}}$,对几个 Gb/s 量级的信号传输已有影响,对 10 Gb/s

以上信号完全不能用。当前, $\Delta\tau_p$ 已降至 $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ 以下, 影响已较小, 但速率达到 40 Gb/s 以上时, 仍必须考虑 PMD 的影响。

下面举一个数值例子。设光纤的 PMD 为 $5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ 或 $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$, 传输距离为 400 km , 试分别求出这两种情况下由于 PMD 引起的脉冲传输时延差。

当 PMD 为 $5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ 时, 利用(3.27)式可得

$$\Delta\tau_p = \sqrt{l} \times \text{PMD}_{l \gg h} = \sqrt{400} \times 5 = 100(\text{ps})$$

如果信号比特率为 10 Gb/s , 脉冲周期为 100 ps , 此时的 $\Delta\tau_p$ 也达到 100 ps , 和脉冲周期一样, 因而相邻脉冲重叠很严重, 系统不能正常工作。

当 PMD 为 $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ 时, 仍利用(3.27)式可得

$$\Delta\tau_p = \sqrt{l} \times \text{PMD}_{l \gg h} = \sqrt{400} \times 0.5 = 10(\text{ps})$$

如果信号比特率仍为 10 Gb/s , 脉冲周期为 100 ps , 此时的 $\Delta\tau_p$ 只有 10 ps , 只占脉冲周期的十分之一, 因而相邻脉冲重叠不严重, 系统能够正常工作。

由于 PMD 的随机性, 它的补偿是相当困难的, 有兴趣的读者可参阅相关文献。

3.3.3 偏振稳定性及其对系统性能的影响

由于双折射效应, 光纤中传输信号的偏振态一直在变化, 往往使偏振敏感器件无法工作。

下面首先用一简单模型讨论光纤中的偏振稳定性问题。假定输入信号为单一频率的线偏振波, 光纤为具有(沿 z 轴)均匀双折射的单模光纤。此类光纤有两个相互垂直的本征偏振轴(不考虑两个偏振模之间的耦合)。当 LP_{01} 模横向电场偏振方向沿这两个本征偏振轴方向时, 传输常数分别为最大值和最小值, 这两方向称为双折射轴。取此两轴方向为直角坐标系的 x 和 y 轴方向, 这两方向偏振的电磁波传输常数分别为 β_x 和 β_y 。

设信号圆频率为 ω , 电场强度振幅为 E_0 的线偏振波激励单模光纤, 偏振方向与 x 轴夹角为 φ , 假定在光纤入口处电磁场的两偏振模分量同相, 并且初相位为零, 则在光纤入口处电场的 x, y 分量 (LP_{01}^x 和 LP_{01}^y) 分别为

$$\left. \begin{aligned} E_{x0} &= E_0 \cos\varphi \cos(\omega t) \\ E_{y0} &= E_0 \sin\varphi \cos(\omega t) \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

经过 z 距离传输后两分量变为

$$\left. \begin{aligned} E_x &= E_0 \cos\varphi \cos(\omega t - \beta_x z) \\ E_y &= E_0 \sin\varphi \cos(\omega t - \beta_y z) \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

在 $z = 0$ 时两分量同相, 为线偏振。行进一段距离 z 后, 两分量产生相位差

$$\delta = (\beta_y - \beta_x) z \quad (3.30)$$

由于 δ 随 z 变化, 两分量(即两偏振模)合成时偏振态就会随着变化, 如图 3.16 所示。

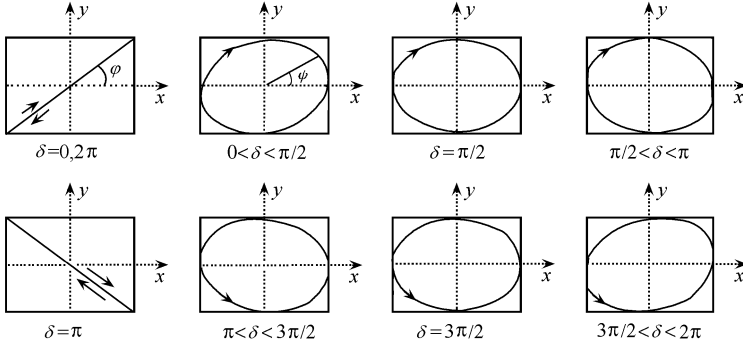


图 3.16 单模光纤中偏振态演化示意图

图中 δ 从 0 开始变化到 2π 时在光纤中传输的光信号偏振态变化的过程。根据假定, $\delta = 0$ 时为线偏振, 偏振方向与 x 轴夹角为 φ ; 当 $0 < \delta < \pi/2$ 时为斜的椭圆偏振, 椭圆长轴与 x 轴夹角为 ψ ; 当 $\delta = \pi/2$ 时为正椭圆偏振, 如果 $\varphi = 45^\circ$, 则为圆偏振; 当 $\pi/2 < \delta < \pi$ 时又成为斜椭圆偏振, 只是椭圆长轴与 x 轴夹角 ψ 成为负值; 其他各图可以类似分析。从 $\delta = 0$ 到 $\delta = \pi$ 电场矢量顺时针旋转, 而从 $\delta = \pi$ 到 $\delta = 2\pi$ 电场矢量逆时针旋转。由该图可见, 经过一定长度, δ 变化 2π , 偏振态变化一个周期, 此长度称为单模光纤的拍长 L 。由 $L(\beta_+ - \beta_-) = 2\pi$ 可得

$$L = \frac{2\pi}{\Delta\beta} \tag{3.31}$$

偏振椭圆的长轴与 x 轴夹角 ψ 称作输出偏振角, 椭圆长短轴方向电场幅度分别为 a_{\max} 和 a_{\min} , 相应的光强各为 I_{\max} 和 I_{\min} , 则偏振椭圆度定义为

$$p = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}} = \frac{a_{\max}^2 - a_{\min}^2}{a_{\max}^2 + a_{\min}^2} \tag{3.32}$$

p 在 $0 \sim 1$ 之间变化, $p = 0$ 为圆偏振态, $p = 1$ 为线偏振态, 可证

$$\tan 2\psi = \tan 2\varphi \cos \delta \tag{3.33}$$

$$p = \sqrt{1 - \sin^2 2\varphi \sin^2 \delta} \tag{3.34}$$

例 3.2 若已知在单模光纤中传输的信号波长 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ 时, 偏振色散约为 0.5 ps/km (不考虑偏振模耦合), 求其拍长 L ?

解 由于拍长较短, 可以不考虑两偏振模之间耦合, 因此可用(3.25)式计算 PMD 引起的时延差, 即

$$\Delta\tau_p \approx \frac{\Delta\beta}{\omega}$$

波长 $\lambda = 1.55 \mu\text{m}$ 对应的圆频率为

$$\omega = 2\pi \times \frac{c}{\lambda} = 2\pi \times \frac{3 \times 10^8}{1.55 \times 10^{-6}} \approx 12 \times 10^{14} / \text{s}$$

由此可得

$$\Delta\beta \approx \omega\Delta\tau_p = 12 \times 10^{14} \times 0.5 \times 10^{-12} / 1000 = 0.6 / \text{m}$$

再由(3.31)式可得

$$L = \frac{2\pi}{\Delta\beta} = \frac{2\pi}{0.6 / \text{m}} \approx 10 \text{ m}$$

由此结果可见单模光纤的拍长是很短的,即在 10 m 的光纤长度上其偏振态沿着图 3.16 所示的图形变化一个周期。可见在上千千米的传输光纤中其偏振态的变化是相当迅速的。由于外界的干扰和偏振模的随机耦合,光纤内传输信号偏振态的变化更加复杂,不会像图 3.16 那样规则,最终光信号偏振态将迅速地随机变化。

有关色度色散补偿问题将在本章 3.5 节中介绍。光孤子是克服色散对光纤传输系统影响的有效技术。这一问题也将在第 7 章中另辟一节讨论。

3.3.4 保偏光纤和单偏振光纤

单模光纤的上述两个偏振问题(PMD 和偏振不稳定性)是很麻烦的问题,不易解决。它的起因都是由于存在两个偏振模引起的。因此开始人们想从偏振模角度来解决,提出了下述几种方法:

1) 尽量保证光纤的轴对称性,使两偏振模简并,使 $\beta_x = \beta_y$, 这样就不存在双折射。这样两个问题都可解决,现在已取得了成效。按现在制作的光纤水平,在比特率 10 Gbit/s 以下时,PMD 的问题已不大,但拍长相对于通信距离仍太短,偏振敏感器件仍不好用。

2) 保偏光纤。若采取措施使两偏振的传输常数差尽可能大,也即双折射非常大,这样若起始处只激励一个偏振模,则由于两个偏振模传输速度相差较大,不能同步传输,以致它们之间耦合极小。这样在相当长的传输距离上维持只有一个偏振模,因而称其为保偏光纤。但若初始偏振方向不在两主轴方向,则输出偏振态仍不确定。(当电场偏振方向在双折射主轴方向,例如 x 方向,这样激励一个偏振模,当有随机扰动时 β_x 会变,但偏振方向不会变,若偏振不在主轴方向则 x, y 方向都有场的分量,只要扰动不是轴对称的, β_x 和 β_y 不同步变化,则偏振方向就会改变)。

实现保偏光纤的方法有多种,其中著名的有:椭圆截面(椭圆包层)光纤、熊猫型光纤和领结型光纤(外加非轴对称的不均匀应力)等。

3) 单偏振光纤。这种光纤只传输一个偏振模,实现了真正的单模传输,是一种理想情况。根据光纤理论 LP_{01}^* 模和 LP_{01}^0 模的截止频率都为零,不可能使一个偏振模截止,但若用一种方法使某一偏振模衰减特别大,很快衰减到零,最终使其

截止。这样光纤中实际上只传输一个偏振模,成为一种绝对单模光纤,实现这种光纤的方法,是在某一 θ 方向(x 或 y 方向)上加两个折射率深谷如图 3.17 所示,使两偏振模截止条件不一样。当某一偏振模截止时就成为绝对单模光纤。

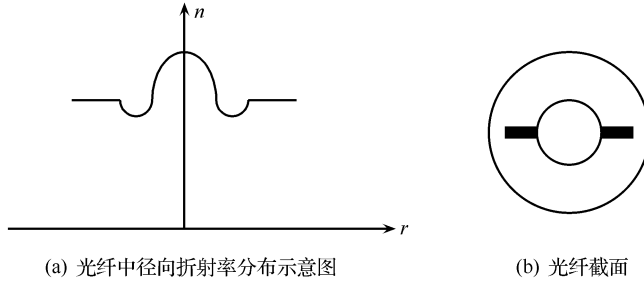


图 3.17 单偏振光纤折射率结构示意图

3.4 光纤的非线性

在第 2 章的光纤传输理论中假定光纤为线性介质,描述其传输特性的波动方程为线性方程。但是,线性假定是一种理想化的假定。实际上光纤具有非线性特性,特别是传输信号功率较大时,非线性效应不能不考虑。此外,在光纤通信技术中,非线性效应有着许多重要的应用,它是许多全光功能部件的基础。本节介绍光纤非线性理论及其对光纤通信技术的影响(包括有害的影响和有利的应用),这些问题是设计光纤通信系统和网络时必须考虑的问题。

3.4.1 非线性极化理论

在电磁理论中,线性极化理论假定极化强度矢量 \mathbf{P} 和电场强度矢量 \mathbf{E} 是线性函数关系,即

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \chi \cdot \mathbf{E} \tag{3.35}$$

电位移矢量为

$$\mathbf{D} = \epsilon \cdot \mathbf{E} = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \mathbf{E} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \epsilon_0 \chi \cdot \mathbf{E} \tag{3.36}$$

$$\epsilon_r = 1 + \chi \tag{3.37}$$

其中, ϵ_0 为真空中介电常数, ϵ 为介质的介电常数张量, ϵ_r 为介质的相对介电常数张量, χ 为介质的极化率张量。在各向同性介质中,极化率和介电常数都是标量,而在各向异性介质,极化率和介电常数都成为二阶张量,简称张量。

线性理论是对应于小信号、低场强的情况下的近似理论。在光纤传输问题中,由于光纤纤芯非常细,而 EDFA 的出现使光纤中传输的光功率比过去大了几十倍(过去一般情况下光功率为 1 mW,而现在光功率可达几十 mW),因而光纤中的场

强可能很大,上述线性关系就要被破坏,(3.35)式转化为下述非线性关系

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \chi^{(1)} \cdot \mathbf{E} + \epsilon_0 \chi^{(2)} : \mathbf{E}\mathbf{E} + \epsilon_0 \chi^{(3)} \vdots \mathbf{E}\mathbf{E}\mathbf{E} + \dots \quad (3.38)$$

其中, $\chi^{(1)}$ 、 $\chi^{(2)}$ 、 $\chi^{(3)}$ 等是各阶电极化率。式中第一项即为原来的线性项, $\chi^{(1)}$ 为线性极化率,对应各向同性介质,它是二阶张量。 $\chi^{(2)}$ 、 $\chi^{(3)}$ 等为非线性极化率,它们分别为三阶张量、四阶张量等。各阶极化率张量中的元之间有如下逐阶递减的关系

$$\frac{\chi^{(2)}}{\chi^{(1)}} = \frac{\chi^{(3)}}{\chi^{(2)}} = \frac{\chi^{(4)}}{\chi^{(3)}} = \dots = \frac{1}{E_0} \quad (3.39)$$

式中, E_0 为原子内部库仑场的场强,是一个很大的数(10^8 V/cm),因此非线性阶数越高,极化率张量的元越小,并且很快递减。

由于光纤的分子结构具有对称性,其中束缚电子所处的势阱也是对称的,因而极化强度表达式中不存在二阶非线性极化项,即 $\chi^{(2)} = 0$ 。因此光纤中最低阶非线性极化项是三阶非线性极化项。忽略更高阶非线性项,则非线性极化强度可表示为

$$\mathbf{P}_{NL} = \epsilon_0 \chi^{(3)} \vdots \mathbf{E}\mathbf{E}\mathbf{E} \quad (3.40)$$

(3.40)式所表示的三阶非线性极化项是导致光纤中自相位调制(SPM)、交叉相位调制(XPM)和四波混频(FMWF)等非线性效应的起源,这些非线性效应导致光波之间的相互作用(在线性理论中,不同波长的波互不干扰,独立传输,在传输过程中光波频率不会变化。而在非线性理论中不同波长的波相互作用,并产生新频率。频率变化是非线性过程的特征之一)。从非线性极化理论出发,可导出非线性波动方程。

在无源条件下,麦克斯韦方程为

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3.41a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (3.41b)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 \quad (3.41c)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (3.41d)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} \quad (3.41e)$$

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M} \quad (3.41f)$$

导出电场强度矢量满足的波动方程为

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \frac{1}{c^2 \epsilon_0} \frac{\partial^2 \mathbf{P}_L}{\partial t^2} + \frac{1}{c^2 \epsilon_0} \frac{\partial^2 \mathbf{P}_{NL}}{\partial t^2} \quad (3.42)$$

其中, \mathbf{P}_L 用(3.38)式右端第一项表示, \mathbf{P}_{NL} 用(3.40)式表示。

在线性情况下, $\mathbf{P}_{NL} = 0$ 。将(3.35)式代入(3.42)式,则有

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 (\mathbf{E} + \boldsymbol{\chi} \cdot \mathbf{E})}{\partial t^2} = 0 \quad (3.43a)$$

利用 $\frac{1}{c^2} = \epsilon_0 \mu_0$ 和(3.37)式,上式可化为

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \mu_0 \epsilon_r \cdot \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (3.43b)$$

(3.43)式为存在各向异性(双折射)时的线性波动方程,即为第2章中的(2.19)式中标量介电常数改成介电常数张量后的波动方程。

另一类光纤非线性是受激非线性散射,包括受激拉曼散射(SRS)和受激布里渊散射(SBS)。它们的起因与前面所述不同。一种理论认为在光波与介质相互作用时,分子振动改变了光纤的二阶极化率导致了SRS的产生,它由二阶极化率对分子振动位移的导数表示。SBS与此类似,但是SBS极化率受介质内声波的影响,因而用光纤极化率对介质内部张力的导数来表示。

从量子力学的观点看,SRS和SBS都是一个人射光子由介质散射为另一个频率下移的光子和一个声子。SRS产生的声子相应于分子振动态的跃迁(产生一个光学声子,声子频率较高),而SBS产生的声子对应于介质整体的振动,形成声波(产生一个声学声子,与SBS相比,声子频率较低)。

上述各种非线性效应可分为两类:

一类称作参量过程(非激活过程),即它们主要通过介质的极化率(或折射率)参量起作用。作用的结果是场的频率发生变化,而介质本身没有能级的跃迁(因此称作非激活的,或者称作保守的,即光学系统能量守恒,光学系统与介质之间没有能量交换);

另一类称作非参量过程(激活的过程),它们是通过场与介质相互作用引起的,不是通过参量引起的。作用的结果场与介质发生能量交换,不但场的频率变化,介质也有能级跃迁(光学系统的部分能量转换为振动能量,即声学能量,因此不是保守的,光学系统能量不守恒)。3.4.2节介绍参量过程非线性,3.4.3节介绍非参量过程非线性。

3.4.2 光纤中的参量非线性:SPM、XPM和FWM

在讨论这类非线性时为了简化首先假定介质是各向同性的(即不考虑双折射)。这样极化率张量、介电常数张量和折射率张量都转换为标量。

* 1. SPM、XPM和FWM的综合考虑

在各向同性情况下,非线性折射率可表示为

$$n(\omega, |E|^2) = n(\omega) + n_2 |E|^2 \quad (3.44)$$

已知

$$n^2 = \epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0 \quad (3.45)$$

对于线性极化率

$$n_0^2 = \epsilon_0 = 1 + \chi^{(1)} \quad (3.46)$$

忽略二阶极化率和高阶极化率只保留三阶极化率,则

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \mathbf{E} + \epsilon_0 \chi^{(1)} \cdot \mathbf{E} + \epsilon_0 \chi^{(3)} \vdots \mathbf{E}\mathbf{E}\mathbf{E} = \mathbf{P}^{(1)} + \mathbf{P}^{(3)} \quad (3.47)$$

式中, $\mathbf{P}^{(1)}$ 为线性电极化矢量, $\mathbf{P}^{(3)}$ 为三阶电极化矢量。设 \mathbf{E} 在 x 方向,则存在自相位调制时,(3.47)式中三阶极化率项的三个 \mathbf{E} 实际上为同一个场,因此该项可写成

$$\begin{aligned} P^{(3)} &= \epsilon_0 \chi_{xxxx}^{(3)} (E_0 \cos \omega t)^3 \\ &= \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_{xxxx}^{(3)} |E_0|^2 E_0 \cos \omega t + \frac{1}{4} \epsilon_0 \chi_{xxxx}^{(3)} E_0^3 \cos 3\omega t \\ &\approx \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_{xxxx}^{(3)} |E_0|^2 E_0 \cos \omega t = \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_{xxxx}^{(3)} |E_0|^2 E \end{aligned} \quad (3.48)$$

(3.48)式中频率为 3ω 的项在光纤传输系统中会很快衰减掉(超过光纤的低损耗带宽范围,在光纤中几乎不能传输),因此略去。代入(3.47)式,并利用(3.37)式,则得

$$\mathbf{P} = \epsilon_0 \epsilon^{(1)} \mathbf{E} + \frac{3}{4} \epsilon_0 \chi_{xxxx}^{(3)} |E_0|^2 \mathbf{E} = \epsilon_0 n^2 \mathbf{E} \quad (3.49)$$

$$n^2 \approx n_0^2(\omega) + 2n_0 n_2 |E_0|^2 \quad (3.50)$$

(3.50)式代入(3.49)式可得 $\epsilon^{(1)} = n_0^2$, $n_2 = \frac{3}{8n_0} \chi_{xxxx}^{(3)}$,由此可见,非线性折射率 n_2 也是由三阶极化率 $\chi_{xxxx}^{(3)}$ 引起的。

当有四路光同时在光纤中传输时,三阶非线性极化率导致了 SPM, XPM 和 FWM 的效应,其中第四路光信号的非线性极化矢量的模为

$$\begin{aligned} P_4 &= \frac{3\epsilon_0}{4} \chi_{xxxx}^{(3)} \{ |E_4|^2 + 2[|E_1|^2 + |E_2|^2 + |E_3|^2] E_4 \\ &\quad + 2E_1 E_2 E_3 \exp[i\theta_+] + 2E_1 E_2 E_3^* \exp[i\theta_-] \} \end{aligned} \quad (3.51)$$

本书中符号上标“*”代表取共轭。式中花括号内第一项是 SPM,圆括号项为 XPM(第一、二、三路信号光对第四路光的作用),花括号中最后两项为 FWM。(3.51)式中

$$\theta_+ = [k_1 + k_2 + k_3 - k_4] z - [\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 - \omega_4] t \quad (3.52a)$$

$$\theta_- = [k_1 + k_2 - k_3 - k_4] z - [\omega_1 + \omega_2 - \omega_3 - \omega_4] t \quad (3.52b)$$

下面讨论(3.51)式中各项的意义和相关规律。

2. 自相位调制(SPM)

自相位调制现象指光场在光纤内传输时由光场本身的强度引起的自身光场的

相位变化。(3.51)式右端花括号中第一项即为SPM项。SPM产生的原因是,由于非线性折射率与电场强度大小有关,而折射率变化又引起相移的变化。因此,利用(3.44)式可得,光信号传输 L 距离后的相移成为

$$\varphi = nk_0 L = (n_0 + n_2 |E|^2) k_0 L \quad (3.53)$$

其中, $|E|^2$ 是光信号自身的强度。非线性相移 $n_2 k_0 L |E|^2$ 就是由自身强度引起的,这就是自相位调制(SPM)效应。

SPM单独作用时可能引起光频谱的展宽,在反常色散区可能与色散共同作用使光脉冲压窄,条件合适也可能形成光孤子。在第7章有关光孤子的一节还要专门讨论这个问题。

3. XPM

交叉相位调制指不同波长的光同时在光纤中传播时,一个波长的光场强度会影响另一个波长信号光场的相移,产生交叉相位调制。(3.51)式右端花括号中第二项(圆括号项)即为XPM项。XPM产生的原因与SPM类似。

XPM引起的相位调制也使得光频谱展宽,产生的新频谱成分成为正常传输信号的干扰。应该注意的是XPM项前面有系数“2”,而SPM项前面没有这一系数。这一结果表明XPM效应比SPM效应强一倍。

4. FWM

(3.51)式右端花括号中最后两项即为四波混频(FWM)项,即当输入三个不同频率的波($\omega_1, \omega_2, \omega_3$),在一定的条件下,可能通过FWM产生第四个波,其频率为

$$\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3 \quad (3.54a)$$

或

$$\omega_3 + \omega_4 = \omega_1 + \omega_2 \quad (3.54b)$$

(实际上FWM还可能产生频率 $\omega'_4 = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3$,但是它已超出光纤可用的低损耗带宽,在光纤中很难传输,因此在光纤通信技术中可以不考虑)。当 $\omega_1 = \omega_2$ 时

$$\omega_4 = 2\omega_1 - \omega_3 \quad (3.54c)$$

但是产生FWM是有条件的。除去要求参与四波混频的各个波的偏振一致外,还要求满足相位匹配条件,即

$$\Delta k = k_4 + k_3 - k_2 - k_1 = 0 \quad (3.55)$$

在(3.54)式和(3.55)式的共同作用下,(3.52a)式和(3.52b)式右端等于零,否则(3.51)式中描述FWM的项随时间和传输距离变化,不能产生稳定的输出。

在光纤色散为零时,不同波长的波传输速率相等且都为 v ,则有

$$\Delta k = \frac{\omega}{v} + \frac{\omega}{v} - \frac{\omega}{v} - \frac{\omega}{v} = \frac{1}{v}[\omega + \omega - \omega - \omega] = 0 \quad (3.56)$$

因此,在光纤色散系数为零的情况下相位匹配条件是成立的,FWM 效应就会存在。当色散系数不为零时,由于相位匹配条件不成立,FWM 效应就比较小。

FWM 在全光通信中可能有许多有利的应用,如全光波长变换、全光时钟提取、全光 3R(reamplifying, retiming, regeneration, 即再放大、再定时和再生)以及 OTDM 中的全光复用和解复用等[光纤的 FWM 可以实现这些功能,但是由于光纤的非线性系数比较小,常常需要很长的光纤才能实现上述功能,比较笨重。为了使结构紧凑,也常用半导体光放大器(SOA)实现上述功能]。同时 FWM 也有不利影响。比较突出的例子是由于 FWM 引起的 WDM 信道间串扰。设 WDM 系统信道波长间隔相等,例如,为 Δf 。若有两个 WDM 信道,其波长为 $f_1 = f_0$, $f_2 = f_0 + \Delta f$, 另有 $f_3 = f_0 + 2\Delta f$, 则 f_1 和 f_2 的 FWM 产物为

$$2f_2 - f_1 = 2(f_0 + \Delta f) - f_0 = f_0 + 2\Delta f = f_3$$

由于这里得到的 f_3 是 f_1 和 f_2 混频产生,因此 f_1 和 f_2 信道所携带的信息就可通过 FWM 转移到 f_3 信道中,形成串扰。由于 DSF 光纤在工作波长范围内的色散接近零,FWM 效应很强,因此在用作 WDM 系统的信号传输时将产生严重的信道间串扰。

FWM 效应中波长关系如图 3.18 所示。

其中, λ 为信号波长, λ_p 为泵浦波长, $2\lambda - \lambda_p$ 和 $2\lambda_p - \lambda$ 为一对 FWM 产物。一般情况下,信号波长的功率小于泵浦波长的功率,因此两个 FWM 产物中前者功率小于后者。

为了克服 FWM 造成的串扰,人们研制了 NZ-DSF 光纤。由于其色散系数不为零,不能

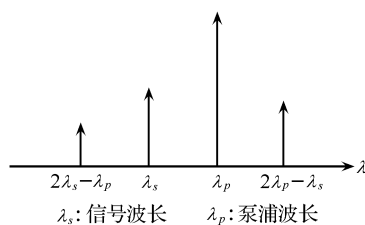


图 3.18 FWM 效应中的波长关系

3.4.3 光纤中的非参量非线性:SRS 与 SBS

1. 非参量非线性的一般描述

三阶电极化率决定的非线性效应是光场通过介质的参量相互作用产生光场之间的能量交换和转移。但是场与介质之间没有能量交换。从这一意义上说它是弹性相互作用(也可以说是保守系统,光场的能量守恒)。在这一过程中,介质没有能量变化或受激跃迁。

本小节讨论的 SRS 和 SBS 效应与上面讨论的参量非线性不同,它们是通过场与介质相互作用将光场的部分能量转移给介质而产生的,是受激非弹性(非保守)散射(虽然光子能量和介质振动能量的和是守恒的,但是其中存在能量形式的转换,即光能转换成机械能,光子能量不守恒,因此称作非弹性散射。)转移给介质(石英)的能量使介质的振动激发态产生跃迁。这一过程可描述如下:一个入射的光子(通常称为泵浦光)的湮灭,产生一个频率下移的斯托克斯频率的光子(其能量低于原先的光子能量)和一个为保持总能量和动量守恒的声子(振动激发态也是量子化的,处于分裂的能级上,两个能级之间的能量差就是声子的能量)。能量关系为

$$h\nu_i \rightarrow h\nu_s + h\nu_a \quad (3.57a)$$

或

$$\nu_i = \nu_s + \nu_a \quad (3.57b)$$

其中, ν_i 是入射光子频率, ν_a 是声子频率, ν_s 是斯托克斯频率。当然,逆过程也是存在的,即一个入射的光子吸收一个适当能量和动量的声子产生一个具有更高能量的光子,其频率称作反斯托克斯频率,其能量关系为

$$h\nu_i + h\nu_a \rightarrow h\nu_{as} \quad (3.58a)$$

或

$$\nu_{as} = \nu_i + \nu_a \quad (3.58b)$$

其中, ν_{as} 是反斯托克斯频率。

从上述能量关系可以看到,输出信号频率是入射信号频率和声子频率的和频或差频,具有二阶非线性效应的特点,其起因是由于光场与介质相互作用,介质吸收能量使振动能级跃迁,不是由于三阶非线性极化率引起的。

SRS 和 SBS 效应很相似,但也有重要的区别:

1) SRS 效应对应的声子频率在 100 GHz→10 THz 量级;而 SBS 的声子频率常在 10 GHz 量级或更小。

2) SBS 散射发生在后向,而 SRS 散射则主要发生在前向。

下面分别讨论 SRS 和 SBS 的有关问题。

2. SRS

SRS 效应沿光纤轴线方向 z 的演变可以用下述简单关系式描述:

$$\frac{dI_s}{dz} = g_R I_p I_s \quad (3.59)$$

式中, I_s 为斯托克斯光强, I_p 为泵浦(入射)光强, g_R 为拉曼增益系数,它与拉曼效应产生的频移(简称拉曼频移)有关,其实验结果如图 3.19 所示。

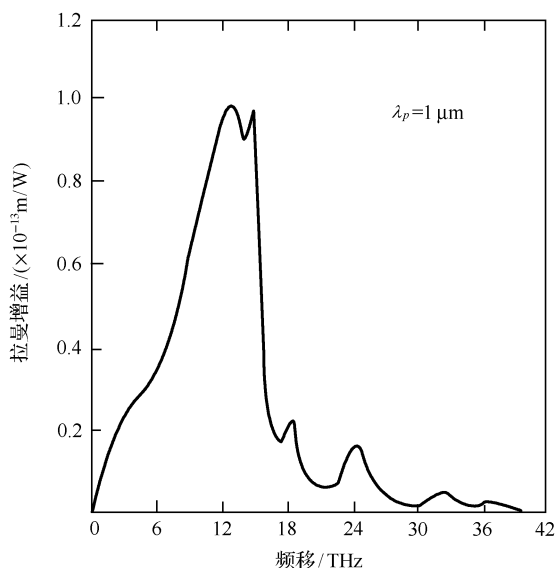


图 3.19 典型的石英光纤拉曼增益系数谱(增益系数与拉曼频移的关系,泵浦波长 $\lambda_p = 1 \mu\text{m}$)

根据测量结果可知,当泵浦波长为 $1 \mu\text{m}$, $\Delta\nu = 13 \text{THz}$ 时, SRS 具有峰值增益 $g_R = 1 \times 10^{-11} \text{ cm/W}$ (每瓦泵浦功率引起的信号波长漂移量)。从图中还可看到, SRS 的增益谱宽可达 30THz 。在 $1.55 \mu\text{m}$ 波长处, SRS 增益峰值为 $6 \times 10^{-14} \text{ m/W}$ 。

SRS 具有准阈值行为,即只有泵浦光强超过一定值时才能观察到泵浦能量向斯托克斯能量的有效转移。在 $\alpha L \gg 1$ 的有耗单模光纤中(α 为光纤的衰减系数, L 为光纤的长度),其泵浦功率阈值为

$$P_{\text{pSRS}}^{\text{Th}} \approx 16 \left[\frac{A_{\text{eff}}}{g_R \times L_{\text{eff}}} \right] \quad (3.60)$$

计算的典型值在 10 MW/cm^2 量级。

举一个数值例子。设 $\alpha = 0.2 \text{ dB/km}$, 相当于传输 1 km , 光功率减到原来的 0.955 倍, 即减少了原来光功率的 $0.045 (4.5\%)$ 。已知 $L_{\text{eff}} = \frac{1}{\alpha}$ ^[3]。利用这一关系, (3.60) 式化成光强阈值如下:

$$I_{\text{pSRS}}^{\text{Th}} = \frac{P_{\text{pSRS}}^{\text{Th}}}{A_{\text{eff}}} \approx 16 \left[\frac{\alpha}{g_R} \right]$$

又用 $g_R = 1 \times 10^{-11} \text{ cm/W}$, 试用上式计算 SSMF 光纤中 SRS 的阈值。用上式可得

$$I_{\text{pSRS}}^{\text{Th}} \approx 16 \left[\frac{\alpha}{g_R} \right] = 16 \times \frac{0.045/\text{km}}{1 \times 10^{-11} (\text{cm/W})}$$

$$= \frac{16 \times 4.5 \times 10^{-7} / \text{cm}}{1 \times 10^{-11} (\text{cm}/\text{W})} = 7.2 \times 10^5 (\text{W}/\text{cm}^2)$$

$$\sim 1 (\text{MW}/\text{cm}^2) \text{ 量级}$$

上面已经讨论过,峰值频偏是很难达到的,如果没有这么大的频偏, g_R 可能更小,则阈值可能更大。此外早期的光纤衰减比较大,也使阈值增大。

如果 SSMF 光纤的截面积近似为 $80 \mu\text{m}^2$, 可以计算出其传输功率阈值如下:

$$P^{\text{th}} = I_{\rho\text{SRS}}^{\text{th}} \times A = 1 (\text{MW}/\text{cm}^2) \times 80 (\mu\text{m}^2) = 0.8 (\text{W})$$

即在 SSMF 中,当泵浦功率为 1W 时,能观察到有效的 SRS 现象。

说明两点:

第一,我们称上述阈值行为为准阈值行为,因为它不是严格的阈值行为,即在泵浦功率较小时仍可观察到 SRS 效应,有时这一效应也会对光纤通信系统产生影响。

第二,SRS 效应在光纤传输过程中是积累的。在利用 SRS 效应制作光纤拉曼放大器时可以看到,随着光纤长度加长,放大器输出也在逐步增加,直到饱和效应出现。

SRS 对光纤通信技术有许多重要的影响。

1) 光信号在光纤中传输时,由于 SRS 效应使其能量损失,成为衰减的一个因素(非线性散射引起的衰减);

2) 在 WDM 系统中,短波长的能量由于 SRS 效应,可能向长波长转移,引起信道间串扰。

虽然光纤中传输的信号能量在 $1 \sim 10 \text{ mW}$ 量级,达不到上面计算的 SRS 光强阈值,但是,上述效应在实验中还是可以看到。因此证明了计算的 SRS 阈值只是一种准阈值效应,在泵浦光功率超过(3.60)式计算的阈值时,SRS 效应则非常显著。

3) 拉曼(Raman)光放大器(FRA)。

在光孤子研究的早期,补偿孤子能量的方法常用 FRA,它的原理就是利用 SRS 将泵浦能量转到信号能量(这里是光孤子能量),补充了信号能量的损失,或者说对信号能量作了放大。

FRA 的泵浦效率较低(约 $0.1 \text{ dB}/\text{mW}$),需要较大功率的泵浦源。光孤子研究的早期还没有大功率的半导体激光器,常使用的泵浦源多为色心激光器,其体积大,耗电多,不能实用化。在 EDFA 出现后,EDFA 很快取代了 FRA,被认为是一种理想的光放大器。EDFA 的泵浦功率约几十毫瓦,(大约 30 mW 以上就可有增益, $80 \sim 100 \text{ mW}$ 则可有放大功率输出),其泵浦效率约为 $2 \sim 4 \text{ dB}/\text{mW}$,具有明显优势。

EDFA 的增益带宽相对较小(平坦区约为 10 nm ,增益区 $30 \sim 40 \text{ nm}$,采取一

定措施后最大可达 80 nm)。

近期由于大功率半导体激光器的出现,可以用作 FRA 的泵浦源。FRA 具有一些独特的优点,拉曼增益带宽可超过 200 nm,当 WDM 技术迅速发展,Tb/s 的系统研究已提到议事日程,甚至希望达到数 Tb/s 的传输容量。如果 Tb/s 的总容量,单信道 2.5 Gb/s 则需 400 个信道。用单信道 10 Gb/s 也需 100 个信道。若需几个 Tb/s 容量,信道数仍需几百路。若信道间距取 40 GHz,相当于波长间距 0.32 nm,则 100 信道的放大器带宽约需 32 nm,经过努力 EDFA 可以满足要求。若 400 个信道则带宽要求为 128 nm,EDFA 还不可能提供这样大的带宽。而拉曼光放大器则可提供如此巨大的带宽,甚至可以更大。另外当前 WDM 系统研究趋势是发展几个波段。当前使用较多的波段为 C 波段(1 530~1 560 nm),正在发展的是 L 波段(1 565~1 610 nm)。有人建议可发展 5 个波段(1 450~1 620 nm),则 EDFA 不可能同时放大这些波段。因此为了超大容量系统的需要,FRA 的研究又成了研究热点,受到了广泛的重视。在大容量 WDM 系统中拉曼光放大器已经得到应用,取得了巨大成功。

此外拉曼光放大器与 EDFA 相比还有一些其他优点:

1) FRA 不像 EDFA 那样,不需要专用光纤。只要普通传输用的石英光纤中有足够的光强就可有增益。

2) 它是分布式放大器,对孤子系统特别有利。

3) 相对于 EDFA,它有比较低的噪声系数。

4) EDFA 的增益频带是固定的,改变增益频带是比较困难的。但是拉曼光放大器不但增益频带宽,而且很容易搬动。只要改变泵浦光源的波长,增益频带就可以相应地改变。

5) EDFA 的增益平坦化是比较困难的,而拉曼光放大器可以采用多个泵浦波长产生不同的增益频带,它们相互叠加,互相补偿,可以产生比较宽的而且比较平坦的增益频带。

对 FRA 的实用化特别重要的一点是现在已可用 LD 做泵浦光源。因此许多人认为 FRA 的前景是非常美好的。在第 6 章中将对 FRA 的有关问题进行专门介绍。

3. SBS

描述 SBS 效应沿光纤演变的方程与 SRS 类似,

$$\frac{dI_s}{dz} = g_B I_p I_s \quad (3.61)$$

其中, I_s 仍为斯托克斯光强, g_B 是布里渊增益系数。SBS 的带宽相当窄,在 10 GHz 量级,对于窄带泵浦源,峰值增益约为 $g_B = 1.0 \times 10^{-9}$ cm/W;对于宽带泵

浦源,峰值增益要除以 $\Delta\nu_p/\Delta\nu_B$, 其中 $\Delta\nu_p$ 为泵浦光谱宽, $\Delta\nu_B$ 为布里渊增益带宽, 即 $g_B = g_B(\Delta\nu_B/\Delta\nu_p)$ 。

SBS 也有准阈值行为,其泵浦阈值近似为

$$I_{pSBS}^h \approx 21 (\alpha/g_B) \quad (3.62)$$

由于 g_B 比 g_R 大两个数量级,则阈值大致低两个数量级,在标准单模光纤(SSMF)中,SBS 阈值的典型值为 10 mW。

SBS 对光纤通信同样有重要影响,但由于性质与 SRS 不同,影响也不同,主要有

1) 也是光纤衰减的一个因素。

2) 由于 SBS 是一种反向散射,它可能对单纤双向系统产生影响,成为反向传输信号的干扰。

3) 由于 SBS 的频移 $\Delta\nu_B < \text{WDM}$ 信道间距,而且还是反向传输,因此它不构成 WDM 信道之间的串扰。

4) 从上面分析知,当 $\Delta\nu_p \gg \Delta\nu_B$, 则 g_B 会变得很小,即入射光的谱宽很宽时,SBS 的影响很小。但是,当 $\Delta\nu_p \ll \Delta\nu_B$ 时, g_B 变得很大,因此 SBS 对窄谱光源的影响大。

5) SBS 也可用来做成布里渊光放大器,但由于泵浦与信号的频率比较接近,而且是反向传输,不易在光纤传输中应用。

3.5 降低色散的措施和色散补偿

前面已经讲过,当传输比特率和传输距离提高后色散和非线性都成了限制因素。对非线性本书已经用专门一节讲述。本小节只讨论色散问题的解决方案。解决色散问题的方法有二:尽量减小色散影响和色散补偿,下面分别加以介绍。

3.5.1 降低色散影响的措施

色散影响的大小由光信号谱宽和光纤色散特性的共同作用决定。因此为了减小色散效应,一方面要减小光源的谱宽,另一方面要降低光纤的色散。

1. 减小光源的谱宽

首先要减小激光器固有谱宽(即相位噪声),其次要减小调制谱宽。相位噪声的概念在激光和光电子学的书籍中有详细的讨论,在本书第 5 章有关半导体激光器噪声的讨论中和第 7 章有关相干光通信的讨论中都会提到相关问题。这儿我们可用激光器线宽,即 3 dB 静态谱宽来描述。我们希望线宽尽可能窄,一般来说,DFB 激光器线宽约几十 MHz 到几百 MHz,而多量子阱激光器线宽可达几

MHz,甚至低于1 MHz,已经取得了较大进展。外腔半导体激光器线宽可降至几十 kHz,但是它不能直接调制,在实际光纤通信系统中很少用做光发射机的光源。

调制谱宽与调制方式有关,在光纤通信中可以使用直接调制和间接调制。对激光器进行直接调制是通过改变驱动电流来改变光强,用以形成光的编码信号。直接调制技术简单方便,成本低,调制速率也比较高。调制信号本身具有一定的频谱,调制速率越高,调制信号频谱越宽。在有信息调制时这一谱宽带有信息,不能去除,无论直接调制或间接调制这一频谱都存在。但直接调制的频谱不限于此。直接调制时电流变化还会引起激光器激光频率变化(与强度调制同时存在的寄生频率调制),这就是啁啾(Chirp)。该寄生的频率调制可能有很宽的频谱,因而啁啾可能造成频谱的增宽。在强度调制(IM)/直接检波(DD)系统中,啁啾不携带信息,对信息传输是没有用的[在相干系统中可用激光器激光频率与注入电流有关的特性实现FSK(频移键控)调制,这一点将在第7章相干光通信的一节中介绍]。

为了减小色散,从光源考虑,一方面要减小激光器线宽,另一方面就是减小啁啾。减小啁啾的方法有:①用好的激光器,例如DFB激光器啁啾系数为6,量子阱DFB激光器为2,后者优于前者。②用间接调制,即使用外调制器。光纤通信中常使用的外调制器有两种:电吸收(EA)调制器和铌酸锂(LiNbO₃)调制器。采用前者,啁啾系数可降至0.5,采用后者,啁啾系数可降至0(没有啁啾,但信号中仍有强度调制引起的谱宽,即信号谱宽不为0,仍会有色散现象)。

2. 减小光纤的色散系数D(或色散参量β)

这就是采用DSF,NZ-DSF等的原因。

为了减小FWM引起的信道间串扰,光纤色散系数不能太小,可以采用非零色散位移光纤(NZ-DSF)。此种光纤的色散系数不为零,仍然存在色散问题。而色散补偿和色散管理方案可以用于各种色散系数不为零的光纤,有关问题将在3.5.2节中介绍。

3.5.2 色散补偿和色散管理

直接调制DFB激光器的色散限制光纤传输距离可以表示为

$$L < (4B|D|\sigma_\lambda)^{-1} \quad (3.63a)$$

在传输距离L确定后,传输比特率B则应限制为

$$B < \frac{1}{4} \frac{1}{|D|\sigma_\lambda L} \quad (3.63b)$$

其中, σ_λ 为激光器输出谱宽,对于DFB激光器,其典型值为0.15 nm,包括啁啾引起的谱线增宽。在1.55 μm处 $D \approx 16$ ps/km/nm。例如,设比特率 $B=2.5$ Gb/s,则 $L \cong 42$ km。

若采用外调制器,则啁啾很小,设啁啾可以忽略,则激光器谱宽即强度调制信号谱宽,近似有 $\alpha \approx B$, 则

$$L < (16 |\beta| B^2)^{-1} \quad (3.63c)$$

对于 2.5 Gb/s 的通信系统 β 在 1.55 μm 处的典型值约为 $\beta = -20 \text{ ps}^2/\text{km}$, 则可推出 $L < 500 \text{ km}$ 。若 B 值增加到 4 倍(10 Gb/s), 则 L 降至原来的 1/16, 即 30 km 左右, 因此即使是用外调制器消除了啁啾, 普通单模光纤的色散也是不能容忍的。特别是比特率达到 10 Gb/s 以上时, 必须采用别的措施。用零色散不行, 因而想到了色散补偿。下面介绍几种色散补偿方法。

1. 色散补偿光纤(DCF)

采用色散补偿光纤的基本思想是传输光纤用不同色散的光纤段组成, 其中色散系数 D (或色散参量 β) 有正有负, 使总色散近似为零, 这样在一段光纤中 D 为正时, 短波长信号行进速度快, 而另一段 D 为负时, 则短波长信号行进速度慢, 而在整个传输光纤中不同波长信号可大致同时到达终端, 这样色散效应大大减轻。

光脉冲在光纤中的传输方程可近似为(不考虑非线性效应)

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{i}{2} \beta \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \ddot{\beta} \frac{\partial^3 A}{\partial t^3} = 0 \quad (3.64)$$

其中, $A(z, t)$ 是脉冲包络的振幅, $\beta, \ddot{\beta}$ 分别为一阶群色散, 二阶群色散, z 和 t 分别为传输距离和时间。若 β 足够大(例如超过 $1 \text{ ps}^2/\text{km}$), 则 $\ddot{\beta}$ 可忽略, 这时方程的解为

$$A(z, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \omega) \exp\left(\frac{i}{2} \beta z \omega^2 - i\omega t\right) d\omega \quad (3.65)$$

上式中 $\tilde{A}(0, \omega)$ 是振幅 $A(0, t)$ 的傅里叶变换, 式中因子 $\exp\left[\frac{i}{2} \beta z \omega^2\right]$ 正是反映了色散对信号传输的影响, 若 $\beta = 0$ (零色散, 则消除了色散的影响, 脉冲形状得到恢复)。若有两段光纤, 一段长 L_1 , 其 $\beta = \beta_1$, 另一段长 L_2 , 其 $\beta = \beta_2$, 光纤总长 $L = L_1 + L_2$, 则到达光纤终端脉冲成为

$$A(L, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \omega) \exp\left[\frac{i}{2} (\beta_1 L_1 + \beta_2 L_2) \omega^2 - i\omega t\right] d\omega \quad (3.66)$$

若第一段采用普通单模光纤 $\beta_1 < 0$, 第二段采用 DCF 光纤 $\beta_2 > 0$, 并使 $\beta_1 L_1 + \beta_2 L_2 = 0$ (或 $D_1 L_1 + D_2 L_2 = 0$), 则(3.66)式表示的输出脉冲成为

$$A(L, t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{A}(0, \omega) \exp(-i\omega t) d\omega \quad (3.67)$$

脉冲形状得到恢复, 这就是色散补偿的原理。

由于当前实际线路上铺设了大量的标准单模光纤(SSMF)(全世界达到大约 10 亿千米光纤, 而且仍在不断增加), 这些光纤的色散系数大约为 $17 \text{ ps}^2/\text{km} \cdot \text{nm}$ 。

在采用色散补偿方案时,我们不可能把它们挖掉一段换上 DCF。实际工程中总是把 DCF 光纤绕在一个盘上做成一个器件插在实际光纤线路中补偿实际线路的色散。为了使盘做得比较小,因此 DCF 光纤的 $|D|$ 要做得尽可能大,使得使用比较短的 DCF 就可以补偿较长的 SSMF 的色散。例如当前 DCF 的 D 值可达到 $-100 \text{ ps/km} \cdot \text{nm}$ 左右,这样 1 km 的 DCF 可以补偿约 6 km 的 SSMF 的色散。60 km 的 SSMF 光纤则要 10 km 的 DCF 来补偿。这样长的光纤绕成一个盘,体积还是很大的,而且 DCF 的芯径比 SSMF 小得多,因而衰减较大。10 km 的 DCF 的衰减就很大,常需要加一个 EDFA 放大器补偿其衰减,而且芯径细非线性效应也较大,在使用中也需要考虑。

可见,这个方法虽然是工程上最常用的色散补偿方法,而且做成盘的 DCF 产品也有出售,但人们总感到此方法不太理想,因而又提出了许多新的色散补偿方法。下面将分别给予介绍。

由于色散参量 β (或色散系数 D) 都可能是光频率(波长)的函数,即存在高阶色散, $\beta \neq 0$ 。在这种情况下,上述色散补偿原理中的式中 $\beta_{21}(\lambda) L_1 + \beta_{22}(\lambda) L_2 = 0$ 可能只对一个波长成立,波长变化,此式就可能不成立。为了使此式对多个波长成立,例如在波分复用系统中对各个波分复用波长都成立,这就需要色散斜率补偿,如图 7.22 所示。有关问题将在第 7 章中讨论。

2. 啁啾光纤光栅色散补偿方案

20 世纪 70 年代末加拿大人 K. O. Hill 首先发现了光纤的光敏特性,即用一定波长的光照射光纤,光纤材料的折射率会改变。Hill 利用这一特性制成了第一支光纤光栅。直到 20 世纪 80 年代末美国人 G. Meltz 利用紫外曝光侧向写入方式制作光纤光栅,使光纤光栅的批量生产才有可能。

光纤光栅具有许多突出的优点,在光纤通信中可以有许多应用,因而引起了很大的重视,得到了迅速的发展。它体积小、成本低,与光纤可直接熔接,插入损失很低。当然它也有一些缺点:带宽窄、温度效应较强,不很牢固,特别是其反射谱和时延曲线存在波纹,影响光栅器件的性能。为了使其能实际使用,人们正努力克服这些缺点。

均匀光纤光栅也可以用作色散补偿,但补偿频带太窄,不实用。实际使用的色散补偿光栅是啁啾光栅,即光栅周期沿光纤逐渐变化的光栅。

有关光纤光栅的原理和应用(包括色散补偿方面的应用)将在第 4 章中介绍。

3. 中点频谱反转法

利用光相位共轭(optical phase conjugate)技术^[4]可以实现啁啾脉冲的频谱反转排列,频谱反转技术实现色散补偿的工作原理如图 3.20 所示。图中“频谱反转”

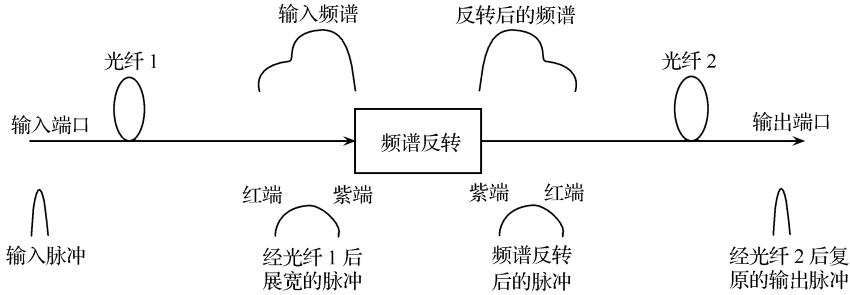


图 3.20 采用频谱反转方案实现色散补偿的原理示意图

功能模块就是利用相位共轭原理制作的。相位共轭的原理是 Yariv 等人提出, 希望了解其原理的读者可参阅文献[4]。图 3.20 所示色散补偿系统的原理如下: 系统的输入信号为窄脉冲信号。由于色散, 该信号在光纤 1 中展宽。假定系统使用的光纤为 SSMF, 其色散系数 $D > 0$, 即信号频率越高, 在光纤中行进速度越大。因此在光纤 1 中, 高频(紫端)分量由于行进得快而集中在脉冲前沿, 相反, 低频(红端)分量则集中在后沿, 如图中所示。经过频谱反转(高频分量转换成低频分量, 低频分量转换成高频分量), 高频分量集中到后沿, 而低频分量集中到前沿。再经过与光纤 1 性能相同的光纤 2, 其中仍然高频分量行进比低频分量快, 因而集中在后沿的高频分量又赶上低频分量, 使脉冲宽度恢复到原样(变窄)。两段光纤的特性应满足:

$$\beta^{(1)}(\omega)L_1 = \beta^{(2)}(\omega)L_2 \tag{3.68}$$

其中, L_1 为光纤 1 的长度, $\beta^{(1)}$ 为光纤 1 的色散参量; L_2 为光纤 2 的长度, $\beta^{(2)}$ 为光纤 2 的色散参量, ω 为入射信号的圆频率, 频谱反转后 ω 的信号转换成圆频率为 ω 的信号。这时色散可以完全补偿。若两段光纤特性相似, $\beta^{(1)} = \beta^{(2)}$, 则反转最佳点应放在总长度的中点, 此补偿方法因此原因而得名。

但是, 该方案的实现是困难的, 成本也高, 并且补偿带窄, 不适合于 WDM 系统, 偏振敏感也是其缺点之一。特别是 WDM 网中, 信号是由哪儿来的应是随机的, “中点”无法确定, 因而此法实用化前景并不看好。

4. 电域补偿

如电域的预啁啾技术, 即光纤色散是使高频分量传输快, 而我们在生成脉冲时把高频分量调在后沿, 这样虽然传输快, 但要超前也要行进一段距离, 该法适用于低速系统。

近年来由于硅处理技术的不断发展, 电子器件的处理速度越来越高, 采样和信号处理速度已经达到 $10 \sim 40 \text{ Gb/s}$ 。由此发展起来的电均衡技术可以在电域补偿

色散引起的系统损伤。相对于光色散补偿技术,电均衡技术使用方便,成本低,已经在光纤通信系统中得到广泛应用。

还有其他一些方法,如色散支持的色散补偿系统、光单边带调制系统等,但是当前使用最多的方法仍是 DCF 光纤色散补偿方法。

5. 色散管理

对新铺线路用色散系数 D 正负相间的光纤铺设,使总的 $D=0$,这也是 NZ-DSF 的 D 有正有负的原因。

思考题与习题

- 3.1 如何利用光纤的吸收或辐射损耗制作光纤衰减器和光纤匹配负载。
- 3.2 光纤的衰减系数一般是 0.2 dB/km ,功率为 1 mW 的光信号传输 100 km 后功率是多少?
- * 3.3 用 OTDR 检测一段光纤,发现有一断裂损伤。设断裂处反射系数为 0.01 ,计算在 OTDR 显示器上显示的该断裂处反射波的性状(反射波高度,散射波下降深度)。设光纤的反向散射系数为 $S=0.002$,光纤的衰减系数为 0.2 dB/km 。
- 3.4 设 OTDR 接收机检测灵敏度为 -20 dBm ,发射机注入光纤的功率为 0.1 mW ,光纤衰减系数为 0.2 dB/km ,试计算该 OTDR 的测试量程。
- 3.5 用射线理论说明为什么波导中的相速度可以大于光速,它与爱因斯坦相对论有无矛盾?
- * 3.6 试证明(3.17)式中 $\alpha=2$ 时光纤中传输的信号可以实现自聚焦。(注:从轴上一点发出的射线可以会聚到轴上另一点,称作自聚焦。)
- 3.7 仅利用改变光纤芯径的方法使其色散系数达到 $D=-100 \text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$,求纤芯半径 a 应降至多大?
- 3.8 在宽与高不相等的矩形波导中的基模有无偏振模色散问题?为什么?
- 3.9 麦克斯韦方程推导(3.42)式。
- 3.10 选择 WDM 系统中信道间距不相等可以消除 FWM 的影响。设有一 16 信道的 WDM 系统,如何选择不等信道间距才可以消除 FWM 影响?
- * 3.11 设 WDM 系统输入时各信道功率完全相等,但实验中常发现 WDM 信号经过带有 EDFA 的光纤传输后各信道输出功率不相等。讨论有哪些因素可能影响输出功率的均衡? 设信道间距为 0.8 nm ,信道数为 32 。
- 3.12 讨论 SPM 和 XPM 如何影响 IM/DD 系统。
- 3.13 如果传输光纤在波长 $1.55 \mu\text{m}$ 处的色散系数 D 为 $20 \text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$,色

散斜率为 $0.07 \text{ ps}/[(\text{km} \cdot \text{nm})/\text{nm}]$, 用一段 DCF 光纤对其进行色散补偿, 后者在同样波长处的色散系数为 $-100 \text{ ps}/(\text{km} \cdot \text{nm})$, 色散斜率为 $-0.1 \text{ ps}/[(\text{km} \cdot \text{nm})/\text{nm}]$ 。若传输比特率为 10 Gbit/s 和 40 Gbit/s , 试问在波长 $1.55 \mu\text{m}$ 处实现完全补偿的情况下, 补偿带宽可能有多大?

* 3.14 设计一个方案, 用光纤的 FWM 实现频谱反转。

参 考 文 献

- [1] Kao K C and Hock ham G A. Proc. IEE, 1966, 113(7): 1151~1158.
- [2] Poole C D, Wagner R E. Phenomenological Approach to Polarization Dispersion in Long Single Mode Fibers. Electron. Lett. 1986, 22(19): 1 029~1 030.
- [3] Schneider T. Nonlinear Optics in Telecommunications. (远程通信中的非线性光学). 影印版. 北京: 科学出版社版. 2007: 253.
- [4] Yariv A, Fekete D and Pepper D M. Compensation for Channel Dispersion by Nonlinear Optical Phase Conjugation. Opt. Lett. 1979, 4(2): 52~54.

第 4 章 光纤通信系统和网络中的光无源器件

光纤通信系统和网络中,除使用光纤作为传输媒质外还需要各种功能的无源和有源器件。为了理解光纤通信系统和网络的工作原理,首先需要理解各种器件的工作原理。本章和下一章就是介绍一些重要器件的工作原理。本章主要介绍光纤通信系统和网络中使用的无源器件。无源器件主要包括体光学器件、光纤器件、光波导器件和微光学器件。其中,体光学器件包括自聚焦透镜、衰减器和滤波器、衍射光栅、光隔离器中的偏振片和旋光晶体等;光纤器件包括光纤连接器、耦合器、光纤光栅以及其他光纤器件,如光纤型的衰减器和均衡器等;光波导器件包括波导型调制器、耦合器、MZ 干涉仪和阵列波导光栅(AWG)等,微光学器件的代表是微机械系统(MEMS),它可以用作光开关、动态增益均衡器等。由于器件种类很多,本书只能介绍其中比较典型的和重要的器件。

4.1 网络的散射矩阵表示法

一个器件可以被抽象化为 N 端口网络。设有某一 N 端口网络,如图 4.1 所示,其中 a_i 表示端口 i 的入射波幅, b_i 表示端口 i 的出射波幅($i=1,2,\dots,n$)。将它们归一化使得 a_i^2 和 b_i^2 分别代表第 i 端口的入射波和出射波功率。设 $[a]$ 为入射波列矢量, $[b]$ 为出射波列矢量,它们可写成

$$[a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}, [b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

入射波和反射波之间可用散射矩阵联系,即

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1n} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_{n1} & s_{n2} & \cdots & s_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (4.2a)$$

或可缩写成

$$[b] = [S][a] \quad (4.2b)$$

式中, $[S]$ 即为该网络的散射矩阵。

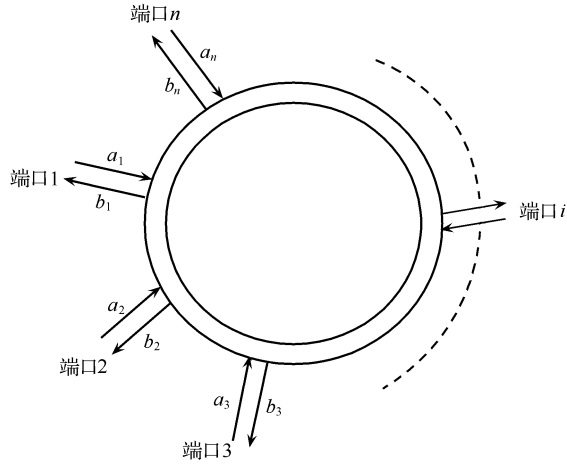


图 4.1 N 端口网络示意图

从(4.2a)式可以看到散射矩阵各元素的物理意义。设 $a_i \neq 0, a_j = 0$ (除第 i 端口外所有端口都没有信号输入, 而且这些端口都接匹配负载(即它们的输出信号不会返回, 保证这些端口没有入射波)的情况, 则由(4.2a)式可得

$$b_k = s_{ki} a_i, \quad s_{ki} = b_k / a_i \quad (4.2c)$$

从(4.2c)式可知, $s_{ii} = b_i / a_i$ 为除第 i 端口输入不为零外, 其他端口输入都为零, 而且都接匹配负载的情况下第 i 端口的反射系数; 而 $s_{ki} [k \neq i]$ 为上述情况下第 i 端口到第 k 端口的传输系数。

若光无源器件损耗很小, 可看作无耗器件。除光隔离器和环形器外, 大多数光无源器件是互易(可逆)器件。因此, 大多数光无源器件对应的网络是无源、无耗和互易(可逆)网络。它们对应的散射矩阵具有以下特性:

1) 如果网络是无耗的, 则散射矩阵为么正矩阵[数学上称具有么正性的方阵为酉(U)矩阵], 即有 $[S]^+ [S] = [1]$, 其中 $[1]$ 表示单位矩阵,

$$[1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$

证明 网络的总输入功率为各端口输入功率的和, 即

$$P_{in} = [a]^+ [a] = \sum_i |a_i|^2 \quad (4.3)$$

其中, 上标“+”表示矩阵的共轭转置, 即矩阵的各元素取共轭, 再行和列互相转换,

得到的新的矩阵。如果原矩阵为 $[c]$, 新矩阵为 $[d]$, 则新旧矩阵各元素之间应有关系

$$d_{ij} = c_{ji}^*$$

其中, 上标“*”表示取共轭。列矩阵共轭转置后成为共轭的行矩阵。例如

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}^+ = [a_1^* \ a_2^* \ \cdots \ a_n^*]$$

由于网络是无耗的, 其总输出功率应与总输入功率相等, 即总输出功率

$$\begin{aligned} P_{out} &= [b]^+ [b] = ([S][a])^+ \cdot ([S][a]) = [a]^+ [S]^+ [S][a] \\ &= P_{in} = [a]^+ [a] \end{aligned} \quad (4.4)$$

由(4.4)式可得

$$[S]^+ [S] = [1] \quad (4.5)$$

即矩阵 $[S]$ 是么正矩阵。例如, 对于无耗二端口网络, 其么正性, 即(4.5)式表示为

$$\begin{bmatrix} s_{11}^* & s_{21}^* \\ s_{12}^* & s_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

2) 若网络是互易(可逆)的, 则散射矩阵是对称矩阵。

证明 由于矩阵是互易的, 因此两端口对调, 应有同样性质, 即矩阵是对称的,

$$s_{ij} = s_{ji} \quad (4.7a)$$

或称矩阵具有转置不变性,

$$[S]^T = [S] \quad (4.7b)$$

其中, 上标“ T ”表示矩阵的转置。

例 4.1 证明无耗可逆二端口网络的散射矩阵中的元素 $|s_{11}| = |s_{22}|$ 。

证明 由(4.6)式可得

$$\begin{cases} |s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 = 1 \\ |s_{12}|^2 + |s_{22}|^2 = 1 \\ s_{11}^* s_{12} + s_{21}^* s_{22} = 0 \\ s_{12}^* s_{11} + s_{22}^* s_{21} = 0 \end{cases} \quad (4.8)$$

由于网络是互易的, 所以有 $s_{12} = s_{21}$, 由(4.8)式前两式可得

$$|s_{11}| = |s_{22}| = \sqrt{1 - |s_{12}|^2} \quad (4.9)$$

由此得证。

下面各节用几个例子说明如何用散射矩阵描述光纤器件。

4.2 三端口器件

Y 波导和环形器是典型的三端口器件,它们可以用三端口网络描述,因此我们先讨论三端口网络的一般特性,进而讨论有关器件的特性。

4.2.1 三端口网络的一般特性

任意三端口网络的散射矩阵如下式所示

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

如果网络是无源的,并且不包含各向异性元件,则网络一定是互易的,即散射矩阵具有对称性, $s_{ij} = s_{ji}$ 。但是可以证明,对于三端口无耗互易网络,即使三端口都连接匹配负载,也不能达到各端口同时匹配,即 s_{11} , s_{22} , 和 s_{33} 不可能同时等于零。许多有关微波电路的书中有这一结论的证明,这里不再重复。

4.2.2 Y 波导

Y 波导是一个典型的三端口器件,如图 4.2 所示,其入射波与出射波之间的关系可表示为

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

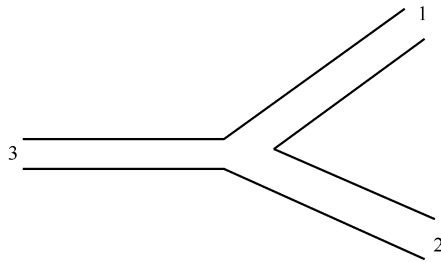


图 4.2 Y 波导示意图

假定端口 3 为输入端口,端口 1 和 2 为输出端口。因此,由网络的互易性和端口 1 和 2 的对称性可得

$$S_{11} = S_{22}, S_{12} = S_{21}, S_{13} = S_{31} = S_{23} = S_{32}$$

则网络的散射矩阵可简化为

$$[S] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & s_{13} \\ s_{12} & s_{11} & s_{13} \\ s_{13} & s_{13} & s_{33} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

若将 Y 波导用作分束器,即信号由端口 3 输入, $a_3 \neq 0$ 。设端口 1 和 2 接匹配负载,即 $a_1 = a_2 = 0$ 。因此有

$$\begin{cases} b_1 = s_{13} a_3 \\ b_2 = s_{13} a_3 \\ b_3 = s_{33} a_3 \end{cases} \quad (4.13)$$

根据能量守恒条件有

$$\sum_i b_i^2 = a_3^2 = [2|s_{13}|^2 + |s_{33}|^2] a_3^2 \quad (4.14)$$

因此有

$$[2|s_{13}|^2 + |s_{33}|^2] = 1 \quad |s_{13}|^2 = \frac{1}{2}[1 - |s_{33}|^2] \quad (4.15a)$$

$$b_1^2 = b_2^2 = \frac{1}{2}[1 - |s_{33}|^2] a_3^2 \quad (4.15b)$$

如果 $s_{33} = 0$,则有

$$b_1^2 = b_2^2 = \frac{1}{2} a_3^2 \quad (4.16)$$

即在端口 3 没有反射的情况下, Y 波导将端口 3 输入的功率平均分配到端口 1 和 2。在 $s_{33} \neq 0$ 的情况下, 端口 1 和 2 输出功率仍相等, 但小于输入功率的一半。

若信号只从端口 2 输入, 即 $a_2 \neq 0$, 而且端口 1 和 3 都接匹配负载, 则 $a_1 = a_3 = 0$ 。类似于(4.13)式有

$$\begin{cases} b_1 = s_{12} a_2 \\ b_2 = s_{11} a_2 \\ b_3 = s_{13} a_2 \end{cases} \quad (4.17)$$

根据能量守恒

$$\sum_i b_i^2 = a_2^2 = [|s_{12}|^2 + |s_{11}|^2 + |s_{13}|^2] a_2^2 \quad (4.18)$$

假定网络是无耗的, 则从网络的么正性(4.5)式可得

$$|s_{11}|^2 + |s_{12}|^2 + |s_{13}|^2 = 1 \quad (4.19a)$$

$$s_{11}^* s_{12} + s_{12}^* s_{11} + |s_{13}|^2 = 0 \quad (4.19b)$$

$$s_{11}^* s_{13} + s_{12}^* s_{13} + s_{13}^* s_{33} = 0 \quad (4.19c)$$

(4.19a)和(4.19b)两式相减可得

$$|s_{11}|^2 + |s_{12}|^2 - s_{11}^* s_{12} - s_{12}^* s_{11} = 1 \quad (4.20)$$

仍假定 $s_{33} = 0$, 从(4.19c)式可得

$$s_{11}^* + s_{12}^* = 0$$

即

$$s_{11}^* = -s_{12}^* \quad (4.21a)$$

$$|s_{11}| = |s_{12}| \quad (4.21b)$$

将(4.21a)式代入(4.20)式, 则有

$$|s_{11}|^2 = |s_{12}|^2 = \frac{1}{4} \quad (4.22)$$

(4.22)式代入(4.18)式可得

$$|s_{13}|^2 = \frac{1}{2} \quad (4.23)$$

信号从端口 1 输入的情况是类似的。由此可知, 若 Y 波导作为合波器(信号分别从端口 1 和 2 输入)时, 输入信号不能全部从输出端口 3 输出, 一半能量将从端口 1 和 2 反射出去。从这一例子也可看到, 互易的三端口网络的三个端口不可能同时匹配。在这一例子中, $s_{33} = 0$, 但 s_{11} 和 s_{22} 都不等于零。

4.2.3 环形器

若三端口网络是非互易的, $s_{ij} \neq s_{ji}$, 则网络可以实现能量守恒和所有端口的匹配。这就是环形器的情况。设非互易的三端口无耗网络的三端口完全匹配, 则其散射矩阵为

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & s_{12} & s_{13} \\ s_{21} & 0 & s_{23} \\ s_{31} & s_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

根据无耗网络的么正性, 则有

$$s_{12}^* s_{13} = 0 \quad (4.25a)$$

$$s_{21}^* s_{23} = 0 \quad (4.25b)$$

$$s_{31}^* s_{32} = 0 \quad (4.25c)$$

$$|s_{12}|^2 + |s_{32}|^2 = 1 \quad (4.25d)$$

$$|s_{21}|^2 + |s_{31}|^2 = 1 \quad (4.25e)$$

$$|s_{13}|^2 + |s_{23}|^2 = 1 \quad (4.25f)$$

(4.25)式可以有两种解, 其一为

$$s_{13} = s_{32} = s_{21} = 0 \quad |s_{12}| = |s_{23}| = |s_{31}| = 1 \quad (4.26)$$

其解相当于图 4.3(a)的情况, 即端口 1 到 2, 2 到 3 和 3 到 1 都可以无损耗地传输, 但端口 1 到 3, 3 到 2 和 2 到 1 都不能传输, 完全隔离, 表现为非互易性。另一解为

$$s_{12} = s_{23} = s_{31} = 0 \quad |s_{13}| = |s_{32}| = |s_{21}| = 1 \quad (4.27)$$

其解相当于图 4.3(b)的情况。两个解具有相似性质,只是图 4.3(a)对应的环形器只能顺时针方向传输,而图 4.3(b)对应的环形器只能在逆时针方向传输。

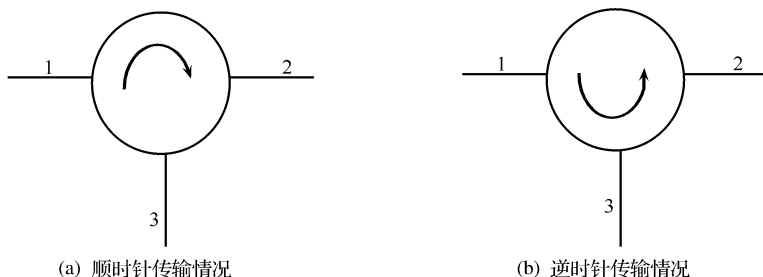


图 4.3 环形器示意图

在光纤通信技术中环形器可以有多种应用。例如图 4.3(a)可以用于双向传输系统,光发射机发射的信号由端口 1 送入环形器,并在端口 2 输出耦合进入传输光纤,而反向传输的信号由传输光纤送到端口 2 并在环形器中传送到端口 3 输出,端口 3 连接光接收机,接收反向传送来的信号。这时环形器用作光的双工器。图 4.3(a)可以用于光纤光栅色散补偿装置中,如图 4.14 所示。在第 2 章中介绍的 OTDR 中也可用环形器代替半透半反镜,效果更好。

对环形器的性能要求和指标是:小尺寸;高隔离度;低插入损耗;方向性好;低偏振敏感度;低偏振相关性;低偏振模色散;高光功率;宽的工作温度范围。

4.3 定向耦合器

定向耦合器功能是在光纤通信系统和网络中用来组合和分离信号,实现将光信号从一条光学通道耦合到另一光学通道或分至多条光学通道中,是光纤通信系统中最常用的器件之一。它经常用作分波器、合波器和耦合器。在线监测中也常常需要使用定向耦合器。

定向耦合器是一个四端口器件,如图 4.4 所示。

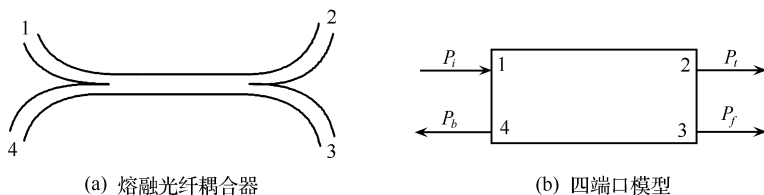


图 4.4 光纤定向耦合器的示意图和理论模型

4.3.1 光纤耦合器的散射矩阵

四端口器件对应的散射矩阵为

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

按照图 4.4(b)所示情况,光纤耦合器的端口 1 为信号输入口,输入为 a (与以前一样,它已被归一化使 $|a|^2$ 代表输入功率)。在此模型下,光纤耦合器应有如下关系:

从端口 1 进入耦合器的功率为

$$P_i = (1 - |S_{11}|^2) a^2 \quad (4.29a)$$

从端口 2 输出的功率为

$$P_t = |S_{21}|^2 a^2 \quad (4.29b)$$

从端口 3 输出的功率为

$$P_f = |S_{31}|^2 a^2 \quad (4.29c)$$

从端口 4 输出的功率为

$$P_b = |S_{41}|^2 a^2 \quad (4.29d)$$

利用(2.29)式,光纤定向耦合器的主要参量定义如下:

(1) 耦合度

$$C = 10 \log_{10} \frac{P_i}{P_f} = 10 \log_{10} \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{31}|^2} \quad (4.30a)$$

(2) 方向性

$$D = 10 \log_{10} \frac{P_f}{P_b} = 10 \log_{10} \frac{|S_{31}|^2}{|S_{41}|^2} \quad (4.30b)$$

(3) 隔离度

$$I = 10 \log_{10} \frac{P_i}{P_b} = 10 \log_{10} \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{41}|^2} \quad (4.30c)$$

理想的光纤耦合器应是无耗互易的器件,各端口都完全匹配,因此对应的散射矩阵应是对称的,并且对角线元素都为零。证明如下。

由于各端口完全匹配,因此

$$S_{ii} = 0, \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (4.31)$$

由于网络是无耗和互易的,因此散射矩阵具有么正性和对称性,即

$$[S]^+ [S] = [S]^* [S] = [1] \quad (4.32a)$$

或可写成

$$\begin{bmatrix} 0 & s_{12}^* & s_{13}^* & s_{14}^* \\ s_{12}^* & 0 & s_{23}^* & s_{24}^* \\ s_{13}^* & s_{23}^* & 0 & s_{34}^* \\ s_{14}^* & s_{24}^* & s_{34}^* & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{12} & 0 & s_{23} & s_{24} \\ s_{13} & s_{23} & 0 & s_{34} \\ s_{14} & s_{24} & s_{34} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.32b)$$

由(4.32b)式可得

$$s_{13}^* s_{23} + s_{14}^* s_{24} = 0 \quad (4.33a)$$

$$s_{12}^* s_{23} + s_{14}^* s_{34} = 0 \quad (4.33b)$$

$$s_{14}^* s_{12} + s_{34}^* s_{23} = 0 \quad (4.33c)$$

$$s_{14}^* s_{13} + s_{24}^* s_{23} = 0 \quad (4.33d)$$

$$s_{12}^* s_{13} + s_{24}^* s_{34} = 0 \quad (4.33e)$$

用 s_{24}^* 乘以(4.33a)式减去 s_{13}^* 乘以(4.33d)式得

$$s_{14}^* (|s_{24}|^2 - |s_{13}|^2) = 0 \quad (4.34a)$$

用 s_{12}^* 乘以(4.33b)减去 s_{34}^* 乘以(2.33c)得

$$s_{23}^* (|s_{12}|^2 - |s_{34}|^2) = 0 \quad (4.34b)$$

对于一种理想的光纤耦合器,端口1和4(以及端口2和3)相互完全隔离(隔离度 $I = \infty$),则可得

$$s_{14} = s_{23} = 0 \quad (4.35)$$

将(4.35)式代入(4.32b)式,又可得

$$|s_{12}|^2 + |s_{13}|^2 = 1 \quad (4.36a)$$

$$|s_{12}|^2 + |s_{24}|^2 = 1 \quad (4.36b)$$

$$|s_{13}|^2 + |s_{34}|^2 = 1 \quad (4.36c)$$

$$|s_{24}|^2 + |s_{34}|^2 = 1 \quad (4.36d)$$

由(4.36a)式和(4.36b)式可得

$$s_{13} = s_{24} \quad (4.37a)$$

由(4.36b)式和(4.36d)式可得

$$s_{12} = s_{34} \quad (4.37b)$$

对于光纤耦合器,端口1到2(或端口3到4)是直通光路,该光路没有相位跃变,因此可令

$$s_{12} = s_{34} = t \quad (4.38a)$$

而端口1到3(或端口2到4)是耦合光路。一般来说,可令

$$s_{13} = ce^{j\varphi_{13}}, \quad s_{24} = ce^{j\varphi_{24}} \quad (4.38b)$$

其中, c 和 t 都是实数。将(4.38a)式和(4.38b)式代入(4.33e)式可得

$$cte^{j\varphi_{13}} + cte^{-j\varphi_{24}} = 0$$

由此推得

$$e^{j(\varphi_{13} + \varphi_{24})} = -1$$

$$\varphi_{13} + \varphi_{24} = \pi + 2n\pi \quad (4.39)$$

对于常用的对称耦合器, $\varphi_{13} = \varphi_{24} = \frac{\pi}{2}$, 即 $s_{13} = s_{24} = jc$ 。由此可得, 对于这一类耦合器, 信号从端口 1 到 3 (或从端口 2 到 4) 传输时, 有 $\pi/2$ 的附加相移。这一结论与严格的波动理论所得结论一致, 最终可求得这类耦合器的散射矩阵为

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & t & jc & 0 \\ t & 0 & 0 & jc \\ jc & 0 & 0 & t \\ 0 & jc & t & 0 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

将(4.40)式中矩阵元素代入(4.30)式可得此类耦合器的性能指标为

$$\begin{aligned} \text{耦合度} \quad C &= -\log_{10} c \\ \text{方向性} \quad D &= \infty \\ \text{隔离度} \quad I &= \infty \end{aligned}$$

这是一种理想的光纤耦合器。

* 4.3.2 光纤耦合器的耦合模理论

光波导(光纤)中光场耦合的概念具有两种含义, 一种指光场耦合到波导中或从波导中耦合出来, 如激光器与光纤的耦合和光纤与检测器的耦合, 也包括波导(光纤)间连接时的耦合, 光纤与波导连接时的耦合等; 另一种指两根平行的波导(光纤)之间的耦合, 同一波导(光纤)中不同模式之间的耦合。前者可称作纵向耦合, 后者可称作横向耦合。在光纤通信技术中两种耦合都经常遇到。本章主要讨论第二种耦合。

通常认为理想均匀波导(包括光波导或光纤)是一根均匀无穷长传输线, 其中传输模式是相互正交的, 它们独立传播相互间没有耦合。但在波导的不均匀区域(波导的弯曲以及横截面的各种不规则变化), 各模式间存在相互耦合。耦合的强度与波导结构和信号波长有关。

在光纤耦合器的情况, 由于两根光纤相距很近, 一根光纤成为另一根光纤的横向扰动, 两根光纤中传输的光场之间就会产生耦合。首先考虑相距很近的两根并列的光纤, 它们之间的耦合是一种横向耦合。考虑模型如图 4.5 所示。

耦合模理论的基本思想是, 光纤中存在各种模式包括传输模、包层模和辐射模等。假定光纤中不均匀扰动只是一种微扰。模式耦合的结果不改变各个模式的场分布, 只改变各个模式之间的能量分配, 也即, 各个模式之间产生了能量交换。

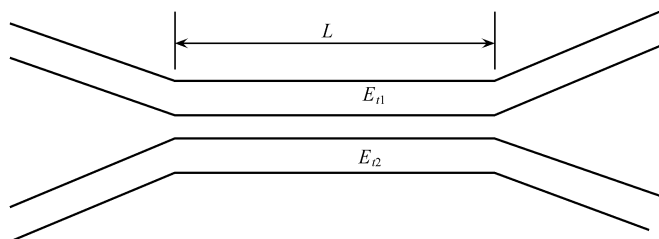


图 4.5 光纤耦合器的理论模型

设长度为 L 的中间区域为耦合区。其中原来存在两个模式,模式 1 在上一根光纤中传输,模式 2 在下一根光纤中传输,它们的幅度分别为 $E_1(\mathbf{H}_1)$ 和 $E_2(\mathbf{H}_2)$ 。(\mathbf{E} 表示电场强度; \mathbf{H} 表示磁场强度)。在两根传输线中的总场幅度为 E_t 和 H_t 。在弱耦合条件下,可以认为两根波导之间的耦合只对原场产生微扰。因此,可以假定,存在两个模式时两根光纤中总场为两个模式场的线性叠加,即有

$$\begin{aligned} E_t &= A_1(z) E_1 + A_2(z) E_2 \\ H_t &= A_1(z) H_1 + A_2(z) H_2 \end{aligned} \quad (4.41)$$

其中, $A_1(z)$ 和 $A_2(z)$ 是场的幅值系数,在弱耦合情况下,它们是慢变函数。利用无源形式的电磁场互易定理可以导出

$$\begin{aligned} \frac{dA_1(z)}{dz} &= jA_2(z) C_{21} \exp[j(\beta_1 - \beta_2)z] \\ \frac{dA_2(z)}{dz} &= jA_1(z) C_{12} \exp[j(\beta_2 - \beta_1)z] \end{aligned} \quad (4.42)$$

其中, C_{21} 和 C_{12} 分别为模式 1 对模式 2 和模式 2 对模式 1 的耦合系数,它们与波导结构、它们的相对位置以及信号波长有关。加上相位关系,可将场表示为

$$a_m(z) = A_m(z) \exp(-j\beta_m z), \quad m = 1, 2 \quad (4.43)$$

这样,(4.42)式可以写成

$$\begin{aligned} \frac{da_1(z)}{dz} &= -j\beta_1 a_1(z) + jC_{21} a_2(z) \\ \frac{da_2(z)}{dz} &= -j\beta_2 a_2(z) + jC_{12} a_1(z) \end{aligned} \quad (4.44)$$

(4.44)式即是光纤耦合器的耦合模方程。在两根光纤完全相同的情况下, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, $C_{21} = C_{12} = C$ 。假定初条件为 $a_1(0) \neq 0$, $a_2(0) = 0$ 。在弱耦合条件下,可得(4.44)式的解为

$$\begin{aligned} a_1(z) &= a_1(0) \cos[\Delta\beta z] e^{-j\beta z} \\ a_2(z) &= ja_1(0) \sin[\Delta\beta z] e^{-j\beta z} \end{aligned} \quad (4.45a)$$

式中, $\Delta\beta = \sqrt{C_{21} C_{12}} = C$ 。两波导的传输功率为

$$\begin{aligned} P_1(z) &= a \cdot a^* = |a(0)|^2 \cos^2(\Delta\beta z) \\ P_2(z) &= a \cdot a^* = |a(0)|^2 \sin^2(\Delta\beta z) \end{aligned} \quad (4.45b)$$

由(4.45b)式可以画出耦合波导间沿 z 轴功率交换关系图,如图 4.6 所示。

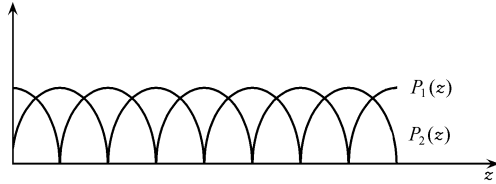


图 4.6 耦合波导间功率交换示意图

由此图可以看出,波导中传输的能量在两个模式之间转换。开始第一个模式能量最大,第二个模式能量为零;此后前者能量逐渐下降(部分能量向模式 2 转移),后者能量逐渐上升,直至前者能量为零,后者能量最大;以此类推。从(4.45b)式还可以看到, $\Delta\beta = \sqrt{C_{21} C_{12}}$ 是决定转换周期的量。耦合系数 C_{12} 和 C_{21} 越大, $\Delta\beta$ 越大,转换周期越短。耦合波导的耦合系数的计算比较复杂,这里不做介绍,有兴趣的读者可参阅参考文献[1]。

4.3.3 光纤耦合器的应用

1) 用作分波器或合波器:如图 4.4 所示,端口 1 或 4 输入的信号可以分配到端口 2 和 3,实现分波,可以通过调节耦合度改变分波的比例;或者,端口 1 和 4 输入的信号可以在端口 2 或 3 合波输出。如果忽略耦合器的插入损耗,设端口 1 输入的信号一部分(例如占输入的 90%)从端口 2 输出,另一部分(占输入的 10%)耦合到端口 3,根据对称性,从端口 4 输入的信号 90%从端口 3 输出,10%耦合到端口 2。因此,端口 2 和 3 都有从端口 1 和 4 来的信号,起到合波的作用。

2) 以 2×2 光纤耦合器为基础可以制作 $N \times N$ 星型耦合器,如图 4.7 所示(图中用了 12 个 2×2 耦合器, N 为 8)。

3) 在监控系统中提取需要监测的取样信号,如图 4.8 所示,用于监测 EDFA 的输入和输出功率。第一个耦合器用作 95/5 分束器监测输入信号,第二个耦合器用作 99/1 分束器监测输出信号(因为 EDFA 的输出信号功率较大,提取较小比例的功率就可以进行监测)。

4) 在一定的条件下,可以将光纤耦合器制成波分复用器,如图 4.9 所示。设耦合系数满足下式

$$\begin{aligned} \alpha(\lambda_1) l = \Delta(\lambda_1) &= 2n\pi + \frac{\pi}{2} \\ \alpha(\lambda_2) l = \Delta(\lambda_2) &= 2n\pi + \pi \end{aligned} \quad (2.46)$$

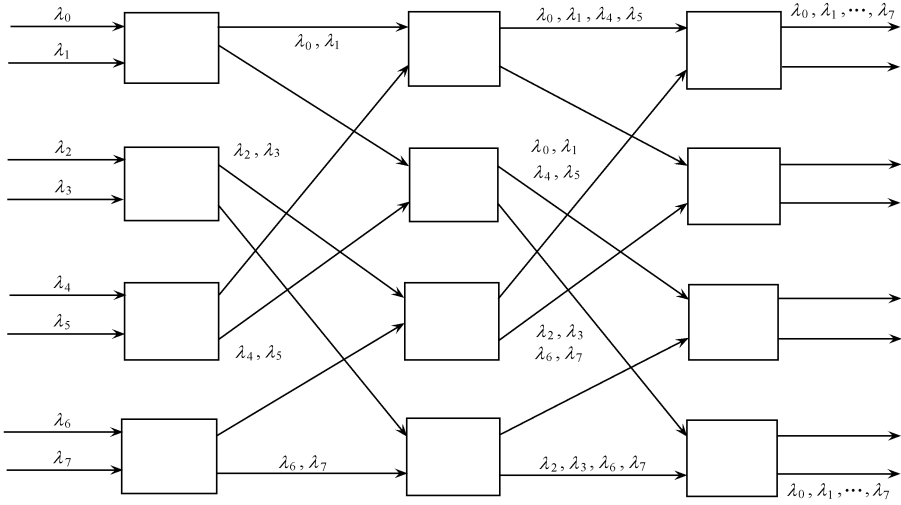


图 4.7 光纤星型耦合器

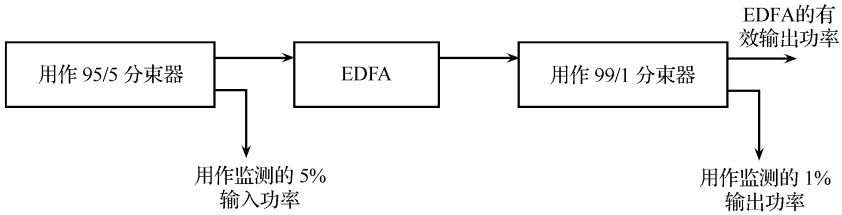


图 4.8 在监控系统中提取监测信号

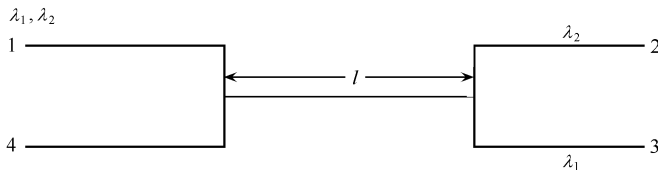


图 4.9 用光纤耦合器制成的波分复用(解复用)器

则从方程(4.45b)可知,波长为 λ_c 的信号从端口 2 输出,而波长为 λ_i 的信号从端口 3 输出,实现了波长解复用。从器件的互易性可知,逆向应用时,该器件则成为波分复用器。

4.4 光纤布拉格光栅

1978 年加拿大渥太华通信研究中心的 K. O. Hill 等人首次发现了掺锗光纤的

光敏性。他们在研究光纤非线性光学性质时偶然地制成了最初的光纤(布拉格)光栅,并由此发现了光纤的光敏性。所谓光敏性是光纤材料在一定波长的强光照射下,其折射率会发生永久性变化。折射率沿光纤按一定规律变化就可形成各种光纤光栅。在光纤的光敏性发现后的十多年中,这一特性并未受到重视。光纤通信的发展和相关技术的突破促进了光纤光栅的研究和应用。1989年 G. Meltz 等人首次利用 244 nm 的紫外光采用全息干涉的方法制作了侧面写入的光纤光栅,使得制作各种波长的光纤光栅成为可能;相位掩模板的应用大大促进了光纤光栅的商品化;高压载氢技术使光纤的光敏性成倍增加,因而不需要采用特殊制作的光纤,只要对普通光纤进行载氢就可以制作光纤光栅。当前光纤光栅的研究已经成为光纤通信研究热点之一,并已在光纤通信的各个方面得到应用。

4.4.1 光纤布拉格光栅的光学特性

光纤光栅可以是均匀的和非均匀的。折射率分布沿光纤周期地变化形成均匀光纤光栅。在光纤通信系统中最常见的不均匀光纤光栅是啁啾光栅。在第 3 章已经提到了利用啁啾光栅实现色散补偿的方案,其他还有许多种不均匀光纤光栅。本书在必要时将做简单介绍。下面讨论均匀光栅和啁啾光栅的光学特性,并介绍用啁啾光栅实现光纤色散补偿的方案。

1. 均匀光纤光栅的反射特性

1978年 K. O. Hill 等人发现当光纤中生成光纤光栅后,将成为一种带阻滤波器,均匀光栅只反射具有布拉格(Bragg)波长的信号,使带外的其他波长的信号通过,其布拉格波长可表示为

$$\lambda_b = 2n_{\text{eff}}\Lambda \quad (4.47)$$

其中, λ_b 为布拉格波长, n_{eff} 为光栅的有效折射率, Λ 为光栅周期。

2. 均匀光纤光栅的时延和色散特性

均匀光纤光栅的反射谱和时延特性如图 4.10 所示。从图中可见,光纤光栅存在一个反射峰值,在离开峰值时反射逐渐下降,在远离峰值时反射较小。同时可见,光纤光栅是存在色散的(不同波长信号传输时延不一样,可能造成信号分散)。在使用光栅器件时应该考虑其色散特性,特别是在高速传输系统中应用时,更应考虑其色散特性。

但是,从图 4.10 可知,用均匀光纤光栅作光纤的色散补偿是不实际的,因为其补偿带宽太窄(大约 0.1 nm),时延差也不够大(小于 60 ps),不足以补偿长距离传输光纤的色散。

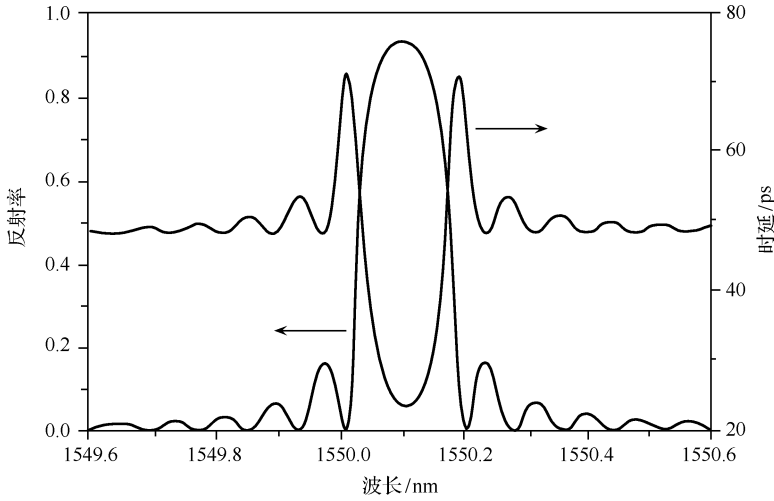


图 4.10 均匀光纤光栅的反射谱和时延特性(计算结果, $KL=2$)

3. 啁啾光纤光栅的时延和色散特性

啁啾光纤光栅的光栅周期 $\Lambda(z)$ 沿光栅变化,是一种不均匀光纤光栅。若 $\Lambda(z)$ 是线性函数,则光纤光栅是线性啁啾光纤光栅;若 $\Lambda(z)$ 是非线性函数,则光纤光栅是非线性啁啾光纤光栅。由于光栅周期是变化的,其反射带宽比均匀光栅宽得多(大约 0.3 nm),时延差也大得多(可达 1 500 ps 左右)。图 4.11 所示为某一线性啁啾光纤光栅的反射谱和时延特性。利用适当措施,可以将图中时延曲线

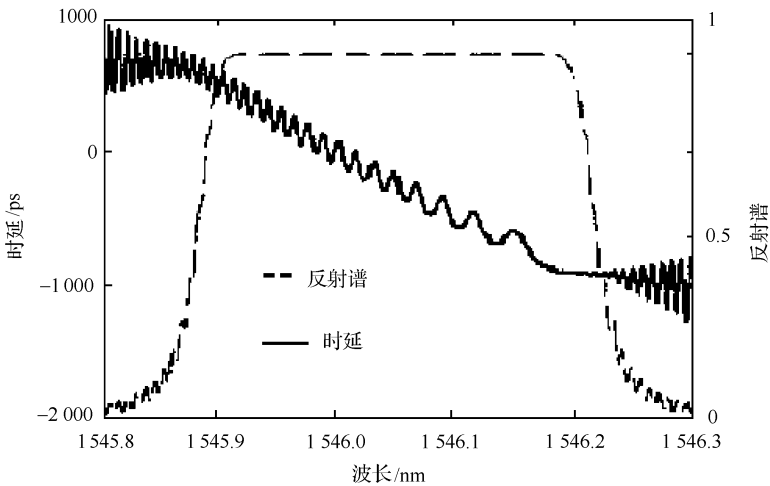


图 4.11 啁啾光纤光栅的反射谱和时延(色散)特性

的波纹减小。利用非线性啁啾光纤光栅,可以实现光栅色散量的动态可调,有兴趣的读者可参看北京大学硕士论文^[2]。

* 4.4.2 光纤光栅的耦合模理论

前面已提到,光纤光栅的制作方法主要有全息法和相位掩模法。在紫外光照射下,通过这些方法可以在光纤中产生一定折射率微扰分布(折射率变化在 10^{-4} 量级),形成光栅。由于折射率变化是微扰性质,因此可以用耦合模理论分析其特性。

一般来说,由上述方法制作的光纤光栅折射率分布呈余弦函数形式,即可以写成

$$\delta n_{\text{eff}}(z) = \bar{\delta n}_{\text{eff}}(z) \left\{ 1 + m(z) \cos \left[\frac{2\pi}{\Lambda} z + \varphi(z) \right] \right\} \quad (4.48)$$

其中, $\delta n_{\text{eff}}(z)$ 即为折射率微扰分布, $\bar{\delta n}_{\text{eff}}(z)$ 为折射率微扰分布的平均值,它可以是常量,也可以随 z 变化, $m(z)$ 为光栅条纹的深度(可见度), Λ 为光栅的周期, $\varphi(z)$ 为描述光栅啁啾的参量。

在没有折射率微扰时,电磁场在光纤中传输理论已在第2章和第3章中讲述。在弱导波近似条件下,阶跃折射率光纤中传播线偏振(LP)模,或可称作准TEM模,即纵向场分量可以忽略,其横向场分量 E_t 可以表示成可能存在的各个LP模的叠加,

$$\mathbf{E}_t(x, y, z) = \sum_j [A_j^+ \exp(i\beta_j z) + A_j^- \exp(-i\beta_j z)] \mathbf{e}_j(x, y) \quad (4.49)$$

其中, j 为模式序号, β_j 为模式 j 的传输常数, A_j^+ 和 A_j^- 分别为模式 j 沿 $+z$ 和 $-z$ 方向传输波的振幅,对于均匀无耗光纤它们是常数。 $\mathbf{e}_j(x, y)$ 为模式 j 的场在横截面上的分布,其方向代表电场的偏振方向。

耦合模理论用于光纤光栅时,把光栅区域折射率的变化看作微扰,它们的作用不改变原阶跃折射率光纤中各模式的分布,只是引起模式间的相互作用和能量交换,改变各模式的幅度。因此,沿光纤相互作用的结果将引起了模式振幅沿 z 轴变化。例如,由于所有其他模式的作用,模式 j 的振幅沿 z 轴的变化将服从下述方程:

$$\begin{aligned} \frac{dA_j^+}{dz} &= i \sum_k A_k^+ C_{kj} \exp[i(\beta_k - \beta_j)z] + i \sum_k A_k^- C_{kj} \exp[-i(\beta_k + \beta_j)z] \\ \frac{dA_j^-}{dz} &= -i \sum_k A_k^+ C_{kj} \exp[i(\beta_k + \beta_j)z] - i \sum_k A_k^- C_{kj} \exp[-i(\beta_k - \beta_j)z] \end{aligned} \quad (4.50)$$

式中, C_{kj} 是模式 k 对模式 j 的横向耦合因子,它可表示为

$$C_{kj}(z) = \frac{\omega}{4} \iint_{-\infty}^{\infty} \Delta \epsilon(z) \mathbf{e}_k(x, y) \cdot \mathbf{e}_j^*(x, y) dx dy \quad (4.51)$$

其中,积分限是横向无穷大平面。实际上,由于光纤包层外场已趋于零,因此积分

只要在光纤内部(包括包层)进行即可。 $\Delta\epsilon(z)$ 是受微扰的相对介电常数的变化,对应的光纤有效折射率的变化为

$$\delta n_{\text{eff}} \approx \frac{\Delta\epsilon(z)}{2n_{\text{eff}}} \quad (4.52)$$

耦合方程(4.50)即是用耦合模理论讨论光纤光栅光学特性的基础。

* 4.4.3 光纤光栅的应用

光纤光栅本质上是一个带阻滤波器。由于它具有一些独特的优点,因此在光纤通信和光纤传感方面有着广泛的应用,其最突出优点是,由于它制作在光纤上,因此它与光纤非常容易耦合,耦合损耗很低。此外,用相位掩模板,可以批量生产,成本很低,便于大规模使用。本书只介绍光纤光栅在光纤通信方面的应用。

1. 用作波分复用(解复用)器

波分复用技术可以充分利用光纤的低损耗带宽,实现大容量信息传输。波分复用(解复用)器是应用波分复用技术的关键器件。它是一种互易器件,正向用作波分复用器,逆向应用则可作波分解复用器。光纤光栅用作波分复用(解复用)器可以有多种方式,如图 4.12(a)、图 4.12(b)和图 4.12(c)所示。三个图中光纤光栅的布拉格波长皆为 λ 。

图 4.12(a)是用环形器做成的解复用器,由于光纤光栅只反射波长为 λ 的信

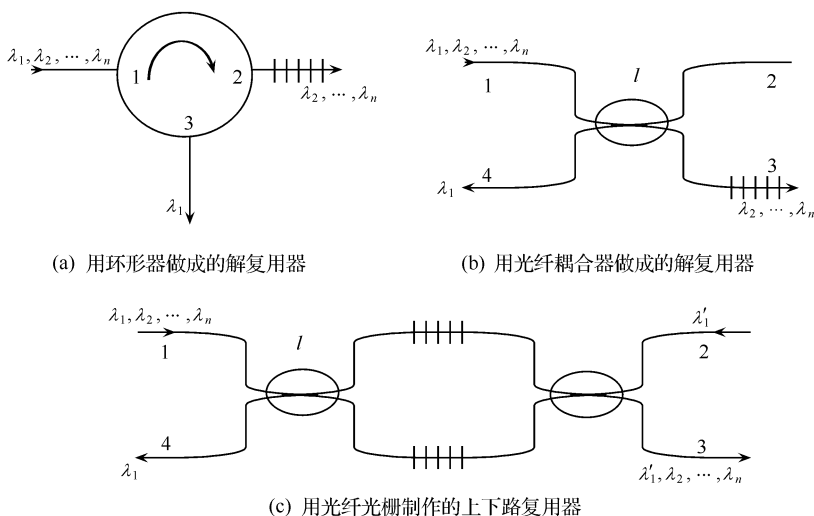


图 4.12 用光纤光栅制作的波分复用(解复用)器

道,其他信道可以通过光纤光栅在端口 2 输出,而 λ_1 则在端口 2 输出路径上的光栅反射后,经环形器由端口 3 输出。图 4.12(b)是用光纤耦合器做成的解复用器,波长为 λ 的信道在端口 4 输出,其余信道在端口 3 输出。上述两种方案只能用于单个信道的下路。图(c)结构则可以用作上下路复用器。波分复用信号从端口 1 送入,下路信道经光栅反射后从端口 4 输出,上路信号从端口 2 反向送入,并经光栅反射后与输入的未下路信号一起从端口 3 输出。一般来说,上路波长和下路波长相等,这儿应有 $\lambda = \lambda'_1$ 。

由图也可看到,当下路波长数较多时用光纤光栅制作波分复用(解复用)器是有困难的。在这种情况下,常用下面讲到的多层介质膜滤波器或阵列波导光栅(AWG)。

2. 用于色散补偿

上面已经提到均匀光栅也可作色散补偿,但补偿频带很窄,不实用。实用的光纤光栅补偿器是啁啾光栅。图 4.11 已经给出了线性啁啾光纤光栅的时延和色散特性。由该图可看出其补偿波长范围和补偿的色散范围。

啁啾光栅是一个不均匀的光纤光栅,其光栅的光学周期 $n\Delta$ 沿光栅长度方向 z 逐渐变短,则布拉格(Bragg)波长在 z 方向逐渐下降。标准单模光纤(SSMF)在 $1.55 \mu\text{m}$ 处,有“反常”色散($\beta < 0$),因而啁啾光栅可对 SSMF 光纤色散做补偿。一种形象的解释如下:SSMF 光纤有反常色散, $dv_g/d\omega > 0$,即高频分量(紫端分量)跑得快,而低频分量(红端分量)跑得慢,因而紫端分量集中到脉冲前沿(前沿紫移),红端分量集中到脉冲后沿(后沿红移)。顺便解释一下,这里的“紫端”和“红端”并不是“紫光端”和“红光端”,只是表示光的“高频端”和“低频端”。光纤通信所用的波段是近红外,根本不是可见光波段,当然也不是紫光和红光。这只是一种俗称。同样,“紫移”和“红移”代表光波向高频或低频移动。在第 7 章有关光孤子的讨论中也常用这些术语。

用啁啾光栅,如图 4.13 高频分量在光栅的末端反射,行进距离长(延时长),低频分量在光栅的入口处就反射,行进距离短(延时短),从图 4.11 所示的啁啾光纤光栅时延特性也可看出这一性质。由此可见在啁啾光栅中高频分量行进慢,低频分量行进快,与光纤正好相反,即啁啾光栅可以提供“正常”色散($\beta > 0$),可以补偿光纤的反常色散。用图 4.14 装置利用啁啾光栅可以实现光纤的色散补偿。输入信号从环形器的端口 1 注入,经环形器在端口 2 输出进入啁啾光栅。在啁啾光栅中高、低频信号经不同的延时后反射回端口 2,再经过环形器在端口 3 输出。经过啁啾光栅后,原来在脉冲前沿的高频分量由于在光栅中延时较大在输出处就要落后些,而在后沿的低频分量在光栅中延时少,则可赶上一些,正好补偿了光纤的色散效应。

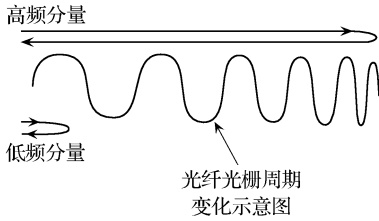


图 4.13 高频分量和低频分量在啁啾光栅中行进不同的距离

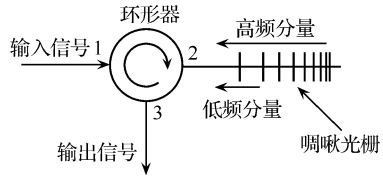


图 4.14 应用啁啾光栅补偿光纤色散的装置

我们可做一些定量的估算,设 T_R 为光波进入光栅后往返一次所需的行进时间, L_g 为光栅长度, D_g 为光栅的色散系数, $\Delta\lambda$ 为光栅的带宽,则下述关系式可用于估计补偿效果

$$T_R = D_g L_g \Delta\lambda \tag{4.53a}$$

其中, $T_R = 2\bar{n}L_g/c$, \bar{n} 为光栅的平均折射率。(光栅带宽中最长波长和最短波长之间的时延差应近似等于信号在光栅中行进一个来回所需的时间)。将 T_R 表达式代入(4.53a)式,则有

$$D_g = 2\bar{n}/c\Delta\lambda \tag{4.53b}$$

这样带宽 $\Delta\lambda = 0.2 \text{ nm}$ 的光栅可得到的色散系数为

$$D_g = 2 \times 1.5 / [(3 \times 10^5 \text{ km} / (10^{12} \text{ ps})) \times 0.2 \text{ nm}] = 5 \times 10^7 \text{ ps/km} \cdot \text{nm}$$

因此 10 cm 长的啁啾光栅可补偿的色散为

$$D_g L_g = (5 \times 10^7 \text{ ps/km} \cdot \text{nm}) \cdot (10 \times 10^{-5} \text{ km}) = 5000 \text{ ps/nm}$$

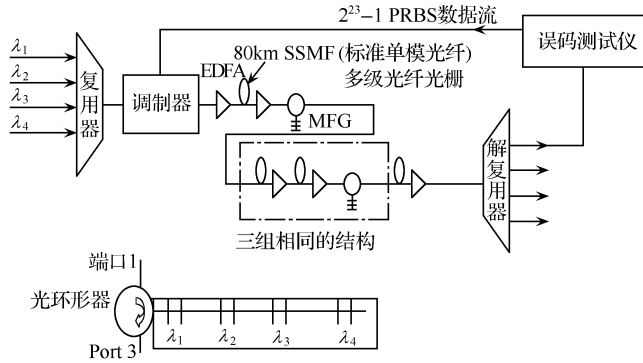
若 SSMF 色散系数为 $D_s = 17 \text{ ps/km} \cdot \text{nm}$, 则上述啁啾光栅可补偿 SSMF 长度为

$$L_s = D_g L_g / D_s = 5000 / 17 \approx 294 \text{ km}$$

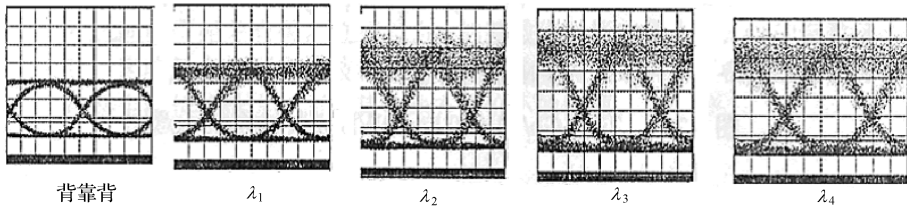
上述计算结果是啁啾光纤光栅可以补偿的最大 SSMF 长度。但是从图 4.11 可见,该光栅带宽的两端纹波较大,因此不能将光栅带宽全部用于色散补偿。实际系统中,补偿的光纤长度应在 200 km 以内。

由此可见,用啁啾光栅补偿 SSMF 的色散所需的器件比 DCF 要小得多,而且插入损耗也小,只是上面提到的光纤光栅的缺点还需克服。

图 4.15 给出了啁啾光纤光栅补偿色散的一个实例^[3]。建成的光纤传输系统中应用级联啁啾光栅做色散补偿,使 $4 \times 10 \text{ Gbit/s}$ DWDM 信号传输 640 km,功率代价不大于 1.5 dB。图 4.15(a)是其传输系统示意图,其中还给出了级联光纤光栅补偿器(MFG)的示意图。图中可见,系统使用了四个波长,八段 80 km 光纤,四个 MFG(平均 160 km 用一个补偿器)。图 4.15(b)给出了背靠背的信号眼图,以及各路信号传输 640 km 后的眼图。从眼图可见,各路信号都得到较好的色散补偿。



(a) 4×10 Gb/s DWDM 传输640 km实验装置示意图



(b) 背靠背和各路信号传输640 km后的眼图

图 4.15 啁啾光纤光栅补偿色散的实例

3. 用作光纤放大器(EDFA)的增益均衡滤波器

早期制作的 EDFA 增益谱平坦度很差,波分复用系统只能选择在其增益谱比较平坦的一段区域(大约仅 10 nm 带宽)中应用,限制了光纤的频谱利用率。为了改善 EDFA 的增益谱平坦度,可以用一频响特性与其增益谱互补的光纤光栅与 EDFA 中的掺铒光纤串联,就可实现其增益平坦。当前,实现 EDFA 增益平坦的方案很多,在以后的相关章节还要介绍。

4. 用光纤光栅作反馈元件的外腔半导体激光器

光纤光栅在布拉格波长处是一个近似全反射的元件,可以用它作为反馈元件,在半导体激光器中形成外腔。光纤光栅的布拉格波长可以做得很准确,因而制成的激光器的波长也很准确,可以用作密集波分复用(DWDM)的光源。由于光纤光栅的反射系数接近于 1,制作的外腔可以有很高的 Q 值,可以制成很窄线宽的外腔激光器。

光纤光栅外腔半导体激光器结构示意图如图 4.16 所示。图中 LD 为半导体激光器管芯,它的一边镀高反射(HR)膜,另一边镀消反射(AR,即极低反射)膜。

在镀有 AR 膜的一边与刻有 FBG 的光纤耦合。这样由 FBG 与 HR 膜组成了谐振腔。由于光纤光栅的选择性反射,在腔中将形成激光振荡。

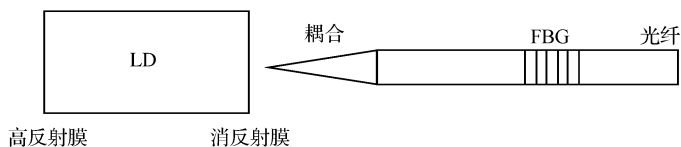


图 4.16 光纤光栅外腔半导体激光器结构示意图

当前,已经有人利用这一原理,用一个半导体激光器管芯和多个光纤光栅实现多波长输出。人们已经提出了多种光纤光栅调谐方案。将这些方案用于光纤光栅外腔半导体激光器中光纤光栅的调谐就可以实现激光器的调谐,得到可调谐激光器。

5. 用光纤光栅作反馈元件制作光纤激光器

光纤光栅和掺铒(铯)光纤结合制作光纤激光器的示意图如图 4.17 所示。图中前三张图示出了三种结构的光纤外腔激光器。图 4.17(a)中在振荡段后增加了一段放大段,可以提高输出功率;图 4.17(b)的结构采用了铒铯共掺杂的光纤作为

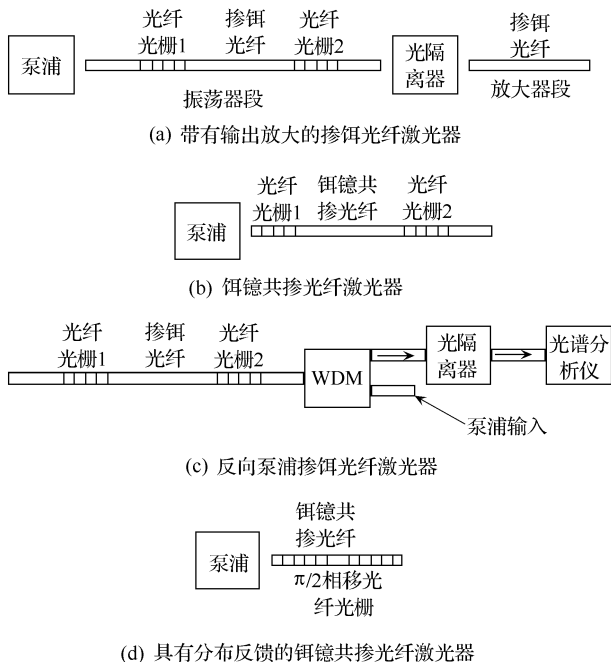


图 4.17 光纤光栅制作的光纤激光器结构示意图

有源光纤,提高了其转换效率,也增加了输出功率;图 4.17(c)一种反向泵浦的结构;以上三种都类似于 DBR 激光器结构。图(d)类似于 DFB 半导体激光器结构,实现分布反馈,可以得到单模光纤激光器。这种结构也可以实现多波长输出。

光纤光栅和掺铒光纤结合制作光纤拉曼激光器,其示意图如图 4.18 所示,其中布拉格波长为 λ 的一对光纤光栅组成谐振腔,利用掺铒光纤的拉曼散射产生增益,掺铒包层泵浦光纤激光器作为泵浦源提供能量,这一结构就可以组成光纤拉曼激光器。输出波长为 λ , 泵浦波长为 λ_p 。

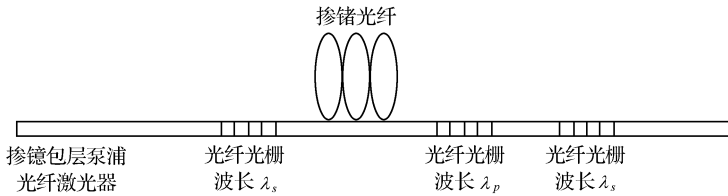


图 4.18 光纤光栅制作的光纤拉曼激光器结构示意图

4.5 法布里-珀罗(F-P)干涉仪

4.5.1 F-P 干涉仪的工作原理

F-P 干涉仪是一种最简单的光学谐振腔,也是一种传统的滤波器件,常用于光谱分析,或者在激光器中选择纵模,在光通信中用来滤波,可以从多个相邻的频率(波长)通道中选取某一个通道。F-P 腔由两面平行的反射镜 M_1 和 M_2 组成,两个反射镜之间可以填充介质也可以是真空,如图 4.19 所示。

假定输入场正入射,如图 4.19(a)所示,并设两反射镜之间没有填充介质(真空状态)。输入场强为 E_0 ,输入信号能量部分反射,部分透射入谐振腔,透射场强为 E_0 。透射到谐振腔中的信号将在两个反射镜间来回反射。反射镜 M_1 的反射系数为 $\rho_1 = |\rho_1| e^{-j\varphi_1}$, 反射镜 M_2 的反射系数为 $\rho_2 = |\rho_2| e^{-j\varphi_2}$ 。忽略谐振腔内和反射镜的损耗,则信号可以来回反射无穷多次。设有频率为 ω 的信号耦合进入此谐振腔。取垂直反射镜,并从反射镜 M_1 向右的方向为 $+z$ 轴方向,坐标原点在 M_1 上,则在 $+z$ 方向传输的总场强为无穷多个正向传输波的叠加。在谐振腔内 $z = l$ 处 $+z$ 方向传输的总场强成为

$$\begin{aligned}
 E_T^+(\omega, l) &= E_0 + E_1 + E_2 + \dots + E_n + \dots \\
 &= E_0(l) \left[1 + |\rho_1 \rho_2| e^{-j\varphi} + |\rho_1 \rho_2|^2 e^{-j2\varphi} + \dots + |\rho_1 \rho_2|^n e^{-jn\varphi} + \dots \right] \\
 &= \frac{E_0(l)}{1 - |\rho_1 \rho_2| e^{-j\varphi}} \tag{4.54}
 \end{aligned}$$

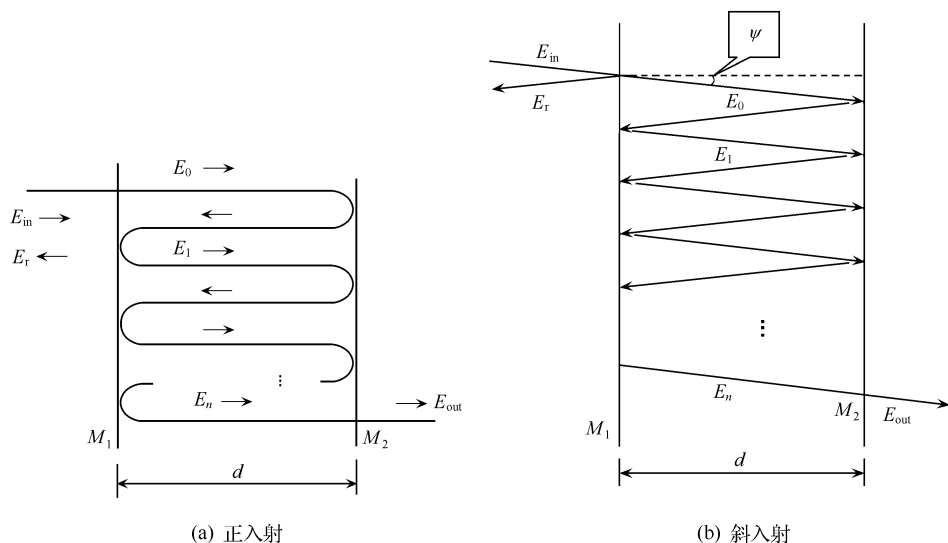


图 4.19 法布里-珀罗(F-P)干涉仪示意图

其中,上标“+”表示在 $+z$ 方向传输;类似地,下面用到的上标“-”表示 $-z$ 方向传输; $E_0(l)$ 为入射波进入谐振腔后在 $+z$ 方向传输到 $z = l$ 处的场强

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \frac{\omega}{c} \cdot 2d \tag{4.55}$$

其中, d 为两反射镜之间的距离。(4.55)式右端第一和第二项分别为反射镜 M_1 和 M_2 上反射系数的幅角,也即信号在反射镜上反射时的相位跃变,第三项为信号在腔内来回传输一次的相位延迟。由于假定谐振腔内没有填充介质,因此其中传输常数 $\beta = k_0 = \frac{\omega}{c}$ 。如果腔内填充折射率为 n 的介质,则 $\beta = nk_0 = \frac{n\omega}{c}$ 。后面的公式

中都应该用此传输常数代替 $\frac{\omega}{c}$ 。如果光线是斜入射进入 F-P 腔,入射方向与反射面垂线(即 z 轴)间夹角为 ψ ,如图 4.19(b)所示,则光线在腔内行进的单程距离不是 d ,而是 $d/\cos\psi$,在(4.55)式和后面的(4.66)式中做此代换,可以看出斜入射可以改变谐振频率。这也是 F-P 腔调谐的一种方法。若把 $-z$ 方向传输的场看成 $+z$ 方向传输的场经过 $2(d-l)$ 距离传输和反射镜 M_2 的反射的结果,则有

$$E_r^-(\omega, l) = \rho_2 E_r^+(\omega, l) e^{-j2\frac{\omega}{c}(d-l)} \tag{4.56}$$

设谐振腔的总体反射系数为 r ,则有

$$r = E_r / E_{in} \tag{4.57}$$

其中, E_r 为从器件左边看到的总的反射波强度。假定任一反射镜两边对称,即可看着是可逆的两端口器件。反射镜 M_2 具有类似的特性,其反射系数为 ρ_2 ,则对于

反射镜 M_1 , 可得

$$E_r = \rho E_{in} + jt_1 E_r^-(\omega, 0) \quad (4.58a)$$

$$E_r^+(\omega, 0) = jt_1 E_{in} + \rho E_r^-(\omega, 0) \quad (4.58b)$$

其中, t_1 为反射镜 M_1 的透射系数。将(4.56)式代入(4.58b)式, 并令 $l=0$, 可得

$$E_r^+ = jt_1 E_{in} + \rho \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}} E_r^+ \quad (4.59)$$

因此

$$E_r^+ = \frac{jt_1}{1 - \rho \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}}} E_{in} \quad (4.60)$$

将(4.60)式代入(4.56)式, 再代入(4.58a)式则得

$$E_r = \rho E_{in} + jt_1 \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}} \cdot \frac{jt_1}{1 - \rho \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}}} E_{in} \quad (4.61)$$

由(4.57)式可得

$$\begin{aligned} r &= \frac{\rho - \rho_1^2 \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}} - t_1^2 \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}}}{1 - \rho \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}}} \\ &= \frac{\rho - \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}}}{1 - \rho \rho_2 e^{-j\frac{2\omega d}{c}}} \end{aligned} \quad (4.62)$$

上式推导中用到了根据能量守恒定律得到的 $\rho^2 + t^2 = 1$ 。前已提到, 假定谐振腔体和反射镜都是无损耗的, 因此作为器件的反射功率和透射功率应等于入射功率, 即

$$E_r E_r^* + E_{out} E_{out}^* = E_{in} E_{in}^* \quad (4.63)$$

定义谐振腔的总透射系数为

$$t = \frac{E_{out}}{E_{in}} \quad (4.64a)$$

则功率透射系数为

$$T = t \cdot t^* \quad (4.64b)$$

从(4.63)式可得

$$\begin{aligned} T = 1 - r \cdot r^* &= 1 - \frac{\rho_1^2 - 2\rho_1 \rho_2 \cos 2\theta + \rho_2^2}{1 - 2\rho_1 \rho_2 \cos 2\theta + \rho_1^2 \rho_2^2} \\ &= \frac{(1 - \rho_1^2)(1 - \rho_2^2)}{1 + \rho_1^2 \rho_2^2 - 2\rho_1 \rho_2 \cos 2\theta} \end{aligned} \quad (4.65)$$

其中

$$\theta = \frac{\omega}{c} d \quad (4.66)$$

从(4.65)式可见, 当 $\cos 2\theta = 1$, 即 $\theta = \theta_f = m\pi$ 时, T 达到最大, 即达到谐振峰值,

$$T_{\max} = \frac{(1 - \rho_1^2)(1 - \rho_2^2)}{(1 - \rho_1 \rho_2)^2} \quad (4.67a)$$

当 $\cos 2\theta = -1$, 即 $\theta = m\pi + \pi/2$ 时, T 达到最小,

$$T_{\min} = \frac{(1 - \rho_1^2)(1 - \rho_2^2)}{(1 + \rho_1 \rho_2)^2} \quad (4.67b)$$

因此可得

$$\frac{T_{\max}}{T_{\min}} = \frac{(1 + \rho_1 \rho_2)^2}{(1 - \rho_1 \rho_2)^2} \quad (4.67c)$$

当 ρ_1 和 ρ_2 都接近 1(即接近全反射)时,该比值可以很大,则 F-P 干涉仪可以是一种很好的光学滤波器,而且是一种窄带光学滤波器。

4.5.2 F-P 干涉仪的主要性能参量

F-P 干涉仪有两个主要的性能参量,一个称作自由(光)谱区,一个称作(精)细度。

F-P 干涉仪的自由谱区定义为功率透过率的相邻峰值间的频率差。由于相邻峰值的频率满足

$$\theta = \frac{\omega}{c}d = m\pi \quad \text{即} \quad \frac{2\nu d}{c} = m$$

则相邻峰值(m 值差 1)间的频率差,即 F-P 干涉仪的自由谱区

$$\Delta\nu = \frac{c}{2d} \quad (4.68)$$

它的物理意义在于,在给定的器件参数以及入射角情况下,频率 ν 和 $\nu + \Delta\nu$ 两套干涉花样的空间位置重复。作为波长选择器件,F-P 干涉仪的可用的频率范围不大于 $\Delta\nu$ 。

F-P 干涉仪的细度 F 定义为自由谱区 $\Delta\nu$ 与谐振峰的半峰值点间的频率差 $\Delta\nu/2$ (常称作半极大值全带宽,缩写成 FWHM)的比值。从(4.65)式可得

$$\frac{T_{\max}}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{(1 - \rho_1^2)(1 - \rho_2^2)}{(1 - \rho_1 \rho_2)^2} = \frac{(1 - \rho_1^2)(1 - \rho_2^2)}{1 + \rho_1^2 \rho_2^2 - 2\rho_1 \rho_2 \cos 2\theta_{1/2}} \quad (4.69a)$$

因此有

$$\begin{aligned} 2(1 - \rho_1 \rho_2)^2 &= 2(1 - 2\rho_1 \rho_2 + \rho_1^2 \rho_2^2) = 1 + \rho_1^2 \rho_2^2 - 2\rho_1 \rho_2 \cos 2\theta_{1/2} \\ 1 - 2\rho_1 \rho_2 + \rho_1^2 \rho_2^2 &= 2\rho_1 \rho_2 - 2\rho_1 \rho_2 \cos 2\theta_{1/2} \\ (1 - \rho_1 \rho_2)^2 &= 2\rho_1 \rho_2 [1 - \cos 2\theta_{1/2}] = 4\rho_1 \rho_2 \sin^2 \theta_{1/2} \end{aligned} \quad (4.69b)$$

设 $\theta_{1/2} = \theta_f + \Delta\theta = m\pi + \Delta\theta$, 这儿 θ_f 为谐振峰处的 θ 值, $\theta_{1/2}$ 为半峰值处的 θ 值。对于 F-P 干涉仪有 $\Delta\theta \ll \pi$, 则从(4.69b)式可得

$$\begin{aligned} \sin^2 \theta_{1/2} &= \sin^2 [m\pi + \Delta\theta] = [\Delta\theta]^2 = \frac{(1 - \rho_1 \rho_2)^2}{4\rho_1 \rho_2} \\ \Delta\theta &= \pm \frac{1 - \rho_1 \rho_2}{2(\rho_1 \rho_2)^{1/2}} \\ &= \theta_{1/2}^{\pm} - \theta_f = \frac{\omega_{1/2}^{\pm} d}{c} - \frac{\omega_f d}{c} = \frac{2\pi\nu_{1/2}^{\pm} d}{c} - \frac{2\pi\nu_f d}{c} \end{aligned}$$

$$\Delta\nu_{1/2} = \nu_{1/2}^+ - \nu_{1/2}^- = \frac{c}{2\pi d} [\theta_{1/2}^+ - \theta_{1/2}^-] = \frac{c}{2\pi d} [2\Delta\theta] = \frac{c}{2\pi d} \cdot \frac{1 - \rho_1 \rho_2}{(\rho_1 \rho_2)^{1/2}} \quad (4.70)$$

这儿 $\nu_{1/2}^+$ 为高于谐振峰频率的半峰值处频率, $\nu_{1/2}^-$ 为低于谐振峰频率的半峰值处频率。由(4.68)式和(4.70)式可得细度为

$$F = \frac{\Delta\nu}{\Delta\nu_{1/2}} = \frac{\frac{c}{2d}}{\frac{c}{2\pi d} \cdot \frac{1 - \rho_1 \rho_2}{(\rho_1 \rho_2)^{1/2}}} = \frac{\pi(\rho_1 \rho_2)^{1/2}}{1 - \rho_1 \rho_2} \quad (4.71)$$

在一般的应用中, F-P 干涉仪的自由谱区和细度应做得比较大, 例如自由谱区达到 100 GHz, 细度达到 100。美国 Newport 公司生产的超腔(supercavity)的自由谱区可达 6 000 GHz, 细度可达 5 000, 相应的腔长 $d=20 \mu\text{m}$ 。

F-P 干涉仪应用中的一个重要问题是温度稳定性问题。由于其腔长随温度变化, 自由谱区也随着变化, 谐振峰的位置也跟着变化, 不适合一般的应用情况。解决温度稳定性的简单办法就是加温度控制。上述超腔具有温度控制器, 可将超腔温度固定在 70°C , 使其谐振峰位置稳定。

4.5.3 F-P 干涉仪的应用

F-P 干涉仪作为一个很好的光学滤波器可以在许多方面得到应用。下面举几个应用的例子。

1) 在光通信系统中用作滤波器。例如, 在用增益开关 DFB 激光器(GS-DFB-LD)制作光孤子光源时, 常用 F-P 谐振腔作为滤波器以滤除光源输出信号中过大的啁啾。

2) 在光通信系统中用作标准具。当用作标准具时其谐振峰必须稳定。因此常常需要将其谐振峰锁定在一个稳定的激光频率上, 或锁定在某一原子光谱谱线上, 这样就可将 F-P 干涉仪用作频率标准。在相干光纤通信系统中就可应用 F-P 干涉仪作为频率标准, 用以锁定激光光源的频率。在使用 F-P 干涉仪能够用作频率标准时, 其谐振峰宽度应比较窄, 也即要求 F-P 干涉仪的细度比较大。

由于 F-P 干涉仪是一种梳状滤波器, 因此用作标准具时可以稳定多个频率间隔等于 F-P 干涉仪的自由谱区的激光器的频率, 例如, 稳定波分复用系统的多个光源。

3) 可以用于测量激光器输出信号的线宽, 在此应用中, 应要求 F-P 干涉仪的谐振峰的宽度(即前面的 $\Delta\nu_{1/2}$) 应比要测量的激光器线宽小很多。

4) 在 F-P 腔半导体激光器中用作激光腔。有关 F-P 腔激光器的问题将在第 5 章中介绍。

作为滤波器，F-P 干涉仪还可能有很多其他应用，如用于增益均衡，用于波分解复用，甚至用作一定范围的色散补偿。由于许多应用仍停留在实验室试验阶段，本书不做详细介绍。

4.6 多层介质膜滤波器

4.6.1 概述

光通信中使用的另一种波长选择器件是多层介质膜滤波器，实际上就是用多层介质膜作反射镜的 F-P 谐振腔，其结构示意图如图 4.20 所示。

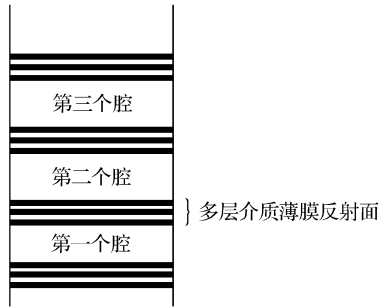


图 4.20 多层介质膜滤波器的结构示意图

下面简单介绍多层介质薄膜滤波器的工作原理和应用。

4.6.2 多层介质膜滤波器的工作原理

1. 单层介质薄膜构成简单的 F-P 谐振腔

设有一束光波垂直投射在两不同介质的界面上，介质 1 的折射率为 n_1 ，波阻抗为 z_1 ，介质 2 的折射率为 n_2 ，波阻抗为 z_2 ，如图 4.21(a)所示。折射率 n 和波阻抗 z 之间具有关系式

$$z = z_0 / n = \sqrt{\mu / \epsilon} \tag{4.72}$$



图 4.21 介质界面和介质薄膜层反射特性示意图

其中, z_0 为自由空间波阻抗(在第 2 章中介绍过,其值为 377Ω),则信号在界面上产生反射,反射系数为

$$r = \frac{z_2 - z_1}{z_2 + z_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \quad (4.73)$$

另有部分信号能量透射到介质 2,透射信号功率占入射信号功率的比例,即功率透射系数 T 为

$$T = 1 - |r|^2 = 1 - \left| \frac{n_1 - n_2}{n_1 + n_2} \right|^2 \quad (4.74)$$

若将介质 2 制成厚度为 d 的薄膜,增加介质层 3,其折射率仍为 n_1 ,如图 4.21(b)所示,则该结构形成一个简单的 F-P 谐振腔滤波器。前面已提到,为了得到好的滤波器,F-P 谐振腔的两镜面的反射系数应接近 1(即接近全反射)。但是两介质的界面上的反射系数不可能接近 1[两种折射率差别需要非常大($n_2 \ll n_1$),而且还要光学透明,损耗小,这样的介质现在还没有],这样,图 4.21(b)所示的谐振腔的细度很小,不适合大多数情况的应用。采用多层介质薄膜可以提高谐振腔镜面的反射,大大改善滤波器的性能。

2. 应用多层介质膜增加反射镜的反射系数

多层介质膜干涉滤光片具有尖锐的波长选择性,其结构原理可以用图 4.22(a)说明。图中示出了 4 层介质薄膜。设工作波长为 λ_0 (谐振峰值波长),介质 1 和 3 为具有高折射率的介质,其折射率为 n_H ,介质 3 的厚度 d_3 为该介质无限扩展时传输波长的四分之一,即 $d_3 = \lambda_0/4n_H$;介质 2 和 4 为具有低折射率的介质,其折射率为 n_L ,介质 2 的厚度为该种介质无限扩展时传输波长的四分之一,即 $d_2 = \lambda_0/4n_L$ 。

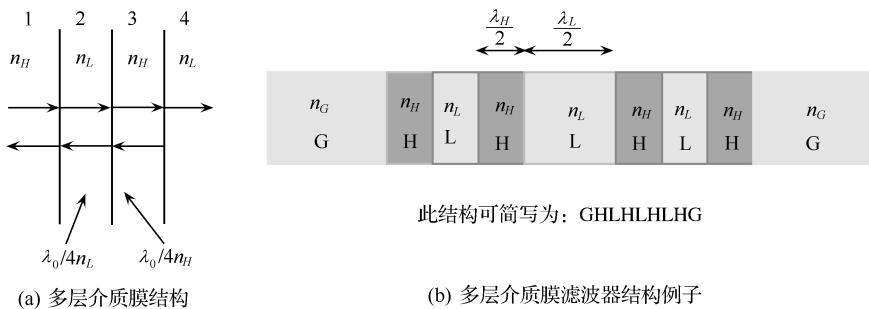


图 4.22 多层介质膜滤波器

设有一信号垂直入射到界面 1-2 上,入射信号强度为 S_{in} 。在界面 1-2 上入射信号将发生反射和透射,反射和透射信号分别为 S_{r1} 和 S_{t1} 。透射信号 S_{t1} 通过介

质 2 传播后,在界面 2-3 上又发生反射和透射,其反射和透射信号的功率分别为 S_{r2} 和 S_{t2} 。透射信号 S_{t2} 通过介质 3 传播后,在界面 3-4 上又发生反射和透射,其反射和透射信号的功率分别为 S_{r3} 和 S_{t3} 。

在界面 1-2 和 3-4 上的反射系数(从高折射率介质到低折射率介质)为

$$r_{H-L} = \frac{n_H - n_L}{n_H + n_L} > 0 \quad (4.75)$$

即反射信号与入射信号同相。在界面 2-3 上的反射系数(从低折射率介质到高折射率介质)为

$$r_{L-H} = \frac{n_L - n_H}{n_L + n_H} < 0 \quad (4.76)$$

即入射信号与反射信号反相,即它们的相位差为 π 。因此,入射信号 S_m 透过界面 1-2 在介质 2 中传输到界面 2-3,在此界面上反射后,又在介质 2 中传输到界面 2-1,并透射出去。由于反射信号 S_{r1} 与入射信号 S_m 同相,而透射信号 S_{t1} 经过介质 2 中来回传输和界面 2-3 上的反射,相位变化 2π ,即与 S_{r1} 也同相;透射信号 S_{t1} 经过介质 2 和 3 中来回传输和界面 3-4 上的反射,相位也变化 2π (通过界面 2-3 和 3-2,相位没有变化,在界面 3-4 上反射,其相位也没有变化,此相位变化仅是介质 2 和 3 中传输引起的),即也与 S_{r1} 同相。因此界面 2-3 和 3-4 上的反射信号传到介质 1 中与界面 1-2 上的反射信号 S_{r1} 同相叠加,增加了反射信号的强度,也即增加了界面 1-2 上总反射系数。

同理可以在介质 4 后面增加多个介质层,它们的折射率高低相间地排列,这样可以使总反射系数得到更多的增加,使其接近于 1。用此方法制作 F-P 谐振腔的两个反射镜面可以得到性能非常好的滤波器,其滤波器的结构实例如图 4.22(b)所示,其中二分之一波长厚度的低折射率介质层为谐振腔的腔体(用 LL 表示),两边高低折射率相间排列的部分构成谐振腔两边的反射镜。若用 H 表示厚度为四分之一波长的高折射率层,L 表示厚度为四分之一波长的低折射率层,则图示谐振腔的结构排列可表示如图 4.22(b)所示。为了使反射面的反射系数尽量接近 1,反射面常用很多层介质组成。例如其结构可表示为

$$G(HL)^9 HLL(HL)^9 HG$$

其中,LL 表示腔体,其厚度为二分之一波长,括号上的指数 9 表示连续 9 个高低折射率相间排列的介质层,G 表示基底材料。除去腔体和两端的基质 G 外,每边的反射面共用 19 层介质组成。这一滤波器包括一个谐振腔,其传输特性如图 4.23 中标有 1 腔(cavity)的曲线所示。由图可见,这种滤波器具有相当高的 Q 值。

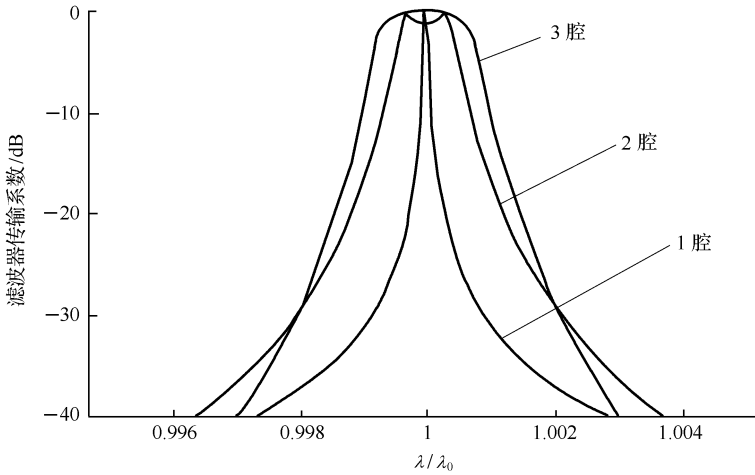


图 4.23 多层介质膜滤波器的传输特性(包括一个、两个和三个腔的情况)

3. 利用参差调谐技术改善滤波器性能

多层介质膜滤波器的最主要应用是制作波分复用(解复用)器。当前波分复用系统所用的信号比特率 10 Gbit/s 或更高。信号带宽已达到 0.1 nm 以上,甚至达到 0.2~0.4 nm,而波分复用信道间隔则是 0.4 nm 或 0.8 nm。显然一个腔的多层介质膜滤波器的传输特性不能满足波分复用器的应用。好的波分复用器的传输特性应该具有平的顶部(其宽度应大于或接近信号带宽,使信号的谱能够顺利通过)和陡峭的前后沿(使其他通道的干扰信号不能通过)。为了得到这样的传输特性,可以利用参差调谐技术,即在多层介质膜中串联两个和三个谐振腔,实现平坦的顶部和陡峭的前后沿。(在两个谐振腔的情况,调谐两个谐振腔的谐振峰分别偏离滤波器的中心频率,两个谐振曲线合成即成图 4.23 中所示曲线,合成曲线顶部的两个小峰即为单个谐振腔的两个谐振峰位置,但是两个谐振峰之间传输系数有一个小的下降,传输特性还不够平坦。在三个谐振腔的情况,仍然调谐其中两个谐振腔的谐振峰分别偏离滤波器的中心频率,但偏离更多一些,这样合成谐振曲线在中心频率出现一个凹陷,调谐第三个谐振腔的谐振峰正好对准这一凹陷,三个腔的谐振峰合成,互相补偿,则可使滤波器的响应曲线顶部基本平坦。)多层介质薄膜的结构排列为(仍用 LL 表示腔体)

两腔结构

$$G(HL)^6 HLL(HL)^{12} HLL(HL)^6 HG$$

三腔结构

$$G(HL)^5 HLL(HL)^{11} HLL(HL)^{11} HLL(HL)^5 HG$$

相应于两腔和三腔结构的多层介质膜滤波器的传输特性都示于图 4.23, 其中相应曲线分别标有 2 腔和 3 腔。

4.6.3 多层介质薄膜滤波器的应用

用这样的滤波器制作的波分解复用器如图 4.24 所示。每个多层介质薄膜滤波器只能通过一个特定波长的信号, 反射所有其他波长的信号。利用图示的结构就可将所有波长信号分开。图中输入信号为 8 波长的波分复用信号。中间的玻璃基质两边各有 4 个多层介质膜滤波器。输入信号入射到第一个滤波器时波长 λ_1 的信道透过滤波器输出, 而其余信道的信号被反射到第二个多层介质膜滤波器上, 波长 λ_2 的信道透过该滤波器输出, 再将其余信道的信号反射, 以此类推, 直到将所有信道都分开。

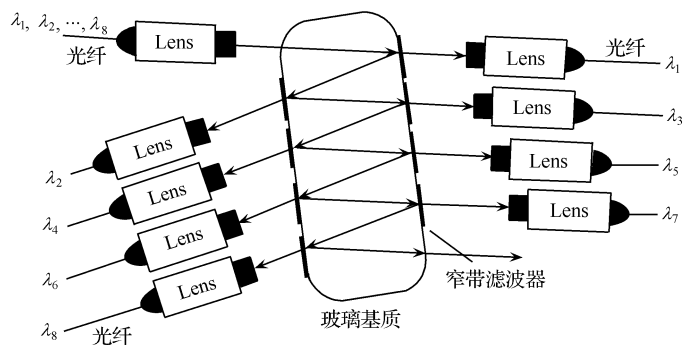


图 4.24 利用多层介质膜滤波器制作的波分解复用器

Lens: 聚焦透镜

此种波分(解)复用器是目前最常用的一种波分复用器件。主要性能指标为: 信道间隔为 0.8 或 1.6 nm, 信道数可为 8、16 和 32 等, 其主要问题是当信道数很大时, 它需要多个滤波器串联, 一方面成本会增加很多, 另一方面引起了各信道功率不均衡。由于最后输出的信道需要经过多个滤波器的反射, 每次都有损耗, 多次反射损耗累加可能比较大, 输出功率将小于最初输出的信道。

4.7 马赫-曾德干涉仪(MZI)

MZI 是一种重要的光学干涉仪, 在光纤通信技术中有许多重要的应用。

MZI 的结构示意图如图 4.25 所示。

由图可见, 一个光纤 MZI 由两个 3 dB 耦合器和两根长度差为 ΔL 的光纤连接而成。3 dB 耦合器的散射矩阵为

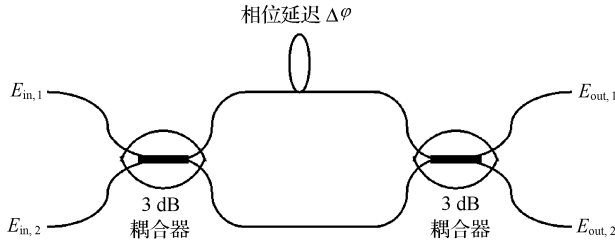


图 4.25 MZI 结构原理示意图

$$S_{3dB} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (4.77)$$

其物理含义是 3 dB 耦合器在两个输出端口平均分配功率,但与输入端口同一侧输出端口的输出信号与输入信号同相,不同侧输出端口的输出信号与输入信号有 90° 相移。对于中间的连接光纤,其散射矩阵为

$$S_{\text{fiber}} = \begin{bmatrix} e^{j\Delta\varphi(\omega)/2} & 0 \\ 0 & e^{-j\Delta\varphi(\omega)/2} \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

由于 MZI 性能取决于两根光纤长度差,而与它们的绝对值无关,因此在 (4.78) 式中忽略了光纤的绝对相移。设两根光纤完全相同,其传输常数均为 β ,则其相对相移为

$$\Delta\varphi(\omega) = \beta(\omega) \cdot \Delta L$$

这样, MZI 的散射矩阵成为

$$\begin{aligned} S_{\text{MZI}} &= S_{3dB} \cdot S_{\text{fiber}} \cdot S_{3dB} \\ &= j \begin{bmatrix} \sin[\Delta\varphi(\omega)/2] & \cos[\Delta\varphi(\omega)/2] \\ \cos[\Delta\varphi(\omega)/2] & -\sin[\Delta\varphi(\omega)/2] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.79a)$$

如果 $E_{in,1}$ 和 $E_{in,2}$ 互不相干,例如 $E_{in,1}$ 为圆频率为 ω 的信号, $E_{in,2}$ 为圆频率为 ω 的信号,则有

$$\begin{aligned} P_{out,1} &= \sin^2[\Delta\varphi(\omega)/2] P_{in,1}(\omega) + \cos^2[\Delta\varphi(\omega)/2] P_{in,2}(\omega) \\ P_{out,2} &= \cos^2[\Delta\varphi(\omega)/2] P_{in,1}(\omega) + \sin^2[\Delta\varphi(\omega)/2] P_{in,2}(\omega) \end{aligned} \quad (4.79b)$$

因此,当

$$\begin{aligned} \Delta\varphi(\omega) &= \beta(\omega) \cdot \Delta L = 2m\pi \\ \Delta\varphi(\omega) &= \beta(\omega_1) \cdot \Delta L = (2n+1)\pi \end{aligned} \quad m, n \text{ 均为整数} \quad (4.80a)$$

则有

$$\begin{aligned} P_{out,1} &= 0 \\ P_{out,2} &= P_{in,1}(\omega) + P_{in,2}(\omega) \end{aligned} \quad (4.80b)$$

这就是 2 : 1 的波分复用器。

MZI还有许多应用。例如利用 MZI 可以将电光相位调制转换成振幅调制。又如在 MZI 的两臂上串接光纤光栅可以制作性能优良的波分复用器;串接半导体光放大器(SOA)可以利用 SOA 的非线性效应制作全光波长变换器等,其中一些重要应用将在相关章节中介绍。

4.8 阵列波导光栅

4.8.1 AWG 的结构和原理

阵列波导光栅(arrayed waveguide gratings, AWG)也称为波导光栅路由器,它将波导的色散效应和成像效应巧妙的结合起来,是光通信中重要的无源器件。AWG 可以看作 MZI 滤波器的推广,它可以是 $1 \times N(N \times 1)$ 或 $N \times N$ 端口的器件。在输入端是一根或者多根光纤,其中每根光纤可以包含多个波长分量(在光通信中每一个这样的波长信道构成一个独立的通道),经过 AWG 的传播后,在器件输出端信号按照不同的波长实现空间分离,分别进入相应的单波长光纤通道。反过来,多个不同波长的光波可以通过 AWG 耦合到一个光纤中去。 $1 \times N(N \times 1)$ 的 AWG 可以用作波分复用(解复用)器, $N \times N$ 的 AWG 可用作固定波长路由器(AWR)。

自 1994 年底第一个商用 AWG 器件出现至今,这项技术发展很快,并有望进一步集成为波分复用型的发射模块和接收模块。

$N \times N$ 端 AWG 的结构原理图如图 4.26 所示。

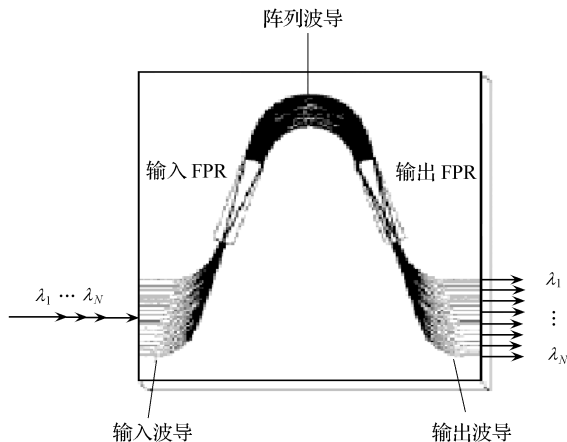


图 4.26 $N \times N$ 端口 AWG 的结构原理图

由图 4.26 可见,一个 $N \times N$ 端口 AWG 由一组输入波导、一组输出波导、一组阵列波导(其相邻长度差相等,等于 ΔL)和输入与输出星型耦合器(FPR,即自由传

播区)组成。FPR 由平板波导构成。若波分复用信号耦合进一根输入波导,此信号传输到输入 FPR 的入口并在平板波导中传输到所有阵列波导的入口,所有阵列波导的输出信号在输出 FPR 中传输并会聚到某一输出波导的入口。经过不同阵列波导的光路长度不同,与 MZI 类似,从不同阵列波导传送到同一根输出光纤的信号在该光纤中发生干涉,使得只有一个输入波长信号可以从这一光纤中输出(实现相干相加),因此上述 AWG 结构具有选频作用,例如图中所示不同波长的信号从不同的输出波导输出。

严格处理 AWG 中光信号传输特性可以采用傅里叶光学的方法。下面采用简化的射线光学方法,可以定性说明 AWG 用作波分复用器件的原理。现将输入和输出 FPR 重画于图 4.27。

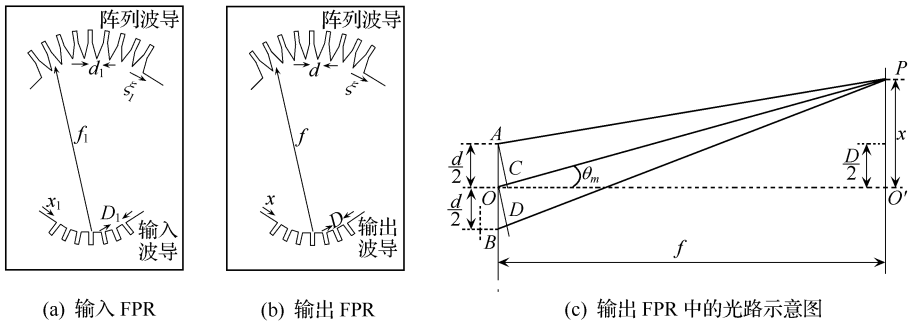


图 4.27 输入和输出 FPR 的工作原理

正如图中所示,在 FPR 中,各波导端口呈圆弧排列。在输入 FPR 中,输入波导端口间距为 D_1 ,位置坐标用 x_1 表示,逆时针方向为增加方向,中心输入波导对应 $x_1=0$;阵列波导端口间距为 d ,圆弧曲率半径为 f_1 ;类似地,在输出 FPR 中输出波导端口间距为 D ,位置坐标用 x 表示,逆时针方向为增加方向,中心输出波导对应 $x=0$,阵列波导端口间距为 d ,圆弧曲率半径为 f 。可以用傅里叶光学或射线光学解释 AWG 的原理。下面用射线光学理论解释 AWG 的原理。图 4.27(c)示出了输出 FPR 中的光路图。其中 A 和 B 为两相邻阵列波导的端口,设其端口编号为 $i-1$ 和 i , P 为某一输出波导的端口。假定阵列波导端口组成的光栅第 m 级衍射光会聚到 P 点。由于 θ_m 很小,则有 $OP=OO'=f$, $AP=CP$ 和 $DP=OP$ (在 θ_m 很小的条件下,从这两个等式可推理出 $AC \perp OP$, $OD \perp BP$),两条光路的距离差为

$$\Delta l_{i,i-1} = BP - AP = \left[f + \frac{d}{2} \sin \theta_m \right] - \left[f - \frac{d}{2} \sin \theta_m \right] = \frac{dx}{f} \quad (4.81a)$$

输入 FPR 中情况与此类似,但与输出反对称,因此

$$\Delta l'_{i,i-1} = -\frac{d_1 x_1}{f_1} \quad (4.81b)$$

对应 i 和 $i-1$ 端口的阵列波导的长度差为 ΔL 。因此信号从位置在 x_1 的输入波导端口到位置在 x 的输出波导端口并经这两根阵列波导的传输后总的相位差为

$$\Delta\Phi = \beta_i(\lambda) \left[\frac{dx}{f} - \frac{d_1 x_1}{f_1} \right] + \beta_i(\lambda) \Delta L \quad (4.82a)$$

其中, β_i 为输入和输出平板波导(FPR)的传输常数, β_s 为阵列波导的传输常数。只有当此相位差等于 2π 的整数倍, 即

$$\Delta\Phi = 2m\pi \quad (4.82b)$$

(m 为整数, 对应 m 级衍射) 时从两条路径来的信号才能相干相加, 有信号输出。一般来说, 输入和输出 FPR 的几何参数相同, 即 $d_1 = d, D_1 = D, f_1 = f$, 则当 $x_1 = x$ 时有

$$\Delta\Phi_{x_1=x} = \beta_s(\lambda_0) \Delta L = 2m\pi \quad (4.83)$$

即只有波长为 λ_0 的信号才能在对应端口 $x_1 = x$ 的输入和输出波导中传输。若输入波导固定, 即 x_1 固定, 则从(4.82a)式可求得(注: 推导中用了 $\beta_i = k_0 n_a, \beta_s = k_0 n_s, k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$, 并且考虑到 x_1, x, d 相对于 f 皆为小量)

$$\left. \frac{\Delta x}{\Delta \lambda} \right|_{x_1=\text{const.}} = - \frac{N_a f \Delta L}{n_s d \lambda_0} \quad (4.84a)$$

其中, N_a 为有效折射率为 n_a 的阵列波导的群折射率, $N_a = n_a - \lambda \frac{dn_a}{d\lambda}$ 。 n_s 为平板波导的有效折射率。上式说明同一输入波导的输入信号波长改变 $\Delta\lambda$ 时, 输出波导端口位置就应改变 Δx 才能有信号输出。这一功能正好对应波长解复用。若输出波导端口间距为 D , 则可导出相邻输出波导的解复用波长差应为

$$\Delta\lambda_{\text{out}} = \frac{n_s d D \lambda_0}{N_a f \Delta L} \quad (4.84b)$$

固定 x , 类似的推导可得

$$\left. \frac{\Delta x_1}{\Delta \lambda} \right|_{x=\text{const.}} = - \frac{N_a f_1 \Delta L}{n_s d_1 \lambda_0} \quad (4.84c)$$

此式对应波长复用功能。若输入端口间距为 D_1 , 则可导出相邻输入波导的复用波长差应为

$$\Delta\lambda_{\text{in}} = \frac{n_s d_1 D_1 \lambda_0}{N_a f_1 \Delta L} \quad (4.84d)$$

定义同一波长的第 m 阶衍射束和第 $m-1$ 阶衍射束在输出端口的空间分离为 AWG 的自由空间区(FSR), 仍可从(4.82)式推得

$$X_{\text{FSR}} = x_m - x_{m-1} = \frac{\lambda_0 f}{n_s d} \quad (4.85)$$

由此可得 AWG 的最大解复用波长数为

$$N_m = \frac{X_{FSR}}{D} = \frac{\lambda_0 f}{n_s d D} \tag{4.86}$$

4.8.2 AWG 的传输特性

AWG 可以分成两类,第一类是非周期性 AWG,第二类是周期性 AWG。现举非周期性 AWG 为例,其路由表如表 4.1 所示。

表 4.1 非周期性 AWG 复用器的频率分配

输出端 口序号	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	
输入端 口序号	-8	f ₁₆	f ₁₅	f ₁₄	f ₁₃	f ₁₂	f ₁₁	f ₁₀	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁
-7	f ₁₅	f ₁₄	f ₁₃	f ₁₂	f ₁₁	f ₁₀	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	
-6	f ₁₄	f ₁₃	f ₁₂	f ₁₁	f ₁₀	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	
-5	f ₁₃	f ₁₂	f ₁₁	f ₁₀	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	
-4	f ₁₂	f ₁₁	f ₁₀	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	
-3	f ₁₁	f ₁₀	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	
-2	f ₁₀	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	
-1	f ₉	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	
0	f ₈	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	
1	f ₇	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	f ₋₈	
2	f ₆	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	f ₋₈	f ₋₉	
3	f ₅	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	f ₋₈	f ₋₉	f ₋₁₀	
4	f ₄	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	f ₋₈	f ₋₉	f ₋₁₀	f ₋₁₁	
5	f ₃	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	f ₋₈	f ₋₉	f ₋₁₀	f ₋₁₁	f ₋₁₂	
6	f ₂	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	f ₋₈	f ₋₉	f ₋₁₀	f ₋₁₁	f ₋₁₂	f ₋₁₃	
7	f ₁	f ₀	f ₋₁	f ₋₂	f ₋₃	f ₋₄	f ₋₅	f ₋₆	f ₋₇	f ₋₈	f ₋₉	f ₋₁₀	f ₋₁₁	f ₋₁₂	f ₋₁₃	f ₋₁₄	

从表 4.1 可以得出该复用器路由公式为

$$n = i + j - k \text{ 或 } n = -(i + j - k) \tag{4.87}$$

其中, n 为通过波长(频率)的下标, i 是输入端口的下标, j 是输出端口的下标, k 是与 AWG 标号顺序和 AWG 路由特性有关的常数。表 4.1 对应于 $k = 0, n = -i - j$ 。AWG 是可逆器件,即关于输入输出对称,表现在路由表上是关于主对角线对称,在路由公式上 i, j 可以互换。该特性是 AWG 可以双向使用的根据。

4.8.3 AWG 在光纤通信技术中的应用

AWG 在光纤通信技术中有着许多重要的应用,其中四种基本的应用如图 4.28 所示。现分别叙述如下:

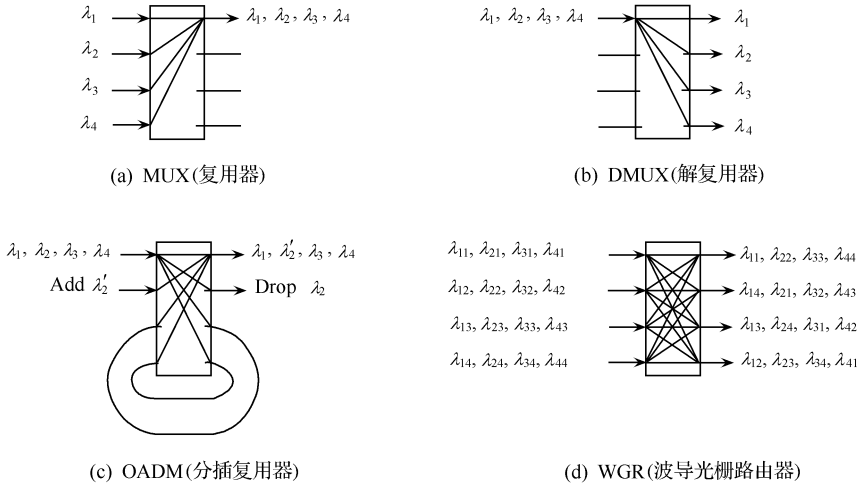


图 4.28 AWG 的 4 种基本应用

AWG 的最主要的应用是用作波分复用器和波分解复用器,如图 4.28(a)和图 4.28(b)所示。图 4.28(c)为使用 AWG 实现 OADM 功能,其中波长 λ_c 实现了下路,而 λ'_2 实现了上路。图 4.28(d)所示的应用中 AWG 被称作 WGR(波导光栅路由器),也即它是一种固定的波长路由器。图中 λ 的第一个下标表示波长的编号,第二个下标表示输入端口的编号。由图可见,每个输入端口的四个不同波长分别传送到四个输出端口,实现了波长路由。

利用 AWG 的可逆特性可以制作双向 OADM 如图 4.29 所示。图中示出的是一种结构的双向 OADM,它可以分插 7 个波长(正向 $\lambda_6, \lambda_7, \lambda_8$, 反向 $\lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5$, 由图下方的 7 个 2×2 开关控制),其 OADM 结构的上下路功能参看第 8 章 8.2.3 节说明。

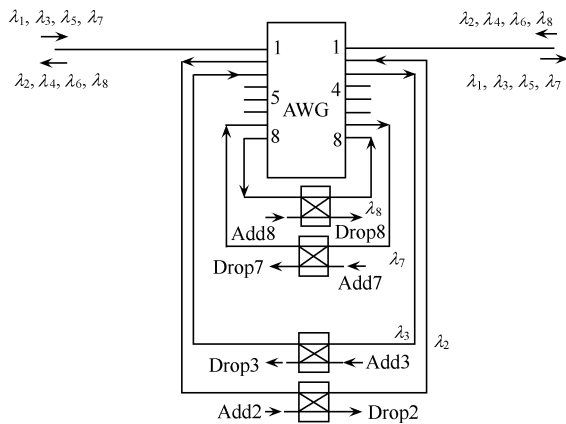


图 4.29 利用 AWG 制作的双向 OADM(称作 BADM)

4.9 光 开 关

光开关是一种重要的光无源器件,在光纤通信系统和网络中的主要用途有两个。一个是在 OXC(光交叉连接)中完成光的空分交换,实现各个波长信道的选路;另一个是在系统网络的保护倒换中实现光路的切换。上述应用将在相关章节中介绍,本节只介绍各种光开关的工作原理和主要参量。

根据工作原理的不同,光开关可以分成多种,如机械光开关、电光开关、热光开关、磁光开关、声光开关、液晶光开关、光纤全光开关和微机械系统(MEMS)光开关等。

最基本的光开关是 1×2 和 2×2 光开关。更大规模的光开关(常称作开关矩阵)可以由这些基本光开关构成。开关矩阵的结构将在第 8 章中介绍。

4.9.1 光开关的主要技术参量

光开关的主要技术参量有插入损耗、开关时间、消光比、串扰、回波损耗、功耗、寿命(开关次数)等。根据图 4.30 对几个参量说明如下。

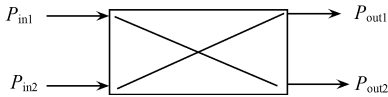


图 4.30 一个 2×2 光开关的示意图

1) 消光比(也可称作开关比):由于光开关的各种非理想因素,在某一光路被光开关关断时仍有少量输入光功率从该光路传送到输出处。按照图 4.30 的符号,设 $P_{in1} \neq 0$ 和 $P_{in2} = 0$, 则消光比定义为

$$B_s = 10 \lg(P_{out1}^{Bar} / P_{out1}^{Cross}) \quad (4.88)$$

其中, P_{out1}^{Bar} 为光开关处于“Bar”状态(输入端口 1 与输出端口 1 直通)时,输出端口 1 的输出功率, P_{out1}^{Cross} 为光开关处于“Cross”状态(如图中所画情况,输入端口 1 与输出端口 2 连接)时,输出端口 1 的输出功率。由于 $P_{in2} = 0$, 该输出功率是由输入端口 1 漏过来的功率。

2) 串扰:仍按图 4.30 的符号,设 $P_{in2} = 0$, 则串扰定义为

$$CT = -10 \lg(P_{out2}^{Bar} / P_{in1}) \quad (4.89)$$

P_{out2}^{Bar} 为光开关处于“Bar”状态时,输出端口 2 的输出功率,该功率是输入端口 1 串到输出端口 2 的功率。

3) 插入损耗:假定光开关的各种可能光路的插入损耗都一样(如果不一样,则需对每一个光路进行定义),则可选择某一光路进行定义,则插入损耗定义为

$$L = -10 \lg(P_{out1}^{Bar} / P_{in1}) \quad (4.90)$$

4.9.2 几种光开关介绍

由于人工控制的光开关不适合在实用通信系统中应用,而当前光控光开关(即

全光光开关)还不能实用化,因此当前实际系统中应用的光开关基本都是电控光开关。下面介绍几种光纤通信技术中最常用的或有希望应用的光开关。它们都是用电信号控制工作的。

1. 机械光开关

机械光开关是通过控制反射镜的运动来移动光路或者是采用定向耦合器,通过弯曲和拉伸光纤来改变耦合器的耦合效率,可以将光从一个输入端口交换到另一个端口。这种光开关的插入损耗低,串扰小,与波长和偏振无关(对波长和偏振透明)、价格适中,它已成为实际系统中使用最多的一种光开关。它的缺点是体积较大,不易集成,开关时间较长(毫秒量级),而且端口数目很少,一般为8~16个。因此,这类光开关适用于提供光通道保护和小范围的波长交叉连接,而不太适应大容量、高速、密集(例如100个信道以上)WDM系统的应用。为了克服这些缺点,人们正在研究各种新型的光开关,其中几种光开关也将在下面介绍。

机械光开关的原理比较简单,它是用移动光纤(包括移动固定光纤的套管或光纤端部的准直器)或移动光路上的一些元件(如反射镜、棱镜或透镜)改变光路,实现光路的切换。图4.31示出了一种移动光纤的机械光开关。图中所示的是1×2机械光开关,活动光纤[图4.31(b)中的光纤3]可以分别和两根固定光纤中的一根对接,实现光路的倒换。活动光纤可以用外力移动。图4.31(a)中采用了电磁力,图4.31(b)采用了压电陶瓷的形变产生的力。

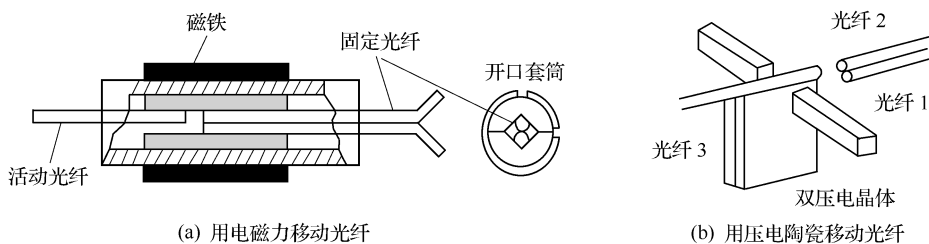


图 4.31 移动光纤的机械光开关示意图

2. 热光开关

热光开关是利用光波导材料的折射率随温度变化的性质制作的光开关。常用上面介绍过的 M-Z 干涉仪结构制作成光开关,如图 4.32 所示。与以前不同的地方是相移器用热控制。它由一段光波导组成,当加热时其折射率变化,因而通过信号的相移变化。若信号从输入端口 1 注入,输入端口 2 不注入信号,调节两臂的相移使相移器不加热时两臂的相移差为 $2m\pi$ (m 为整数),则根据(4.79b)式可知,信号将从输出端口 2 输出;当相移器加热时使两臂的相差为 $(2m+1)\pi$,则信号将

从输出端口 1 输出。因而实现了信号通路的切换。根据同样原理,若信号从输入端口 2 输入,热光开关也可以切换该信号的光路,读者可自行分析。

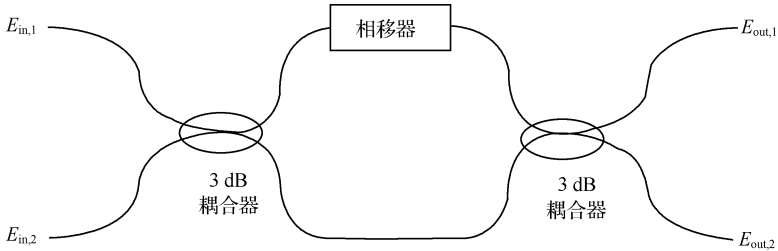


图 4.32 一种 M-Z 干涉仪结构的热光开关示意图

3. 电光开关

电光开关是根据晶体的电光效应制作的光开关。电光效应指晶体的折射率随着加在晶体上的电场而变化。有关电光效应的详细讨论,将放到第 7 章 7.1.2 节有关电光(外)调制器一节中进行。这里只讨论如何利用电光效应制作电光开关。

电光开关的基本结构是一个用 LiNbO_3 (铌酸锂)光波导制作的定向耦合器,在耦合区施加电场,如图 4.33 所示。由于 LiNbO_3 的电光特性,它在外加电场作用下折射率将改变。由于(4.45b)式中的 $\Delta\beta$ 成为折射率的函数,外加电压变化将引起 $\Delta\beta$ 变化,也即改变耦合器的功率分配。设耦合区长度为 L ,则当 $\Delta\beta L = 2n\pi$ 时, $P_2(L) = 0$, 信号将由输出端口 1 输出;当 $\Delta\beta L = \left[2n + \frac{1}{2}\right]\pi$ 时, $P_1(L) = 0$, 信号将由输出端口 2 输出,实现了开关功能。

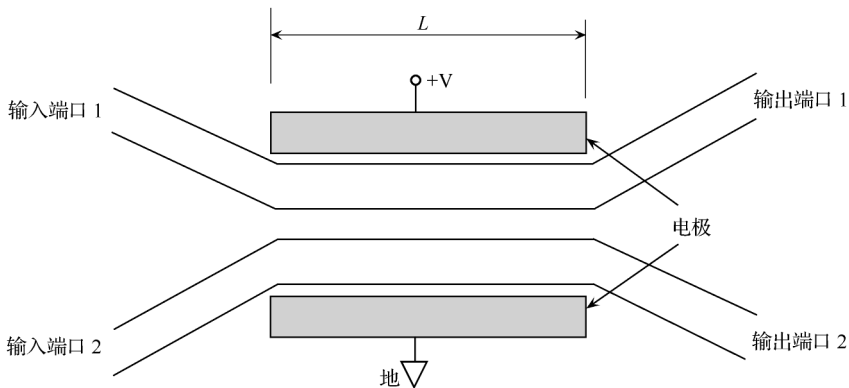


图 4.33 一种定向耦合器结构的电光开关示意图

相对于机械开关和热光开关,电光的开关速度比较快,因此在需要快速开关的场合可以采用电光开关。

4. 声光开关

使用声光相互作用可以制作声光开关,其结构示意图如图 4.34 所示。

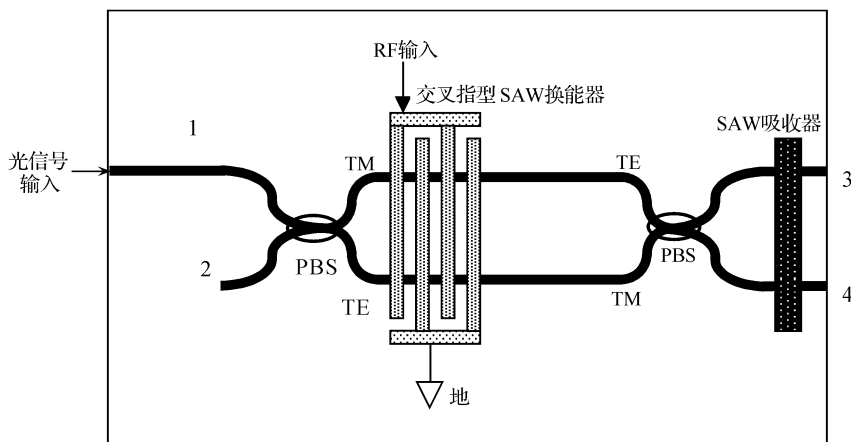


图 4.34 声光开关结构示意图

PBS: 偏振分束器, TE: 横电波, TM: 横磁波, SAW: 声表面波, RF: 射频

图中黑粗线表示集成在 LiNbO_3 基片上的光波导。交叉指型声表面波 (SAW) 换能器上施加射频 (RF) 信号,用以产生声表面波。该声表面波就像一个移动的光栅并与光波同向运动,只有特定波长的光波才能与声表面波同步(相位匹配)。设光信号由端口 1 输入,并经第一个偏振分束器 (PBS) 分成横磁波 (TM) 和横电波 (TE) 波(相互正交的偏振波),分别由上、下光波导传输。在未施加 RF 信号时, TM 和 TE 波由上、下光波导送入第二个 PBS(在光波导中传输时,偏振不变)中合束到端口 3 输出。当施加 RF 信号时,由于 SAW 的作用,与 SAW 同步的某一波长光波的 TM 波将转换成 TE 波, TE 波转换成 TM 波(偏振变化)送入第二个 PBS,如图中所画即为此种情况。该波长的光波经第二个 PBS 合束后将在端口 4 输出。其他波长的信号由于不能与 SAW 同步,因而不受 SAW 的作用仍在端口 3 输出。因此特定波长的输入信号可以在端口 3 和 4 之间切换。同理如果信号由端口 2 输入,则输出信号也可以在端口 4 和 3 之间切换。

5. SOA 光开关

SOA 的原理将在第 6 章中介绍。当施加偏置电流时,器件将具有放大能力,但是当去掉偏置电流时,器件不但没有增益,而且吸收输入信号,成为具有很强衰

减的器件。这样,通过偏置电流的切换就可以实现光开关功能。由此可知,此种光开关是一种通断型(on-off)光开关。由于“通”状态时有增益,而“断”状态时有衰减,因此消光比可以做得比较大,其开关时间也很短。当前 SOA 的价格很高,虽然它有一定的优点,但是还不易推广应用。

6. 微电光机械系统(MEMS)光开关

MEMS 光开关是 20 世纪 90 年代末发展起来的,利用微电子加工技术制成的自由空间光开关。它具有体积小(亚毫米量级)、便于集成、开关时间较短等优点。特别是大规模 DWDM 系统发展以后,开关矩阵需要做得很大,因此此种光开关受到了极大重视,得到了很大发展。已报道了 256×256 规模的产品,实验室水平已达到 1024×1024 的规模。但是,近来 MEMS 的发展有所减缓。实际应用还存在一些问题。

图 4.35 是一个 8×8 的 MEMS 光开关矩阵示意图。它是由硅半导体集成电路制造工艺制成的,因而体积可以做得很小。由图可见,此种光开关也是一种空间光开关,其中右端一排光纤和下方一排光纤分别为输出和输入光纤,用微透镜将空间光束与光纤耦合。光束的交换是自由旋转的反射镜实现的。图中可以看到,该反射镜可以按箭头所示方向旋转,可以立起,也可以倒下。当反射镜倒下时,光束不受阻挡,继续直线传输;当反射镜立起来时光束正好射在反射镜上被反射,光束向右转弯并耦合到输出光纤中。此种光开关的开关时间可以做到亚毫秒量级。

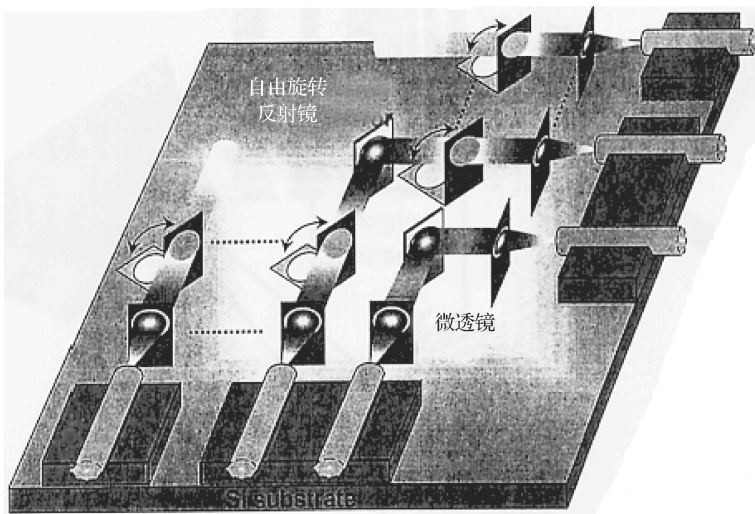


图 4.35 一个 8×8 的 MEMS 光开关矩阵示意图

MEMS 器件的优点如下:因为 MEMS 技术应用了半导体工业集成电路的制造工艺,易于大批量生产。MEMS 利用了表面细微加工技术,使得整个功能光学系统可以做在单个芯片上,这大大缩小了光学系统的尺寸和重量。而且, MEMS 光开关用微镜直接改变光束在自由空间的传播路径,因此, MEMS 光开关的运行与通信协议、光波长、数据率和调制格式无关,是“光学透明”的,其交换功能不受网络性质变化的影响。

7. 气泡光开关^[7]

由安捷伦(Agilent)公司发明的气泡波导光开关采用平面波导技术,开关驱动原理类似于喷墨打印机。它由互相交叉的波导组成。这种开关有一些长沟槽,波导的交叉点和沟槽对准。在沟槽中注入低沸点的折射率匹配液。当液体温度低时,光沿着一个光波导传播,在通过交叉点后仍然继续沿着同一波导传播。而当这个交叉点的液体被加热后,将形成气泡。气泡的存在破坏了折射率匹配,光在交叉点被反射,形成开关。每个交叉点的行为就像一个 2×2 的开关。利用这种技术,可以在一单片衬底上制作 32×32 的开关,开关时间在几十个毫秒量级。这种技术容易实现价格低廉的小规模开关阵列。

8. 光控(全光)光开关

现在实用的光开关都是电控光开关。人们在追求全光网的同时也在致力于光控光开关的研究,以实现网络的全光运行。光控光开关的实现也是求助于光学非线性效应。例如,利用 NOLM 实现 OTDM 的解复用就是用时钟光脉冲控制一路 OTDM 信道下路,实现光开关的功能。这一功能将在第 7 章中介绍(参看图 7.26)。

还可能还有其他种类的光开关,如磁光开关,液晶光开关等,这里不再介绍,表 4.2 是几种光开关的性能比较,可在应用时参考。

表 4.2 几种光开关的性能比较

类型	规模	损耗/dB	串话/dB	PDL	开关时间	价格
机械		3	55	0.2	10 ms	
热光		10	15~30	低	2 ms	
电光		8	35	1	10 ps	高
声光		2	20~30			高
SOA		0	40	低	1 ns	高
MEMS	256×256	3	45		1 ms	

4.10 光子晶体及其器件

4.10.1 光子晶体的基本概念

单晶半导体是原子或分子在空间周期性排列,存在一定能带间隙的介质结构。与半导体类似,光子晶体是一种电介质周期性排列,存在一定光学能带间隙的介质结构。光子晶体的概念最早由美国 E. Yablonovich 和 S. John 在 1987 年分别提出来的。光子晶体的基本特点是:

- 1) 具有周期性结构,折射率在空间排列的周期是光波长量级。
- 2) 具有光学禁带,落在禁带中的电磁波是不能够透射过光子晶体的。
- 3) 光子晶体材料对工作波段的光吸收很小。
- 4) 具有相空间压缩性能。

根据周期性排列的维数可以将光子晶体分为三类:一维光子晶体,二维光子晶体、三维光子晶体,如图 4.36 所示。事实上,在光子晶体概念提出之前,人们已经应用了光子晶体——布拉格光栅。布拉格光栅属于一维光子晶体。

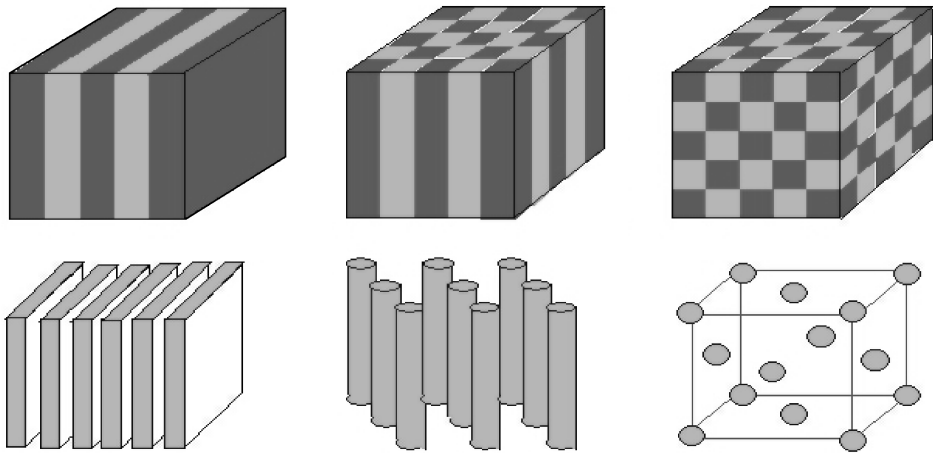


图 4.36 光子晶体的结构

自然界中就存在天然的光子晶体,例如,opal 宝石(蛋白石)和蝴蝶翅膀的鳞片就是光子晶体结构,如图 4.37 所示。澳大利亚盛产的蛋白石具有光子晶体结构,它是有二氧化硅纳米球堆积而成,它的色彩与色素无关,而是由于具有不同带隙的光子晶体结构,反射不同颜色的光。蝴蝶翅膀的鳞片也是光子晶体结构,它的色彩与选择反射光有关。



图 4.37 自然界的光子晶体结构

4.10.2 光子晶体的能带理论

虽然光子晶体的光子能带结构与固体物理的电子能带类似,在处理二者的行为模式时,还是使用相似但不同的数学模型描述;光子晶体的理论基础是建立在 Maxwell(麦克斯韦)方程的基础上的,属于电动力学的范畴;而半导体的理论基础是建立在 Schrodinger(薛定谔)方程基础上的,属于量子力学的范畴。

$$\text{(薛定谔方程)} \left[-\frac{\hbar^2}{2m} \nabla^2 + V(x) \right] \psi(x, t) = E\psi(x, t)$$

$$\text{(麦克斯韦方程)} (\nabla^2 + k_i^2) \psi(x, y) = \beta^2 \psi(x, y)$$

两者对比可得

$$k_i^2 = -\frac{2m}{\hbar^2} V(x), \quad \beta^2 = -\frac{2m}{\hbar^2} E$$

可见两式形式是相近的。

由于光子晶体折射率的排列与晶体中原子的排列类似都具有周期性,分析时都可以引入布洛赫波函数,因而可以得出:当光子晶体中折射率周期为波长量级时可以出现与固体能带理论中的禁带相类似的光学禁带。

4.10.3 光子晶体缺陷态

在固体物理中已知:晶体(crystal)中的电子会受到周期性的位势影响,物质波会由于相消性干涉而形成能隙(energy gap),导致色散关系(dispersion relation)呈带状分布,此即众所周知的电子能带结构(electronic band structures)。与固体能带理论类似,在完整的光子晶体中也可以由于电磁波的相加性与相消性干涉而形成光子能隙(photonic band gap),导致类似的色散关系而呈带状分布,即所谓的光子能带结构(photonic band structures)。这些缺陷能够束缚一定频率的光子,产

生局域化的能级,这部分局域态位于光学禁带之中。在光子晶体中可以引入不同类型的缺陷(所谓缺陷即光子晶体周期结构的破坏):点缺陷、线缺陷和面缺陷等。这些缺陷的控制是光子晶体实现各种功能的基础。比如,在DFB激光器中使用了布拉格光栅,并且利用了光子晶体的缺陷态。DFB激光器中的 $\lambda/4$ 相移实际为一个一维光子晶体中的面缺陷。在光子晶体中引入缺陷可以实现各种功能器件,如光子晶体波导,光子晶体谐振腔,光子晶体耦合器,光子晶体滤波器,光子晶体激光器等。鉴于篇幅有限,本章只详细介绍光子晶体光纤和光子晶体滤波器。光子晶体激光器在第5章中介绍。

4.10.4 光子晶体光纤

光子晶体光纤(PCF)是一种带有线缺陷的二维光子晶体(线缺陷指一条线上周期结构的破坏)。最早由ST. J. Russell等人于1992年提出,其实用样品“无限长的单模光子晶体光纤”是在1996年的国际光纤通信会议(OFC)上发布的。

光子晶体的导波特性与传统的介质波导的导波特性有着本质的区别。介质光波导采用全反射型导波(如第2章光纤和平板波导的射线理论所述),光子晶体波导是利用光子禁带的局域态导波,即布拉格型导波。普通光纤中光的传输依靠光在纤芯与包层界面上的全反射实现的。光子晶体光纤也利用以上两种导波特性和由此分为两类:一类为改进型全反射光子晶体光纤(M-TIR fibres),又被称为无尽单模光纤(endlessly single-mode fiber);另一类为光子带隙光纤(PGB fiber)。

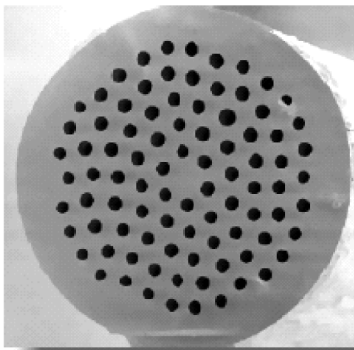
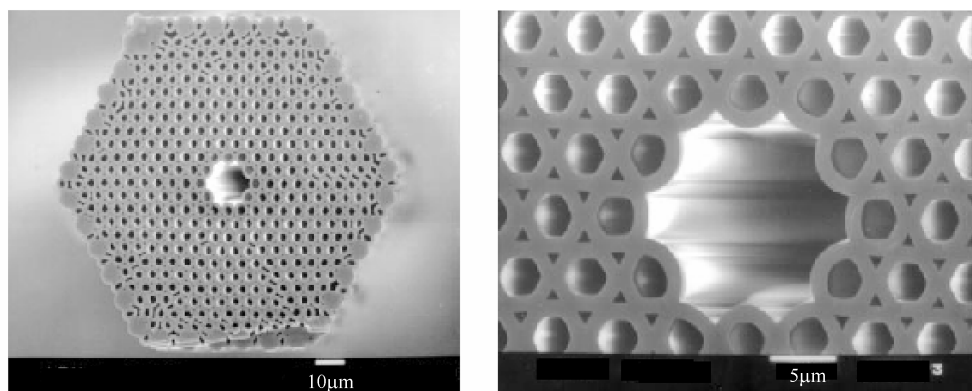


图 4.38 改进型全反射光子晶体光纤

改进型全反射光子晶体光纤仍然利用光的全反射效应(纤芯折射率大于包层折射率)实现光的传输,其纤芯是实心的 SiO_2 ,且空气的填充率很小,不出现光子禁带,但有效折射率差仍很大如图4.38所示。这种光纤对多模泄漏严重,只承载单模传输,且与芯区尺寸无关,可比传统单模光纤大得多。强限制也使得芯区尺寸可比传统光纤小很多,可以具有高功率密度和强非线性,更容易产生光孤子、Raman效应,四波混频等非线性光学效应。光子禁带光纤则是利用光子晶体的局域态导光,

光通道可以是真空或者其他低折射率介质,如图4.39所示。这类光纤对不同光的传输具有选择性(由于包层的光子晶体存在禁带,限制某些光波长传输,因此这些波长的光只能约束在中心的芯区中传输)。如果以真空或者空气作为光传播通道,可以传播高能量密度的光,损耗很小,没有色散,不出现非线性效应;但也可以填充

某些气体和液体,产生较强的非线性效应。



(a) 光子禁带光纤结构示意图

(b) 图(a)中芯区的局部放大

图 4.39 光子禁带光纤

目前已经研制出低损耗的光子晶体光纤、大有效面积的光子晶体光纤、色散补偿的光子晶体光纤、极高非线性的光子晶体光纤等。

4.10.5 光子晶体滤波器

光子晶体具有光子禁带,即在禁带区内光子频率的波不能通过该光子晶体。因此,一块光子晶体就是一个理想的带阻滤波器。光子晶体滤波器的滤波性能远优于普通的光滤波片,其阻带区对透过光的抑制极易达到 30 dB 以上。另外,由于光子晶体使用对光波几乎没有损耗的介质材料制成,所以光子晶体滤波器对通过波段的光波损耗非常小。

在光子晶体结构中,可以应用光子晶体波导和谐振腔之间的相互耦合作用构造高品质的选频滤波器。结构上最简单的光子晶体滤波器建立在一维周期性结构上。其中一维光子晶体结构简单、制作方便、禁带计算较之二维、三维光子晶体容易很多,在滤波器设计和应用方面有突出优势。一维光子晶体滤波器就是通过在周期结构中引入缺陷,使原有的周期性受到破坏,在光子禁带中出现频率范围极窄的缺陷态,只有这个频带范围的电磁波才能通过,其他频率由于受禁带影响而不能传输,从而实现滤波。光子晶体滤波器的滤波窗口可以做到极窄。

在光子晶体中引入点缺陷(即谐振腔),可以实现对特定频率的选频功能。比如在两个平行波导之间放置两个单模谐振腔。两个谐振腔之间的距离需要优化以实现在特定端口相干加强,其他端口相干相消。此外,这两个单模谐振腔也可以由一个支持多模的谐振腔来替代。并要求其至少支持两个谐振模,即:一个奇模和一个偶模。实现这些要求的条件是:必须设计两个分别支持一个奇模和一个偶模的

单模谐振腔(或者支持一个奇模和一个偶模的多模谐振腔),并且这两个谐振模具有相同的线形。

Shan 提出的结构中^[4],采用了一个波导和一个耦合腔,形成侧边耦合谐振腔滤波器结构,如图 4.40(a)所示。通过在波带中耦合腔两侧加入反射元件如图 4.40(b)所示,使得传输系数在很窄的频率范围内实现突变,得到很好的滤波特性,如图 4.41 所示。

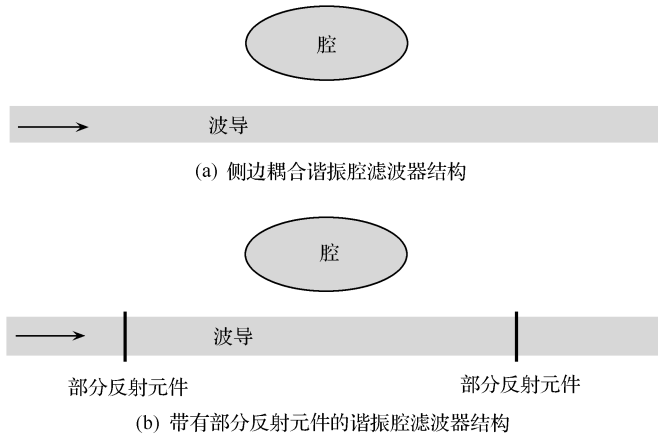


图 4.40 光子晶体滤波器结构

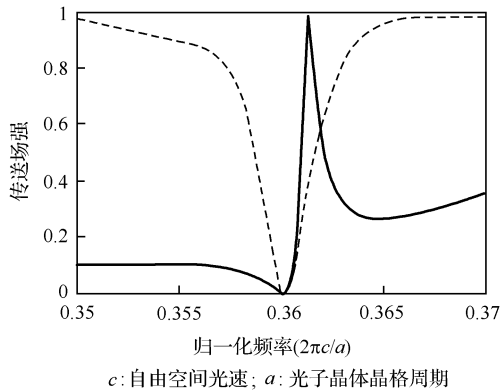


图 4.41 光子晶体滤波器的滤波特性

参考文献[5]中提出了一种 FP 腔光子晶体带通滤波器。结构如图 4.42 中插图所示。二维介质柱光子晶体平板,去掉一排介质柱形成多模波导,然后插入两个半径较小的介质柱形成部分反射元件。

图 4.43(a)是上述 FP 腔带通滤波器级联的结构图,图 4.43(b)是它的等效电路图,其 FDTD 的时域仿真求得的滤波器内场分布如图 4.44 所示。

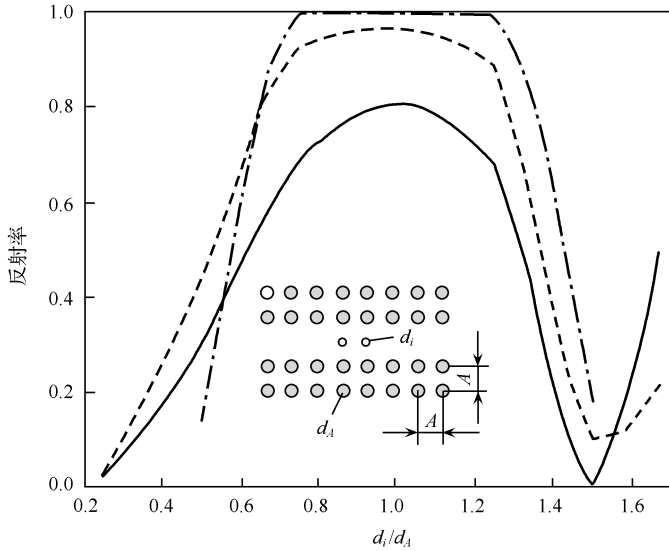


图 4.42 一种 FP 腔带通滤波器及其滤波特性

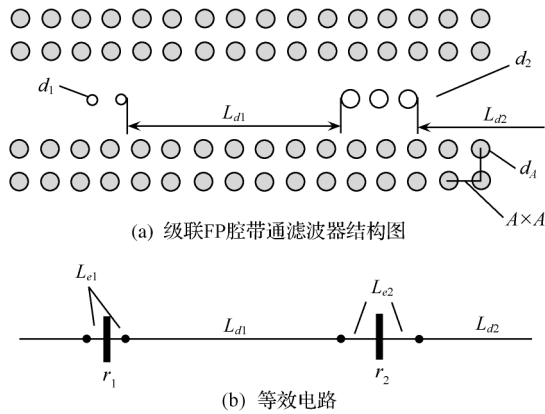


图 4.43 级联的 FP 腔带通滤波器

在这种结构中,FP 腔的部分反射面是通过在光子晶体波导中放置适当的光子晶体缺陷形成的。对这种结构,必须仔细设计光子晶体腔的反射率、相位以及群光长度以确定谐振频率,自由谱范围以及带宽,因此这种设计很困难。

在参考文献[6]中提出一种高阶光谐振腔滤波器,如图 4.45 所示。在这种结构中,耦合谐振腔被直接嵌入在二维光子晶体波导中。文章中作者使用等效电路方法设计了一个三阶切比雪夫滤波器。滤波器的中心频率为 193.55 THz,带宽为 50 GHz。因此,这种滤波器可用于具有 100 GHz 信道间隔的 WDM 光通信系统。

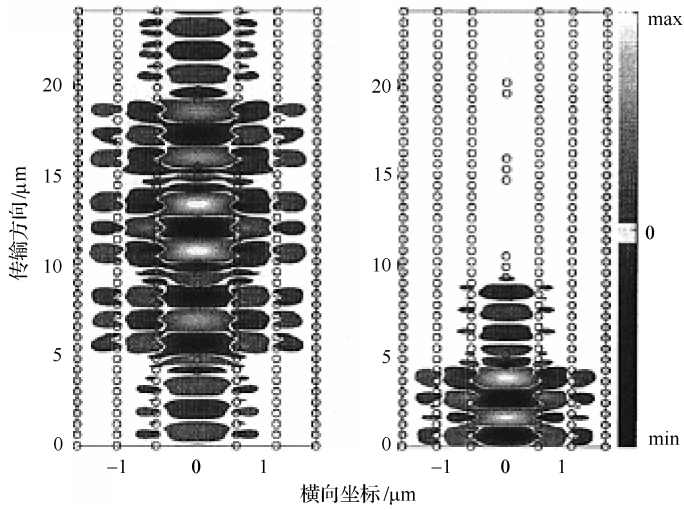


图 4.44 图 4.43 滤波器结构中场分布的 FDTD 仿真结果

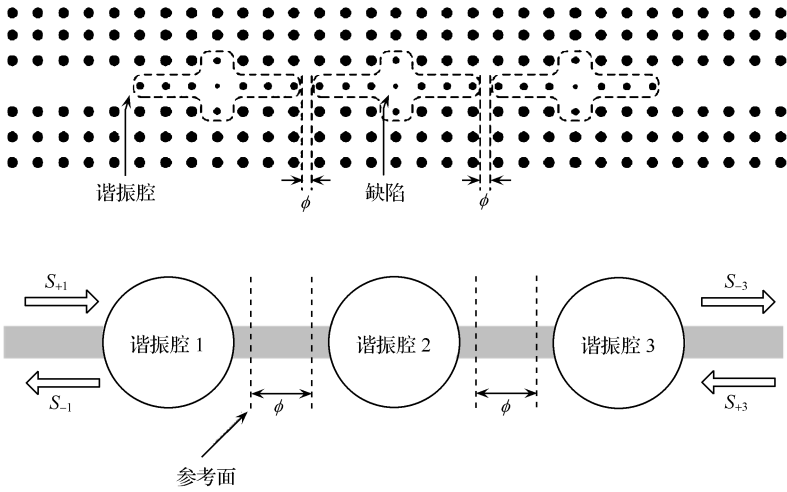


图 4.45 三阶光子晶体谐振腔滤波器结构

思考题与习题

- 4.1 画出用环形器[图 4.3(a)或(b)]代替半透半反镜建立 OTDR 装置的结构图, 分析其性能优缺点。
- 4.2 试分析(4.30)式定义的两个参量的物理意义。

- 4.3 在相干光纤通信系统中常用光纤耦合器作为合波器将接收信号与本振信号合波并在光检测器(PIN)中相乘输出中频信号。试分析耦合器的分光比应多大时相乘后的输出功率最大?
- 4.4 图 4.12(a)所示装置只能用于下路。试将其改造成具有上下路功能的分插复用器(即 OADM)。(提示:可以再增加一个环形器。)
- 4.5 试分析如图 4.12(c)所示装置的上下路原理。
- 4.6 设 F-P 谐振腔的腔长为 1 cm,两反射镜的反射系数均为 0.99,腔体与反射镜均无损耗,求该谐振腔的自由谱区和细度。
- 4.7 如何设计一个多层介质膜滤波器的结构,使其透射系数增加(即设计所谓增透膜)?解释其原理。
- 4.8 需要几个 MZI 设计一个 4:1 的波分解复用器,将 4 个波长解复用?它们的两臂光纤的长度差各应多大?
- 4.9 试分析利用 AWG 制作的双向 OADM 的优缺点。
- 4.10 根据图 4.32 分析,若信号只从输入端口 2 注入,分析在相移器加热或不加热的情况下光路如何变化。

参 考 文 献

- [1] 叶培大,吴彝尊.光波导技术基本理论.北京:人民邮电出版社.1981.
- [2] 张银英.基于 NLCFBG 和薄膜技术的色散可调谐器件研究.北京大学硕士论文.2002,6.
- [3] 宁提纲等.用级联光纤光栅补偿色散在 652G 光纤上 4×10 Gb/s 无电中继低价传输 640 km. 电子学报.2002,8;1 097~1 099.
- [4] Fan S. Sharp Asymmetric Lineshapes in Side-Coupled Waveguide-Cavity Systems. Applied Physics Letters. 2002,80;908~910.
- [5] Costa R, Melloni A, Martinelli M. Bandpass Resonant Filters in Photonic-crystal Waveguides. IEEE Photonics Technology Letters. 2003,15;401~403.
- [6] Park D, Kim S, Park I, Lim H. Higher order Optical Resonant Filters based on Coupled Defect Resonators in Photonic Crystals. Journal of Lightwave Technology. 2005,23; 1923~1928.
- [7] 宋菲君,羊国光,余金中.信息光子学物理.北京:北京大学出版社.2006.

第 5 章 光纤通信技术中的光有源器件

光纤通信技术中常用的有源器件包括用作光源的激光器和发光二极管等,用于接收机中的光检测器,以及各种光放大器。下面对前两类器件分别进行讨论,各种光放大器留到下一章讨论。

5.1 光纤通信的光源

5.1.1 概述

当前光纤通信系统所用的光源仍然主要是激光器(LD)与发光二极管(LED)。它们都是半导体器件,具有半导体器件的共同优点:体积小、重量轻、寿命长、功耗低、成本低、可能集成等。正如前面所说,光纤通信技术的发展与光源技术的发展是分不开的。有了适合光纤通信系统要求的光源,光纤通信技术才能发展。除了上述优点外,LD 和 LED 还具有一些适合光纤通信应用的其他特性,如:

1) 只要选择合适的光电材料就可制成工作波长处在光纤低损耗窗口的 LD 和 LED。这些材料主要由 III、V 族元素构成。工作于 850 nm 波段的光电材料常用 GaAs 和 GaAlAs,工作于 1 310nm 和 1 550 nm 波段的光电材料常用 InP 和 In-GaAsP 等。

2) LD 具有足够高的输出光功率(可达毫瓦量级或者更高)和很窄的静态光谱线宽和调制谱宽,适合在高速长距离传输系统应用;LED 的输出光功率较低、谱宽很宽,可应用于低速短距离传输系统。

3) 改变注入电流就可以改变输出光强和频率,前者可用于强度调制/直接检波(IM/DD)系统,后者在 IM/DD 系统中产生啁啾,是一个不利因素,但对于 LD,它也可以用于色散支持系统和频移键控(FSK)相干光纤通信系统,成为有利因素。

此外,LD 和 LED 还有许多相像之处和不同之处。

在结构方面:它们都是由 PN 结构成,利用结区电子与空穴的复合产生自发辐射(LED)或受激辐射(LD)。为了限制光子和载流子外漏,限制光功率和注入电流的无用消耗,它们都采用了异质结结构(单异质或双异质结结构,在下一节中将简要介绍异质结结构及其工作原理)。

两者在结构上的主要差别是 LD 中要形成谐振腔,即由反馈而形成振荡,是受激辐射;而 LED 不需要形成谐振腔,是自发辐射。

两者在结构上的另一个共同点是,LD 和 LED 都存在面发射和边发射的分别。LED 开始都是面发射,光纤可以在垂直 PN 结的面上与其耦合,其速率很低,后来发展了边发射 LED,调制速率可达数百 Mbit/s。而 LD 开始都是边发射,在平行 PN 结的方向形成腔。后来出现了垂直腔面发射激光器(VCSEL),它容易与光纤耦合、容易集成,成本很低,而且调制速率也可以较高,可能成为高速光纤接入网所用的光源。LD 和 LED 一般特性的比较示于表 5.1。

表 5.1 LD 和 LED 一般特性的比较

类型	光谱宽度	光束开角	寿命	价格
LD	数 nm 或更窄	$\theta_{\perp}: 30^{\circ} \sim 50^{\circ}; \theta_{\parallel}: 5^{\circ} \sim 10^{\circ}$	10^6 h	几百美元~几千美元
LED	36nm	$\theta_{\perp}: 25^{\circ} \sim 35^{\circ}; \theta_{\parallel}: 120^{\circ}$	10^9 h	几十美元

注: θ_{\perp} 为垂直结平面的光束开角, θ_{\parallel} 为平行结平面的光束开角。

由表 5.1 可见,LED 光束开角大,耦合进光纤的功率小,谱的宽度大,色散大,因而 LED 只能用于低速短距离光纤通信系统。但它也有许多重要优点,不仅价格低、寿命长,而且热稳定性好,不需要热、光稳定电路,驱动电路简单,线性好,因而它没有被淘汰。

补充说明一点:谱宽指光源总的频谱宽度,包括多模时的所有模的谱宽度。而线宽指某一模式的谱线宽度,通常指 3 dB 谱线宽度。而现在常用的 LD 谱宽定义为 -20dB 谱线宽度。

下面对 LD 和 LED 的工作原理做一简单介绍。

5.1.2 半导体光源的物理基础

1. 玻尔的能级假说

1913 年玻尔在普朗克、爱因斯坦和卢瑟福等人工作的基础上提出了原子能级的假说,即

1) 单个原子(例如稀薄气体中的原子,它们相互间的作用可以忽略,近似看作孤立原子)存在某些定态,处于这些定态的原子能量只能取一些分立的值不能连续取值,这些定态称作原子能级。

2) 当原子从一个能级跃迁到另一个能级时,则发出或吸收电磁辐射。跃迁过程满足下述方程

$$h\nu = |E_m - E_n| \quad (5.1)$$

其中, E_n 和 E_m 分别为跃迁前、后的原子能级, h 为普朗克常数, ν 为电磁辐射的频率。一个原子的跃迁对应于一个光子的发射或吸收。无论发射或吸收电磁辐射,此方程都必须成立。

能量最低的原子能级称作基态能级,其他能量较高的原子能级称作激发态能级。

玻尔的能级假说已经成为原子结构的量子理论的基础,也是光发射、吸收和激光器理论的基础。由此可得出结论,原子光谱必然是由分立谱线组成的离散谱。

单个原子处于哪一个能级具有随机性。在热平衡时,气体中各能级上的原子数目服从一定的统计分布,称作玻耳兹曼正则分布,即能量为 E_1 和 E_2 的任意两个原子能级 ($E_2 > E_1$) 上原子数目之比为

$$\frac{N_2}{N_1} = e^{-\frac{E_2-E_1}{kT}} < 1 \quad (5.2)$$

其中, N_1 和 N_2 分别为能量为 E_1 和 E_2 的能级上的原子数目, T 为体系热平衡时的绝对温度, k 为玻耳兹曼常数。此分布律说明基态上原子数最多,能级越高,原子数越少。在 T 不是很高时,绝大部分原子处于基态。

2. 自发辐射、受激辐射和受激吸收

如上所述,能级间的跃迁可能有两种,原子从高能级向低能级的跃迁对应于光子的发射,相反地,原子从低能级向高能级的跃迁对应于光子的吸收。光子的吸收必然有光子的入射,在入射光子的激励下,原子从低能级向高能级的跃迁,称作受激吸收。辐射过程则有两种,一种是有光子介入,即在入射光子的激励下,原子从高能级向低能级跃迁,同时发射一个与入射光子频率、相位、偏振和传输方向都相同的(相干的)另一个光子,这一过程称作受激辐射;另一种没有光子介入,即处于高能级的原子可自发地辐射一个光子,跃迁到低能级,这一过程称作自发辐射。三种跃迁过程的示意图如图 5.1 所示。由于自发辐射是随机的,自发辐射光子的相位、偏振和传输方向也是随机的,因此自发辐射是非相干的,而受激辐射则是相干辐射。

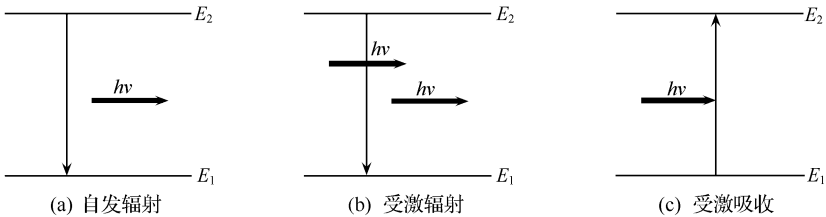


图 5.1 三种跃迁过程

对于三种跃迁过程,(5.1)式都成立。由于有 $E_2 > E_1$, 因此三个跃迁过程对应的光波频率应为

$$\nu = \frac{E_2 - E_1}{h} \quad (5.3)$$

3. 半导体中的能带结构

半导体是一类固体,它们与气体不同,原子间存在很强的相互作用,并按一定的周期结构排列形成晶体。在同一元素的稀薄气体中,原子间相互作用很弱,各个原子的能级结构与单个原子相同,因此它们的能级是简并的,即各个原子具有相同的能级结构。在半导体中,电子在各能级上的分布要受泡里不相容原理的限制,即每个单电子量子态中最多只能容纳一个电子,即该量子态或者被一个电子占据或者空着。而半导体晶体中,原子紧密排列,各原子的外层电子轨道相互重叠(或者按量子力学的说法,外层电子的波函数相互重叠)。这种情况下,简并的能级就不能存在,因为相邻原子的外层电子都可以占据这些简并能级,从而违反泡里不相容原理。因此,原子间的相互作用的结果,能级结构要发生变化。各原子的外层电子简并的能级发生分裂,形成了能带结构。这样外层电子就可以占据能带中的不同能级,从而不违反泡里不相容原理。

最终半导体的典型能带结构如图 5.2 所示,其中包括价带、导带和价带与导带之间的禁带。在一定条件下导带中可以存在自由电子,而价带中只能存在价电子,而禁带中没有电子存在。

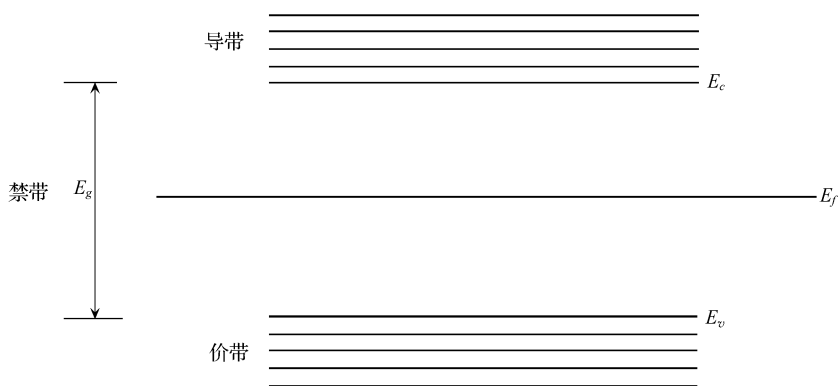


图 5.2 本征半导体的能带示意图

当载流子(包括电子和空穴)在能带间跃迁,产生电子和空穴的离解和复合,并伴随光子的吸收和发射。

电子在半导体中各能级的分布服从费米-狄拉克统计规律,其表述如下:在一定的温度下,由大量电子所组成的近独立体系,每个能量为 E 的单电子量子态被电子占据的概率 $f(E)$ 服从费米分布函数,它可表示为

$$f(E) = \frac{1}{e^{(E-E_f)/kT} + 1} \quad (5.4)$$

其中, E_f 称作费米能级, 具有能量量纲; k 是玻耳兹曼常数; T 是绝对温度。

费米能级不是电子可以占据的能级, 而是表示费米分布的特征参量。当 $E = E_f$ 时 $f(E) = 1/2$, 当 $E < E_f$ 时 $f(E) > 1/2$, 当 $E > E_f$ 时 $f(E) < 1/2$ 。

对于本征半导体(不掺杂的半导体), 在温度 $T = 0 \text{ K}$ 时, 费米能级在禁带的中心, 如图 5.2 所示。在温度 $T > 0 \text{ K}$ 时, E_f 略有提高, 但仍可近似看作在禁带的中心。

图 5.2 中 E_g 是禁带宽度, E_c 是导带底能级, E_v 是价带顶能级。在温度 $T = 0 \text{ K}$ 时, 半导体中相邻原子由共价键相连, 它们共享外层的 8 个电子(它们被称作价电子, 这也是“价带”名称的由来), 使它们处于稳定状态。这时, 所有外层电子都被各原子束缚, 不能自由运动, 它们都处于价带。(原子的内层轨道上的电子具有更低的能量, 它们常常被原子核牢牢束缚, 需要非常大的能量才能将其跃迁到导带。例如 X 射线激光就需要内层电子的跃迁)。在温度 $T = 0 \text{ K}$ 时, 导带中没有电子, 半导体完全不导电, 如同绝缘体一样。当温度 $T > 0 \text{ K}$ 时, 晶格产生振动。由于半导体的禁带宽度比较小, 晶格振动能量传递给被束缚的价电子, 使其可以越过禁带到达导带, 并在价带中留下一个空穴。这时半导体导带中存在自由电子, 价带中存在的空穴也是自由的, 可以传导电荷(在空穴附近的价电子移动到空穴位置, 和空穴复合, 并在价电子原来的位置留下一个空穴, 实现空穴的移动), 从而具有导电性。

在常温情况下, 半导体中导带只有少量电子(对应地, 价带中存在少量空穴), 因此不具有很强的导电性。如果大量电子跃迁到导带, 并形成粒子数反转分布, 则可能实现激光的发射。

半导体中也存在三种跃迁过程。半导体可以吸收一个光子使价带中的电子跃迁到导带, 并在价带中留下一个空穴, 这就对应受激吸收。导带中的电子可以自发跃迁到价带, 在与价带中的空穴复合的同时发射一个光子, 这就是自发辐射。导带中的电子也可在光子的作用下跃迁到价带, 与空穴复合, 并发射一个与原光子相干的光子, 即产生受激辐射。三种跃迁过程将在不同的器件中存在。本书将在后面适当地方介绍。

4. 粒子数反转分布

前面已经提到, 在平衡状态下, 高能级的粒子数 N_2 总是小于低能级的粒子数 N_1 。在这种情况下, 受激辐射概率小于受激吸收概率, 不能产生强的光发射。只有在非平衡状态下, 达到粒子数反转分布, 即 $E_2 > E_1$ 时才能实现持续的光发射。在激光器的情况下, 粒子数反转分布是实现激光发射的必要条件, 即 N_2 应大于 N_1 。为了实现粒子数反转分布, 就需要大量电子跃迁到导带, 为此, 需要泵浦机构为电子跃迁提供能量。此外, 还需要有亚稳态能级使激发的电子保持一段时间, 形成粒子数反转。这些问题将在激光器原理中介绍。

5. PN 结

发光二极管(LED)和半导体激光器(LD)都是由具有光电特性的材料构成的PN结半导体二极管。P型半导体和N型半导体都是在本征半导体中掺入杂质的半导体。

N型半导体是本征半导体中掺入施主杂质形成的。施主杂质原子进入本征半导体后,将代替原晶格中的原子形成共价键,与相邻原子共享8个价电子。由于施主杂质原子的外层电子比原晶格中原子的外层电子多,因此形成稳定的共价键后,将有多余的价电子游离于晶格之中(这也是“施主”名称的由来)。这些游离的价电子与原子核之间的作用力很小,具有较高的能量(所处的能级 E_c 更接近导带,它与导带底之间的能量差 $\Delta E_c = |E_c - E_v| \ll E_g$),因此,只要较小的能量就可以跃迁到导带。杂质原子失去价电子后成为带正电的离子,它是稳定的,在半导体中是不移动的(它们的最外层电子数是8个,不能形成能够移动的空穴。若要形成空穴,则需再激励一个价电子到导带)。在常温下许多杂质的价电子可以跃迁到导带,而价带中的价电子要克服禁带能隙 E_g 才能跃迁到导带。此时,导带中的电子主要是施主杂质提供的,导带中电子数量大于价带中的空穴数量,因而这种半导体的导电性来自于导带电子。因此,称这种半导体为电子型半导体或N型半导体,其中电子称作多数载流子,空穴称作少数载流子。

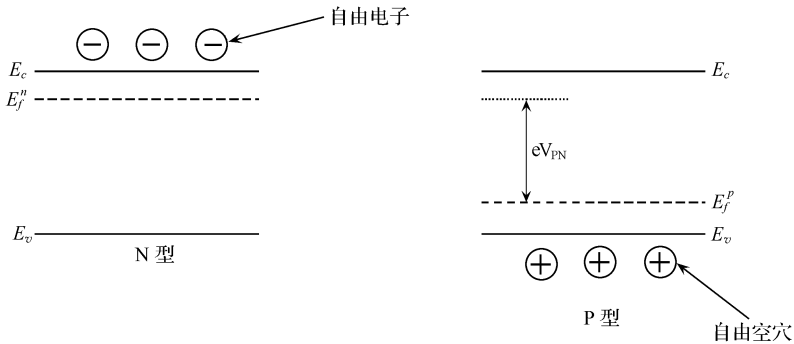
掺有施主杂质的半导体中,由于靠近导带底存在杂质的价电子,导带中存在从杂质价电子跃迁来的自由电子,因此高能级上电子比本征半导体多,即高能级被电子占据的概率提高,根据(5.4)式可知,N型半导体的费米能级将向导带(高能级)移动到导带底能级 E_c 附近,在重掺杂情况下,可能超过 E_c ,进入导带,这时价电子占有导带能级的概率大大提高。

P型半导体是本征半导体中掺入受主杂质形成的。受主杂质原子进入本征半导体后,也将代替原晶格中的原子形成共价键。但受主杂质原子的外层电子比原晶格中原子的外层电子少,不足以形成稳定的8个共价键,即杂质原子与相邻晶格中的原子共享的外层电子不足8个。缺少的电子形成空穴,好像形成了价电子的空位。缺少电子的杂质原子所处的能级 E_h 距价带顶能级 E_v 很近,相邻原子上的价电子(其所处能级在 E_v 附近)只需要很少能量 $\Delta E_h = E_h - E_v$ 就可填补这一空位,即该价电子由能级 E_v 跃迁到能级 E_h ,原来所处的位置又形成了空穴。这一过程不断进行,不断形成的空穴游离于晶格之中,形成“自由空穴”。这一过程可以理解为处于能级 E_h 的杂质原子的空穴跃迁到价带,同时价电子补充了杂质原子的空穴,使杂质原子变成负离子,它是比较稳定的,不能移动的。虽然在常温下,价带的价电子可以跃迁到导带,并在价带中留下空穴,但由于 $\Delta E_h \ll E_g$,此时价带中绝大部分空穴是由杂质原子的上述跃迁而来的。此时价带中的空穴数比导带中的电

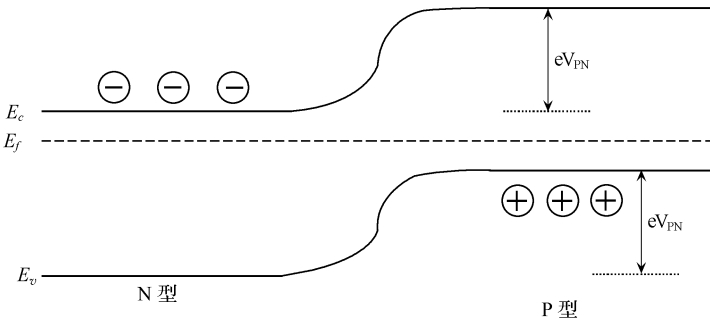
子数多得多,半导体的导电性来自于价带中的空穴,因此称这种半导体为空穴型半导体或 P 型半导体,其中空穴称作多数载流子,电子称作少数载流子。

由于与 N 型半导体类似的原因,掺有受主杂质的半导体中的费米能级将向价带(低能级)移动到价带顶能级 E_v 附近,在重掺杂情况下,可能低于 E_v , 进入价带。

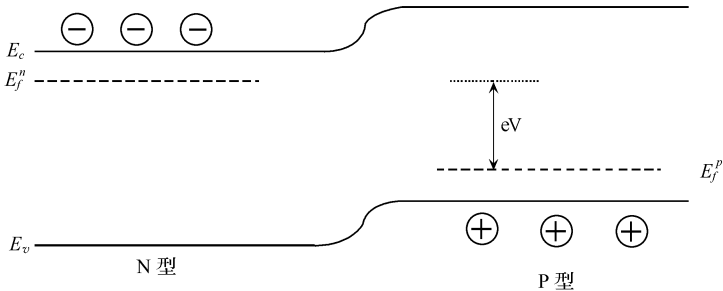
根据上述讨论,P 型半导体和 N 型半导体单独存在时的能级图如图 5.3(a)所示,这时 N 区的费米能级靠近导带,P 区的费米能级靠近价带。



(a) P 型半导体和 N 型半导体单独存在时的能级图



(b) P 型半导体和 N 型半导体相互接触形成 PN 结时的能级图



(c) PN 结施加正向偏置电压 V 时的能级图

图 5.3 能级图

图 5.3(b)表示 P 型半导体和 N 型半导体相互接触形成 PN 结时的能级图。PN 结是一种非均匀半导体。这样的半导体在热平衡状态时必须具有统一的费米能级,即两边的费米能级处于同一水平上(电子占据的概率相同),如图 5.3 (b)所示。因为 N 区电子占据高能级的概率大于 P 区,因此这些高能级的电子将向 P 区扩散,以满足费米-狄拉克统计规律。P 区的空穴也因同样原因向 N 区扩散。换一种说法,因为 P 型半导体中存在大量“自由空穴”,而 N 型半导体中存在大量的“自由电子”,在这两型半导体相互接触时,由于 P 型半导体中的空穴浓度大于 N 型半导体,因此空穴将由 P 区向 N 区扩散,留下不能运动的杂质负离子。由于类似的原因,电子将从 N 区向 P 区扩散,留下不能运动的杂质正离子。这样,在 PN 结界面附近 P 型半导体一侧形成由负离子组成的负空间电荷层,而 N 型半导体一侧形成由正离子组成的正空间电荷层。在空间电荷层缺少载流子,因而电阻很大。此区域即 PN 结,又称作耗尽层。在正负空间电荷层之间形成了自建电场[图 5.3 (b)中的 V_{PN} 即是自建电场的电势差],电场方向由 N 区指向 P 区(P 区电势低于 N 区)。在自建场的作用下载流子(电子和空穴)的扩散运动将受到阻挡,扩散的载流子逐渐减少,因此结区又称作阻挡层。在自建场作用下载流子还要做漂移运动,方向与扩散运动相反,电子从 P 区向 N 区漂移,空穴从 N 区向 P 区漂移。随着扩散运动的继续,空间电荷密度加大,自建场强度加大,漂移运动增强。在自建场达到一定强度时,漂移运动与扩散运动的作用相互抵消,达到动态平衡状态。自建场使 N 区的电势提高,也即使 N 区的能级(包括费米能级)下降,直到形成了统一的费米能级,并使能级在自建场处弯曲,形成势垒。

上面的讨论中假定了 P 区和 N 区的掺杂浓度不高,导带底和价带顶能级在结区连续过渡,因此禁带宽度在结区处处相等。

PN 结具有单向导电性。如果在 PN 结上施加正向电压(即电源正极接 P 区,负极接 N 区),由于外加电场与自建场方向相反,因而外加电场使空间电荷形成的势垒下降[见图 5.3 (c)],扩散运动又超过漂移运动,形成正向电流。当 PN 结上施加反向电压(即电源正极接 N 区,负极接 P 区),由于外加电场与自建场方向相同,因而外加电场使空间电荷形成的势垒进一步加高,漂移运动超过扩散运动,形成反向电流。正向偏压时的正向电流是由多数载流子(N 区的电子和 P 区的空穴)引起的,数值较大。反向偏置时由于多数载流子在外加场的作用下远离结区,使空间电荷层进一步加宽,电阻增高。这时各区的少数载流子(简称少子,即 N 区的空穴和 P 区的电子)向结区扩散,到达结区后即在势垒作用下向相对区域漂移,形成反向电流。因为反向电流是由少子形成的,所以很小。这就是半导体单向导电的原理。

半导体激光器工作时 PN 结是正向偏置。如上所述,PN 结正向偏置时势垒下降了 eV ,因而 P 区的能级(包括费米能级)也相应地下降了 eV 。这样,P 区和 N 区的费米能级也随之分离。但在结区附近,由于少子的作用,电子和空穴的费米能级

不重合,称作准费米能级,分别用 E_f^e 和 E_f^h 表示,如图 5.4 所示。这时仍可认为 P 区和 N 区分别处于平衡状态,因而分别具有不同的费米能级,即准费米能级。下面对结区附近费米能级的分离做简单解释。

在正向偏压下,扩散运动超过漂移运动。N 区的电子通过结区向 P 区扩散,在 P 区,电子是少子。由于 N 区的电子浓度远高于 P 区,因此 N 区费米能级不受扩散运动的影响,同时势垒厚度很窄,因此可以认为电子的准费米能级在 N 区和结区不变化(如图 5.4 的 N 区中 E_f^e 所示的横虚线那样,这一段的 E_f^e 与 E_f^n 重合)。电子越过结区后在 P 区继续向远离结区的方向扩散,并在扩散过程中不断与 P 区的空穴复合,电子少子不断减少,电子的准费米能级 E_f^e 也不断下降,如图 5.4 中 P 区的 E_f^e 曲线所示。当电子少子全部复合完毕,则电子的准费米能级 E_f^e 与 P 区的费米能级 E_f^p 重合,成为电子和空穴统一的费米能级。空穴的准费米能级 E_f^h 有类似的情况。在正向偏压下 P 区的空穴通过扩散进入 N 区成为 N 区的少子。同样,由于 P 区的空穴浓度远高于 N 区,因此 P 区费米能级不受扩散运动的影响,同时势垒厚度很窄,因此可以认为空穴的准费米能级在 P 区和结区不变化(如图 5.4 的 P 区中 E_f^h 所示横虚线那样,这一段的 E_f^h 与 E_f^p 重合)。空穴越过结区后在 N 区继续向远离结区的方向扩散,并在扩散过程中不断与 N 区的电子复合,空穴少子不断减少,空穴的准费米能级 E_f^h 也不断上升,如图 5.4 中 N 区的 E_f^h 曲线所示。当空穴少子全部复合完毕,则空穴的准费米能级 E_f^h 与 N 区的费米能级 E_f^n 重合,成为电子和空穴统一的费米能级。

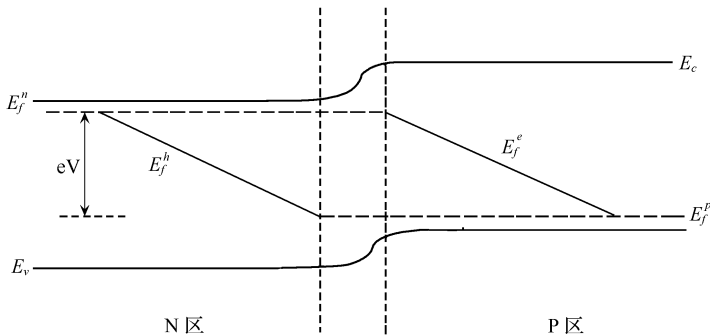


图 5.4 PN 结施加正向偏置电压 V 时的费米能级的变化

结区费米能级的分裂使得半导体激光器所需要的粒子数反转得以实现。在结区中电子的准费米能级很高,因此导带中电子数很多;而空穴的准费米能级较低,因此价带中空穴很多,即实现了粒子数反转(更多的电子进入导带)。在这一区域中,只要注入光子能量超过禁带宽度,则可引起导带电子跃迁到价带,并与价带中的空穴复合,同时发射光子,实现光放大,因此这一区域称作增益区(又称作有源区)。

当 P 区和 N 区都是重掺杂时,P 区费米能级进入价带,N 区费米能级进入导

带,这时可以得到更强的粒子数反转分布,即导带中的电子和价带中的空穴都更多,因此可以得到更强的光输出。

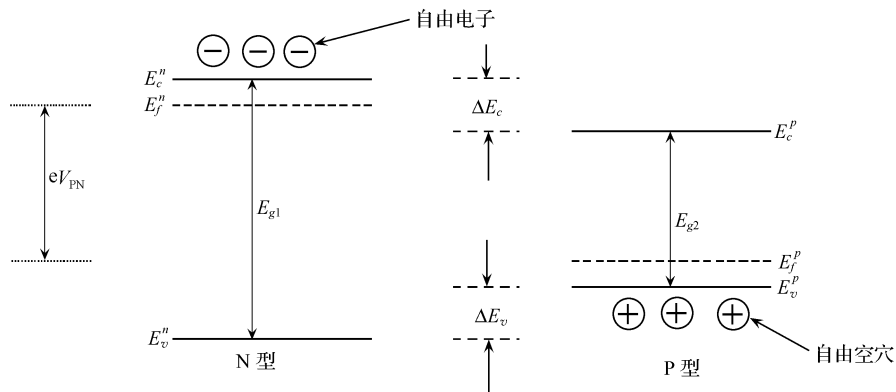
PN 结在 LED 和半导体激光器(LD)中的应用将在本章下面有关各节中讨论。

6. 异质结

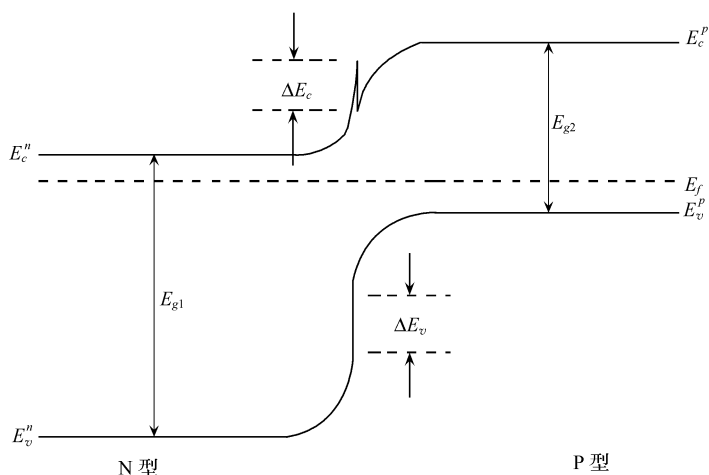
异质结是由两种不同的半导体材料相互接触构成的结。异型(即 P 型和 N 型)半导体构成的结为异型异质结,而同型半导体(如两种 P 型或两种 N 型半导体)构成的结为同型异质结。

由于形成异质结的两种材料通常具有不同的禁带宽度和电子亲和力,异质结的能带结构是多种多样的。下面举例说明异型异质结和同型异质结的情况。

异型异质结,即异质 PN 结,它与同质 PN 结有许多类似的地方。图 5.5 示出



(a) 异质 P 型和 N 型材料在未形成 PN 结时的能级图



(b) 异型异质结的能级图

图 5.5 异型异质结能级示意图

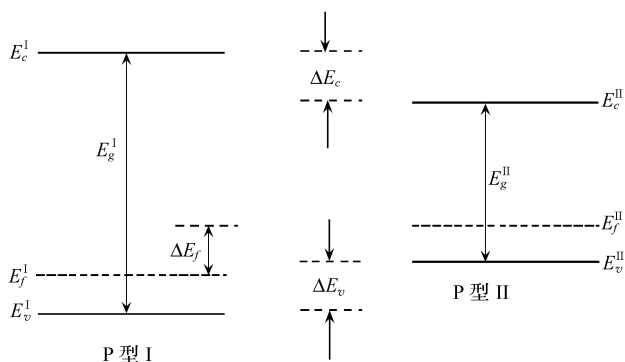
了其能级结构。图 5.5(a)示出了不同材料的 N 型半导体和 P 型半导体单独存在时各自的能级图。这里假定两种材料的禁带宽度不同,如图所示,并有 $E_{g1} > E_{g2}$ 。同质结在未形成 PN 结时,结两边的材料具有相同的导带底和价带顶能级。由于异质结两边材料的电子亲和能不同,在未形成 PN 结时就具有不同的导带底和价带顶能级,图中用上标“p”和“n”加以区分。图中假定 $E_c^n > E_c^p, E_v^n > E_v^p$ 。导带底和价带顶的能级差分别为 $\Delta E_c = E_c^n - E_c^p, \Delta E_v = E_v^n - E_v^p$ 。P 型半导体的费米能级靠近价带顶, N 型半导体的费米能级靠近导带底。

当上述两种材料形成 PN 结时,与同质 PN 结类似,两边的费米能级将趋于一致,直到形成统一的费米能级,达到平衡状态,并在结区形成空间电荷层。与此同时, P 区的能级随着该区的费米能级一起升高, N 区的能级也随着该区的费米能级一起降低。但与同质结不同,由于 PN 结两边材料的导带底和价带顶存在能级差,在结区,导带底能级出现“尖峰”,而价带顶能级出现突变,如图 5.5(b)所示。

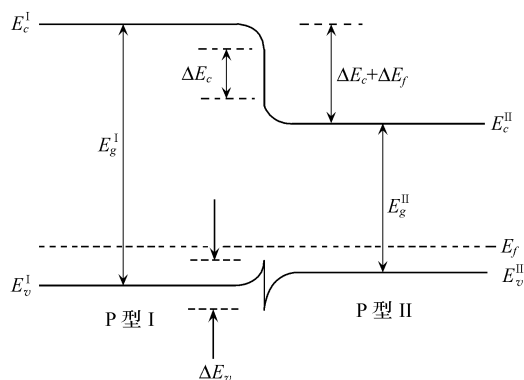
同型异质结指不同材料的同型半导体(下面讨论都是 P 型半导体的情况)组成的异质结。两种材料的禁带宽度一般不一样,它们的导带底能级、价带顶能级和费米能级也不一样。在他们未形成结即单独存在时的能级图如图 5.6(a)所示。图中所用符号与异型异质结类似,不过用上标“I”和“II”区分两种 P 型半导体。

与前述各种结一样,在这两种 P 型半导体接触形成结时,它们的费米能级应趋于相同。但是,结的两边都是 P 型半导体,其中多数载流子都是空穴,因此形成结的过程有所不同。为了两边的费米能级趋于一样,费米能级低的一边(P 型 I,简称 I 区)的空穴将向另一边(P 型 II,简称 II 区)扩散,并在 I 区留下负的空间电荷层,由于负空间电荷的吸引,在 II 区的结附近形成正的空间电荷积累。正、负空间电荷层的存在阻挡空穴的继续扩散,即形成了阻挡层(也称作耗尽层)。直到两边的费米能级相等,和 PN 结一样,达到平衡状态。对于同型异质结,由于在 P 型半导体中电子是少数载流子,因此电子从费米能级高的一边(II 区)向费米能级低的一边(I 区)的扩散可以忽略。形成同型异质结后的能级图如图 5.6(b)所示。从该图可见,与异型异质结不同,尖峰出现在价带顶能级,突变出现在导带底能级。

当前,发光二极管(LED)和半导体激光器(LD)基本都采用异质结结构。对于双异质结结构,由于两个异质结都具有较高的势垒,因而将非平衡载流子限制在中间的激活区,使该区的载流子浓度增大,光增益系数增高,也可以说,用较小的注入电流即可产生同样的增益。这就是为什么异质结激光器的阈值电流减小的原因。由于注入电流减小,电流密度减小,结区发热引起的温度升高也减小。半导体激光器之所以能在常温下工作,应归功于异质结的发明。又由于激活区的折射率比两边都高许多,因而可产生光波导效应,将光波限制在激活区,使两边的消逝场大大减小,因而降低了光的损失,使激光器的效率大大增加。



(a) 两种不同的 P 型材料单独存在时的能级图



(b) 两种不同的 P 型材料形成同质结时的能级图

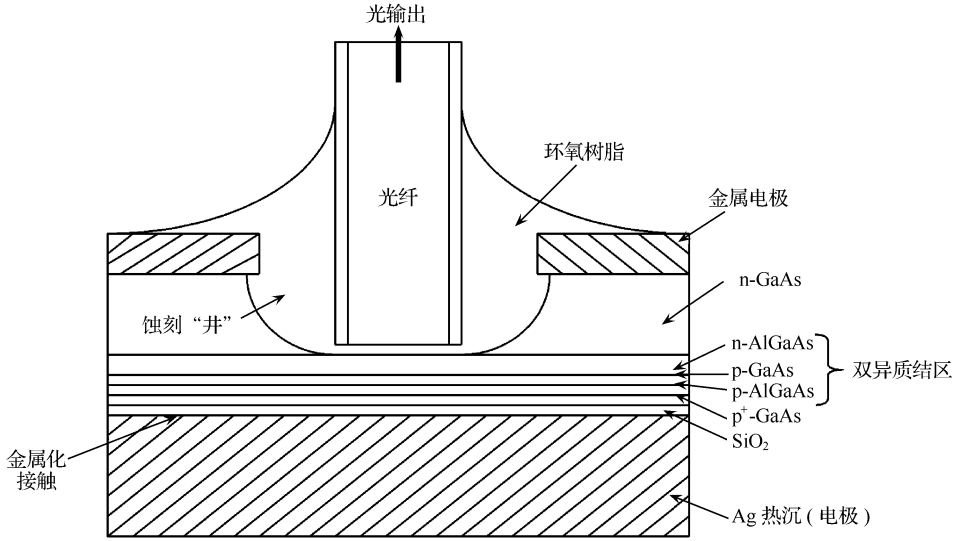
图 5.6 同型异质结能级示意图

5.1.3 发光二极管(LED)

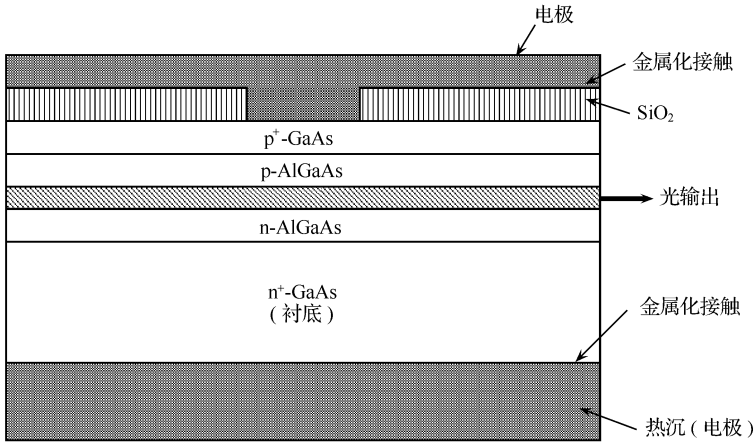
1. LED 的结构

LED 由具有光电特性的半导体材料组成的 PN 结(通常是异质结)构成。当 PN 结处于平衡状态时,在结处形成了势垒。在 PN 结上施加正向偏置电压时,势垒下降,多数载流子向相对区域扩散加强,形成正向电流。多数载流子扩散到相对区域后,与该区域的异性载流子复合,产生自发辐射光。

LED 分面发射和边发射两种结构,如图 5.7 所示。面发射 LED 的光输出方向垂直 PN 结,而边发射 LED 的光输出方向平行 PN 结。



(a) 面发射双异质结 LED 结构示意图



(b) 边发射双异质结 LED 结构示意图

图 5.7 一种 LED 结构示意图

2. LED 的工作原理

LED 的工作原理可以用简单的速率方程描述,它可表示为

$$\frac{d(\Delta n)}{dt} = \frac{J}{qd} - \frac{\Delta n}{\tau_r} \quad (1/\text{m}^3 \text{ s}) \quad (5.5)$$

其中, $\Delta n = n - n_0$, n 为电子密度 ($1/\text{m}^3$), n_0 为无电流情况下平衡状态时的电子密

度； J 、 q 分别为电流密度(A/m^2)和电子电荷； d 为复合区厚度； τ_r 是复合时间(复合寿命,即电子和空穴在复合区复合前平均消耗的时间)。

速率方程右端第一项为注入电流引起的电子密度的增加,第二项即复合引起的电子密度的减少。在稳态情况下, $d(\Delta n)/dt = 0$, 则

$$\frac{\Delta n}{\tau_r} = \frac{J}{dq} \quad (5.6)$$

设 V 为复合区的体积, $V = d \cdot S$, 其中 S 为复合区的截面积,则 LED 的输出功率为

$$\begin{aligned} P_{\text{out}} &= \frac{J}{dq} \cdot \eta \cdot h\nu \cdot V \\ &= \frac{J}{dq} \cdot \eta \cdot h\nu \cdot d \cdot S \\ &= \frac{\eta h\nu}{q} I = \frac{\eta hc}{q\lambda} I \end{aligned} \quad (5.7)$$

式中, $I = JS$ 为注入 LED 的电流强度； η 为量子效率,定义为总复合率中产生辐射的复合的百分比,这是器件的内量子效率,即

$$\eta_{\text{int}} = \frac{\text{辐射复合数}}{\text{总复合数}}$$

器件的外量子效率则定义为

$$\eta_{\text{ext}} = \frac{\text{入纤功率}}{\text{有源区发射的功率}}$$

求解速率方程(5.5)可求得电流密度由 J_1 跃变到 J_2 的瞬态解为

$$\Delta n = \frac{J_2 t_r}{dq} - \frac{(J_2 - J_1)}{dq} \exp(-t/\tau_r) \quad (5.8)$$

LED 发射光的频谱范围为

$$\Delta\nu = \frac{3 \cdot 3kT}{h} \quad (5.9)$$

对应的波长范围是

$$\Delta\lambda = -\frac{\lambda^2}{c} \Delta\nu = -\frac{\lambda^2}{c} \cdot \frac{3 \cdot 3kT}{h} \quad (5.10)$$

由此可以看出,LED 的谱宽是温度 T 的函数。

3. LED 的调制特性

LED 的调制特性由该器件的 P - I (输出功率-注入电流)曲线确定。LED 发射的是荧光, P - I 曲线没有阈值,线性较好,如图 5.8 所示。

图中横坐标下方的曲线是注入电流的时域曲线,偏置电流为 I_b 。 P - I 曲线的右方是输出光功率曲线,可见输出功率基本与注入电流成正比。

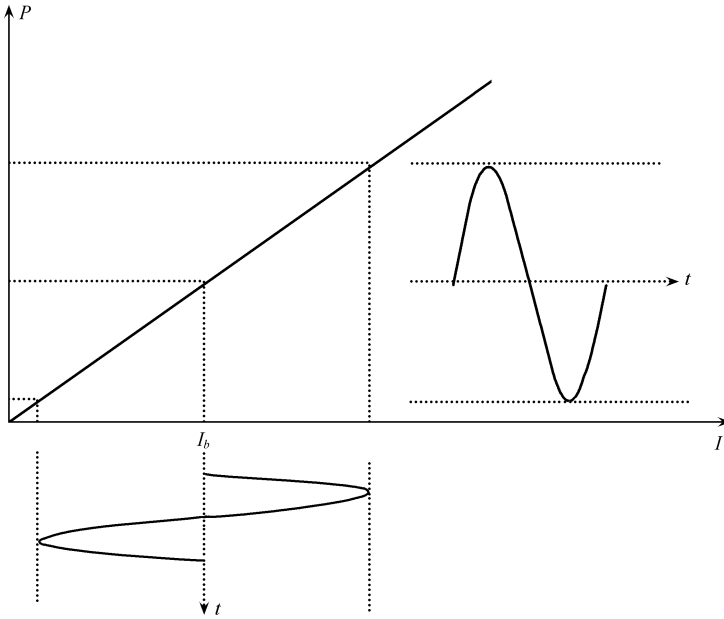


图 5.8 LED 的 $P-I$ 曲线及正弦调制特性

LED 的调制响应带宽受复合寿命 τ_r 的影响,可以证明其关系为

$$\Delta\omega_{dB} = \frac{1}{\tau_r} \tag{5.11}$$

τ_r 由材料特性和平衡状态下的空穴密度 p_0 确定,即有关系式

$$\tau_r = \frac{1}{B_r p_0} \tag{5.12}$$

其中, B_r 为复合系数,由材料决定。材料选定后,LED 的调制带宽的最大值就限定了。为了尽可能达到最大的调制带宽,减小 τ_r , 可以选用高掺杂浓度的材料,也可加大注入电流,以提高载流子浓度,降低 τ_r 。由当前所用材料看,LED 只能工作在 1 GHz 以下。

LED 的驱动调制电路很简单,如用一个 TTL 门电路加一个半导体三极管放大器(放大注入电流)就可制成 LED 的驱动电路,这里不做详细讨论。

5.1.4 半导体激光器

1. LD 的振荡条件

LD 和 LED 的主要区别是 LD 结构上要形成谐振腔,它的作用除选频外还引入自激振荡所必须有的正反馈。

我们知道,任何一个放大器加上一定的正反馈就可能形成自激振荡,如图 5.9

所示。图中所示回路实现振荡的条件(实际上只是起振条件)为

$$G\beta = 1 \quad (5.13)$$

其中, G 和 β 均为复数, 即(5.13)式包括了两个式子, 一个是振荡的振幅条件, 一个是振荡的相位条件, 它们分别是

$$\text{振幅条件: } |G\beta| = 1 \quad (5.14a)$$

$$\text{相位条件: } \arg(G) + \arg(\beta) = 2m\pi \quad (5.14b)$$

[为了实现稳定的振荡, 起始时应有 $|G\beta| > 1$, 振荡的幅度将不断增加, 由于非线性效应, 振幅增加时增益将下降, 使振幅逐步稳定下来, 最终达到(5.14a)式的条件。]

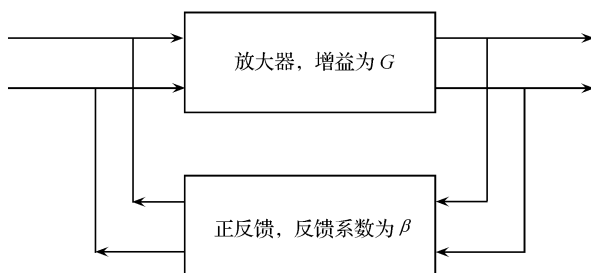


图 5.9 用正反馈放大器形成振荡器

激光器是一种光频振荡器, 它是一种自激振荡器, 因此激光器工作也必须满足上述的振荡条件。

最简单的光学谐振腔就是 FP 谐振器, 它由两个平行平面镜构成, 本书已在第 4 章中做了简单介绍。这里以正入射的 F-P 腔为例, 将图 4.19(a)重画如图 5.10 所示。图中 M_1 和 M_2 为两个反射镜, 光波在两镜之间来回反射形成谐振。如果考虑从 M_1 左侧有一光波输入, 并向 M_2 行进的过程中得到放大(有增益), 同时也受到衰减。当它在 M_2 反射后再次回到 M_1 并再反射时, 如果再反射的信号与入射信号同相(相位条件), 幅度大于原入射信号(振幅条件), 则即使入射信号撤销, 振荡仍能维持, 这就是自激振荡, 而上面所说的条件即为相位条件和振幅条件, 它们可以表示为

振幅条件(临界振荡条件)为

$$|r_1 r_2| \exp[(g - \alpha)L] = 1 \quad (5.15a)$$

相位条件

$$\exp[-j(\varphi_1 + \varphi_2 + 2\beta L)] = 1 \quad (5.15b)$$

上述式中, r_1 和 r_2 分别为镜面 M_1 和 M_2 上场的反射系数; φ_1 和 φ_2 分别为镜面 M_1 和 M_2 上场的反射波的相位跃变; g 为强度增益系数(单位长度的强度增益, 单位为 m^{-1}); α 为强度衰减系数(单位为 m^{-1}); β 为腔内的传输常数(单位为 m^{-1}), 这

里假定正反方向传输常数一样(注意:式中的 g 和 α , 都是对强度而言的,因而振幅增益系数应为 $g/2$, 振幅衰减系数应为 $\alpha/2$), 信号在腔中来回一次行进的距离是 $2L$ 。

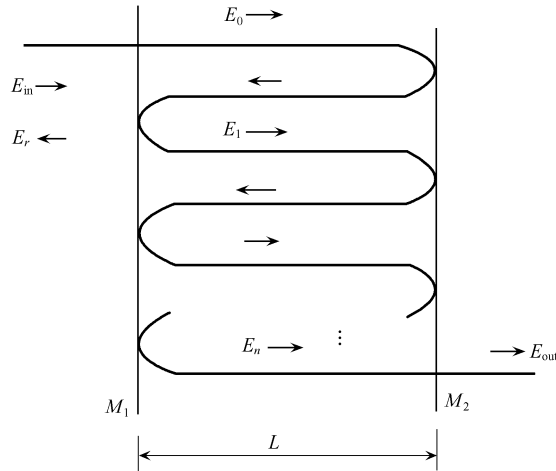


图 5.10 法布里-珀罗(F-P)谐振腔示意图

谐振腔中增益的获得则是从半导体材料的受激辐射得到的。LD 是由半导体异质 PN 结构成的。前面已经介绍,当半导体 PN 结施加正向电压时,在结区实现了粒子数反转分布。在有光子注入时(起始时注入的光子可以是自发辐射产生的),由于粒子数反转分布,受激辐射大于受激吸收,也即产生了增益。此种能产生增益的介质称作增益介质。

(5.15a)式决定了临界振荡的振幅条件,即决定了阈值 g_t , 只有 g 大于阈值,振荡才能建立,即

$$g \geq g_t \equiv \alpha + \frac{1}{L} \ln \frac{1}{r_1 r_2} = \alpha + \frac{1}{2L} \ln \frac{1}{R_1 R_2} \quad (5.16)$$

R_1 和 R_2 分别为镜面 M_1 和 M_2 的功率反射系数。[注:如果(5.16)式成立,在线性情况下振幅就可能无限增大。但是,由于增益的非线性特性,即信号幅度增大增益就会减小,直到增益减小到刚好抵消腔的衰减,振幅不再增大,放大系统达到平衡,激光器可以连续稳定工作。]

2. LD 的模式

由相位条件(5.15b)式可导出

$$\varphi_1 + \varphi_2 + 2\beta L = 2\pi m \quad (5.17)$$

其中, $\beta = \frac{2\pi n}{\lambda}$; n 为介质折射率; m 为任意非零正整数,决定了谐振腔纵模振荡模

式的阶数。 $m = 1$ 为振荡的基模。假定 φ_1 和 φ_2 与波长无关,由(5.17)式可以导出纵模的频率间隔或波长间隔 ($\Delta m = 1$) 为

$$\Delta f = \frac{c}{2Ln} \quad (5.18a)$$

$$\Delta \lambda = \frac{\lambda^2}{2Ln} \quad (5.18b)$$

(5.15)式所表示的激光器振荡条件的物理意义前面已经论说。从振荡的相位条件(5.17)式可知,只要反馈到输入端的信号与入射信号同相,即在谐振腔中来回路径和反射镜的反射经过的总相位增加 2π 的整数倍,相位条件就能满足。单从(5.17)式看, m 可以有无穷多个取值,即可以有无穷多个纵模,如图 5.11(a)所示。实际上这些纵模波长只满足相位条件,还需要满足振幅条件。而上述正向偏置的半导体 PN 结只在一个波长(频率)范围内有增益,如图 5.11(a)中增益曲线所示。两个条件结合,就可能有多模式振荡,也可以只有一个模式振荡。

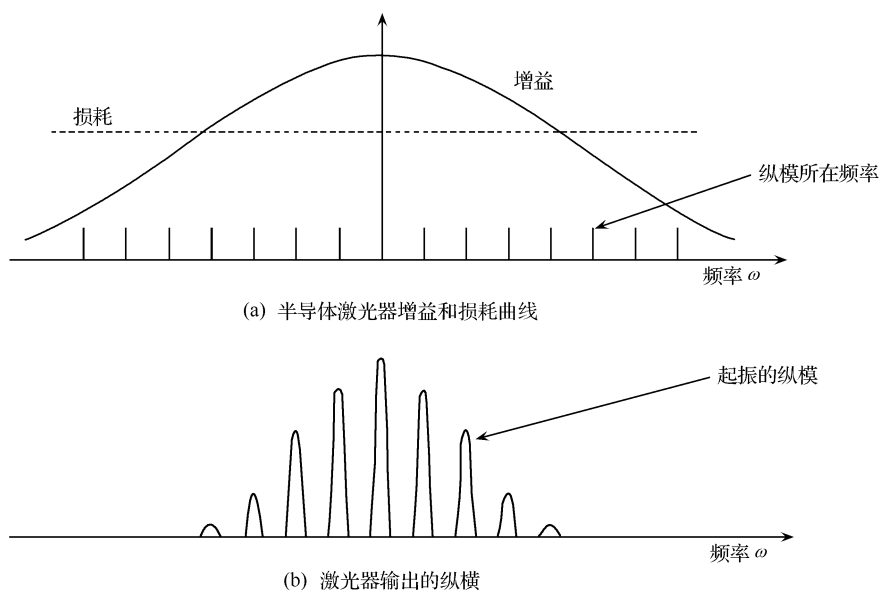


图 5.11 激光器的纵模

从图 5.11(a)示出的半导体激光器增益和损耗曲线,以及纵模所在频率可见,只有中间 9 个纵模所在的频率区域中增益大于损耗,因而可以激起振荡,此区域以外的纵模不能激起振荡。此激光器输出的纵模如图 5.11(b)所示。由图可见如果增益大于损耗的区域内只有一个纵模,则激光器只有单个纵模输出。

如前所说,在激光器中,光学谐振腔不但提供了起振所必须的反馈,同时也起到滤波的作用,类似低频电子线路中的 LC 振荡回路。不过,谐振腔具有多谐振

峰,因而激光器可以激射出多个频率。

激光器还可能有多模振荡。为区分不同的情况,称一个横模的激光器,(不管纵模是一个或是多个),为单模激光器,若激光器只有一个横模和一个纵模,则称其为单频激光器。若激光器有多个模式,不管它们是纵模还是横模,它们都会振荡在不同频率上,因而称其为多频激光器。多频激光器的谱宽度应包括所有谱线,因而很宽。在光纤通信中使用这种激光器可能引起严重的色散效应。对于高速系统,激光器应为单频,以减小色散。

3. 几种光纤通信技术中常用的半导体激光器

下面简单介绍几种光纤通信系统和网络中常用的半导体激光器。

(1) FP腔半导体激光器

前面介绍的内容即是以 FP 腔半导体激光器为例进行论说的。此种激光器结构简单,容易制造,其结构原理图如图 5.12 所示。图中有源区与图 5.7(b)所示的边反射 LED 结构类似,也是由双异质结半导体 PN 结构成,结的下方是基底,为了注入电流,结的上下端都要制作金属化电极。

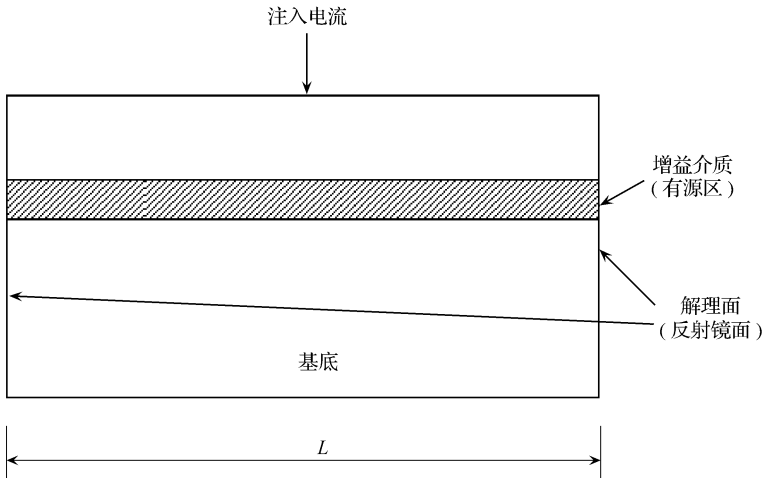


图 5.12 FP 腔半导体激光器结构示意图

与边发射 LED 结构的一个重大差别是半导体激光器(LD)有源区两端必须是由解理面形成的反射镜,这两个反射镜与增益介质构成了激光振荡所必须的 FP 谐振腔。如上所述,在注入电流泵浦下,这样结构的激光器,在有源区可实现粒子数反转,并产生自激振荡。

大多数这样的激光器是多模激光器,在合理设计的情况下,可能制作出单模、单频激光器,但很难实现动态单模工作。北京大学区域光纤通信网与新型光通信

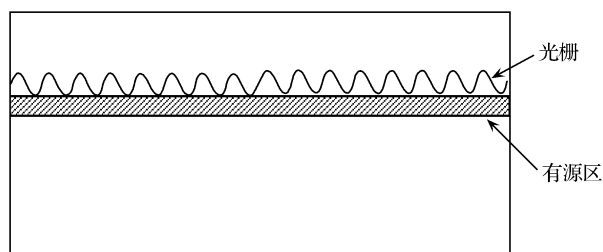
系统光纤通信国家重点实验室在 20 世纪 80 年代后期利用 $0.85 \mu\text{m}$ 波长 FP 腔激光器实现了单频工作,并用于相干光纤通信系统^[1],但激光器必须工作在较大注入电流,并且能保证单频工作的注入电流范围很窄,调节很困难。

(2) 分布反馈(distributed feedback,DFB)半导体激光器和分布布拉格反射(distributed bragg reflection,DBR)半导体激光器

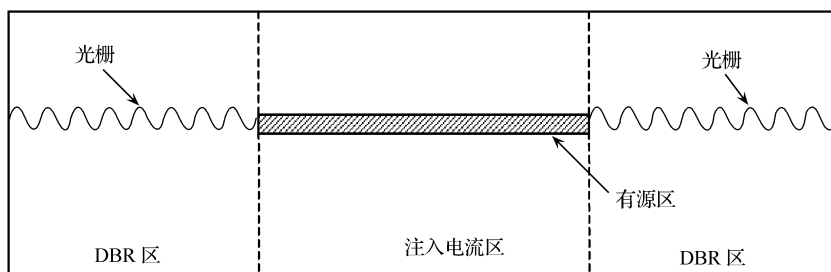
为了实现单频工作,当前最常用的半导体激光器为 DFB,或 DBR 激光器。它们的结构如图 5.13 所示。从该图可见,DFB 激光器有源区的上表面刻有光栅,自激振荡所需的反馈不是由端面反射镜引起的,而是由该光栅的分布反射(即在整个有源区的分布反射)引起的。此光栅只反射特定的布拉格波长 λ_B 的信号

$$\lambda_B = 2\bar{n}\Lambda/m, \quad \Lambda = m\lambda_B/2\bar{n} \quad (5.19)$$

式中, Λ 为光栅周期,它等于光波半波长的整数倍时即可形成振荡。 \bar{n} 表示光栅区域的平均折射率, m 为布拉格光栅的衍射阶数,这里 m 为任意非零正整数,它反映了前向波和反向波之间的耦合强度, $m = 1$ 时耦合最强。原则上, m 只要是整数即可产生振荡,也即可以有多个频率振荡。但由于模间隔比较大,在介质的增益带宽内只能有一个模产生振荡,因此可以制成单频激光器。现代高速光纤通信系统中大都采用此类激光器。



(a) DFB 激光器结构示意图



(b) DBR 激光器结构示意图

图 5.13 DFB 和 DBR 激光器结构示意图

例如, 设 $\bar{n} = 3.3$, $\Lambda = 23.5 \text{nm}$, 则

$m = 1$, $\lambda_0 = 1.55 \mu\text{m}$, 为光纤通信波长;

$m = 2$, $\lambda = 0.775 \mu\text{m}$, 已不在增益区内。

DBR 和 DFB 的共同处为它们都用光栅的分布反馈(反射)来代替反射镜,形成光学腔。但是 DBR 激光器的光栅不在增益区,而是在增益区外的两端,即用光栅代替反射镜形成谐振腔。它与 FP 腔不相同,光栅不是镜反射,而是分布反射,它不是对所有波长信号都反射,而是只反射布拉格波长信号,因此具有很好的选频作用,也能制成单频激光器。

为了实现可调谐,DFB 和 DBR 激光器都可以制成多段结构,各段分别注入电流。对于 DBR 激光器,有源区的电流用以实现粒子数反转和增益,而在布拉格光栅区,注入电流可改变该区的平均折射率,从而改变布拉格波长,即改变了激光器的激励频率,实现可调谐。在 DBR 激光器中,光栅不在有源区中,因而可用有源区中的电流控制功率,光栅区的电流控制频率。在改变功率时频率变化不大,啁啾很小,而 DFB 则有较大啁啾,为了减小啁啾,只能用外调制器。

下面给出 FITEC 公司生产的一种 DFB 激光器的实物照片和主要参数,供参考。该激光器可应用于 OC-48/STM-16DWDM 传输系统。

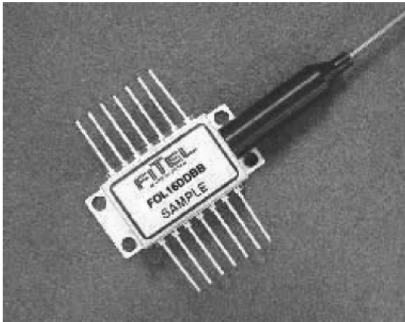


图 5.14 典型的 DFB 激光器实物照片

图 5.14 中所示的 DFB 激光器用于 2.5 Gbit/s 速率直接调节的 DWDM 系统。该激光器模块采用的是工业标准的 14 针蝶形封装,内含光隔离器、热电制冷器、功率探测器。根据 50 GHz 间隔的 ITU-T 波长栅格精确选择波长。

该激光器的特点。

- 1) 低驱动电流,高转换效率;
- 2) 高边模抑制比;
- 3) 根据 ITU-T 波长标准选择波长,波长间隔为 50 GHz。

表 5.2 和表 5.3 示出了该激光器的特性参数。

表 5.2 DFB 激光器光学特性参数表

光特性(无特别说明时 $T_{LD} = T_{set}, T_c = 25^\circ\text{C}$)

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
光输出功率	I_f	20	—	—	mW	CW
LD 正向电流	I_f	—	—	140	mA	1527.22 nm~1563.86 nm, $P_f=20\text{ mW}, \text{CW}, \text{BOL}^{\text{①}}$
		—	—	150	mA	1564.27 nm~1610.06 nm, $P_f=20\text{ mW}, \text{CW}, \text{BOL}^*$
基座温度	T_{set}	20	—	35	$^\circ\text{C}$	$P_f=10\text{ mW}, \text{CW}$

续表

参数	符号	最小值	典型值	最大值	单位	条件
LD 正向电压	V_f	—	—	2	V	$P_f=20 \text{ mW}, \text{CW}$
阈值电流	I_{th}	—	10	20	mA	BOL
转换效率	η	0.14	0.2	0.35	W/A	$P_f=20 \text{ mW}, \text{CW}$
输入阻抗	Z_{in}	—	25	—	Ω	
波长	λ	1 527.22	—	1 610.06	nm	$P_f=10 \text{ mW}, \text{CW}$
光谱宽度 (-20 dB 宽度)	$\Delta\lambda$	—	0.3	0.4	nm	$\langle P_f \rangle=10 \text{ mW}^{\text{②}}, 2.5 \text{ Gb/s NRZ}$
边模抑制比	SMSR	35	45	—	dB	$P_f=10 \text{ mW}, \text{CW}$
						$\langle P_f \rangle=10 \text{ mW}, 2.5 \text{ Gb/s NRZ}$
色散 代价	DP	—	—	2	dB	1 800 ps/nm(100 km)或 2 880 ps/nm(160km)
截止频率(-1.5 dB Optical)	f_c	2	—	—	GHz	$\langle P_f \rangle=10 \text{ mW}$
上升/下降时间 (10%~90%)	t_r, t_f	—	—	150	ps	$\langle P_f \rangle=10 \text{ mW}, 2.5 \text{ Gb/s NRZ}$
光隔离度	Iso	25	—	—	dB	
相对强度	RIN	—	—	-145	dB/Hz	$P_f=10 \text{ mW}, \text{CW}$ $O_{pRL}^{\text{③}} < -25 \text{ dB}, f=2.5 \text{ GHz}$
监视电流	I_m	0.1	—	2	mA	$P_f=10 \text{ mW}, \text{CW}, V_{iPD}=5 \text{ V}$
监视暗电流	I_d	—	—	100	nA	$V_{iPD}=5 \text{ V}$
轨迹误差	TE	-0.5	—	0.5	dB	$I_m=\text{constant}, T_c=-5\sim 70 \text{ }^\circ\text{C}$
TEC 电流	I_{tec}	—	—	1.2	A	$T_c=70 \text{ }^\circ\text{C}, P_f=10 \text{ mW}, \text{CW}$
TEC 电压	V_{tec}	—	—	2.4	V	$T_c=70 \text{ }^\circ\text{C}, P_i=10 \text{ mW}, \text{CW}$
热敏电阻 B 常数	B	—	3 900	—	K	$T_{set}=25 \text{ }^\circ\text{C}$
热敏电阻阻值	R	9.5	—	10.5	k Ω	$T_{set}=25 \text{ }^\circ\text{C}$

① BOL: Beginning of Life.

② $\langle P_f \rangle$: 平均功率。③ O_{pRL} : Optical Return Loss 光回损。

表 5.3 绝对最大额定值

参数	符号	最小值	最大值	单位	条件
储存温度	T_{stg}	-40	85	$^\circ\text{C}$	—
工作环境温度	T_c	-5	70	$^\circ\text{C}$	—
LD 反向电压	V_{rLD}	—	2	V	—
LD 正向电流	I_{fLD}	—	200	mA	—
PD 反向电压	V_{rPD}	—	20	V	—
PD 正向电流	I_{fPD}	—	5	mA	—
TEC 电流	I_{tec}	—	1.6	A	—
TEC 电压	V_{tec}	—	2.6	V	—

激光器模块的管脚分布如图 5.15 所示,各管脚的功能如表 5.4 所示。

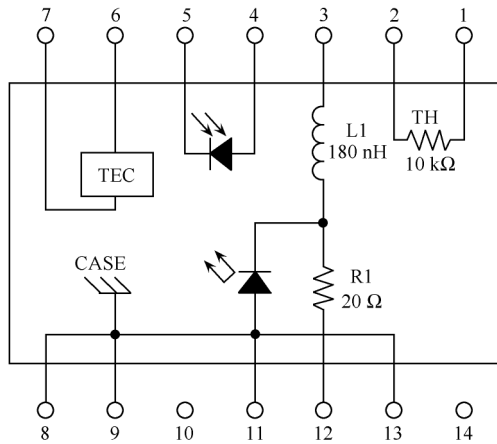


图 5.15 DFB 激光器模块的管脚分布

表 5.4 管脚的功能

引脚号	功能	引脚号	功能
1	热敏电阻	8	接地
2	热敏电阻	9	接地
3	LD 负极(-)	10	无
4	监视器 正极(-)	11	激光器正极(+),接地
5	监视器 负极(+)	12	Laser RF
6	TEC(+)	13	激光器正极(+),接地
7	TEC(-)	14	无

(3) 量子阱半导体激光器

前述异质 PN 结激光器的有源区的厚度大约 $0.1 \sim 0.3 \mu\text{m}$,而量子阱激光器有源区的厚度仅 10 nm 量级。当有源区厚度小于电子的德布罗意波长时,电子在有源区(结区)的运动受到限制。这一效应类似于—维势阱的量子力学问题,严格求解超出了本书的范围。这里只对量子阱激光器做一些定性介绍。

量子阱激光器能级结构示意图如图 5.16 所示,图中在垂直方向为逐层生长的不同的半导体材料,形成异质结。图 5.16 所示的能级结构与过去示出的能级图的一个差别是将过去的能级图顺时针旋转了 90° ,即现在的能级图中导带在右边,价带在左边。其中,图 5.16(a)是单量子阱(SQW)激光器能级图。从该图可见,有源区只有一个势能阱,它是由超薄层窄带隙半导体材料构成。有源区两边是宽带

隙半导体材料构成,形成势垒。如果超薄层宽带隙材料与超薄层窄带隙材料交替生长,则形成多量子阱(MQW)结构,如图 5.16(b)所示。图 5.16(c)表示了应变多量子阱结构,即在有源区外的覆盖层生长了数层带隙不同的材料,并且在有源区越远,带隙越大,因而在导带底和价带顶形成阶梯形结构。

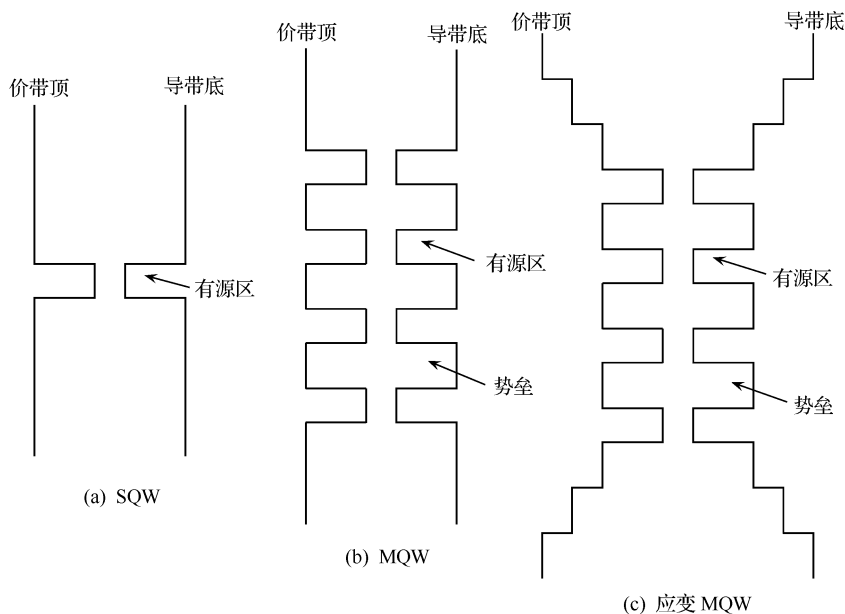


图 5.16 量子阱激光器能级结构示意图

量子阱激光器具有许多重要的优点,在光纤通信领域得到了广泛应用,其主要优点有:

1) 阈值电流低,可以低到亚毫安量级,因而降低了工作电流,或施加同样的注入电流可以得到更大的功率。例如,可以用量子阱结构制作大功率的 980 nm 泵浦激光器,用作掺铒光纤放大器(EDFA)的泵浦源。

2) 线宽窄。即相位噪声低,可以用于高速调制系统或相干光纤通信系统。

3) 调制速率高。在当前高速光纤通信系统中普遍使用了量子阱激光器。

4) 频率啁啾低。在半导体激光器直接调制时,由于注入电流的变化,引起有源区载流子密度变化,继而引起折射率变化,以致激射频率的变化。激射频率的变化即频率啁啾。啁啾使光纤色散特性对系统的影响加大,使系统性能恶化。量子阱结构与 DFB 结构结合制成的 MQW-DFB 激光器综合了两者的优点,实现了单频、窄线宽工作。这种激光器特别适合用于高速光纤通信系统。

5) 器件的温度依赖性低。

这些优点将在讨论激光器特性时还要论述。

量子阱是在一维上限制载流子运动。人们正在考虑研究在二维和三维上限制载流子运动,以期得到性能更好的激光器,这就是量子线和量子点激光器的研究。

(4) 垂直腔面发射激光器(vertical cavity surface emission laser, VCSEL)

面发射激光器是不同于前面所述的边发射激光器的另一类半导体激光器。如图 5.12~图 5.14 所示的各种边发射激光器的共同特点是光发射方向平行于 PN 结的结平面,即从有源区两端的端面发射。而面发射激光器的发射方向垂直于 PN 结的结平面,可以从 PN 结的上部或从基底发射。形成面发射的机理有多种,它们可以有不同的结构,但是,大多数并不实用,或者不能得到面发射激光器的主要优点。垂直腔面发射激光器(VCSEL)是面发射激光器中最有前途的一种激光器。由于它具有许多重要的优点,可能得到多方面的应用,其中包括光通信方面的应用,因而本节只介绍 VCSEL 这一类面发射激光器。

1) VCSEL 的基本结构。VCSEL 是由有源区上下两个反射面的反射,在垂直 PN 结的方向形成激光振荡,因而称作垂直腔。垂直腔的腔长大约为 $1\sim 2\ \mu\text{m}$ 左右,腔体呈圆柱形,直径约 $10\ \mu\text{m}$ 。由于腔长很短(边发射激光器腔长约为百 μm 量级),为了得到足够的增益以实现激光振荡,腔体材料必须是增益系数比较高的高增益材料,而且上下反射面的反射系数应比较高。因此,反射面常用多层薄膜构成所谓 DBR 反射器。DBR 反射器的原理类似于多层介质膜滤波器,即用高低折射率材料相间排列,逐层生长而成,每层厚度皆为 $1/4$ 波长。层数足够时就可得到高的反射系数。器件由基质一边输出激光,因此靠近基质的多层膜反射镜应是部分透明的。

VCSEL 基本结构示意图如图 5.17 所示,其中也画出了腔体的示意图。

2) VCSEL 的主要优点:

- 发射波长可以从可见光到近红外区域,因而可以有广泛的应用。
- 由于反射面为圆形,反射光束为圆柱形高斯光束,极易与光纤等圆形截面的器件耦合封装,容易模块化,大大提高了成品率,降低了成本。
- 体积小,特别是横向尺寸小,很容易制作激光器二维阵列,并且也很容易与光纤二维阵列耦合。
- 由于腔长很短,纵模间隔很大,易于实现动态单模工作。
- 可以实现低阈值电流工作,阈值电流可以低于 1mA ,特殊设计的器件阈值电流可达微安量级。
- 可以同时大面积、高密度生长大量激光单元,因而激光器芯片成本很低。

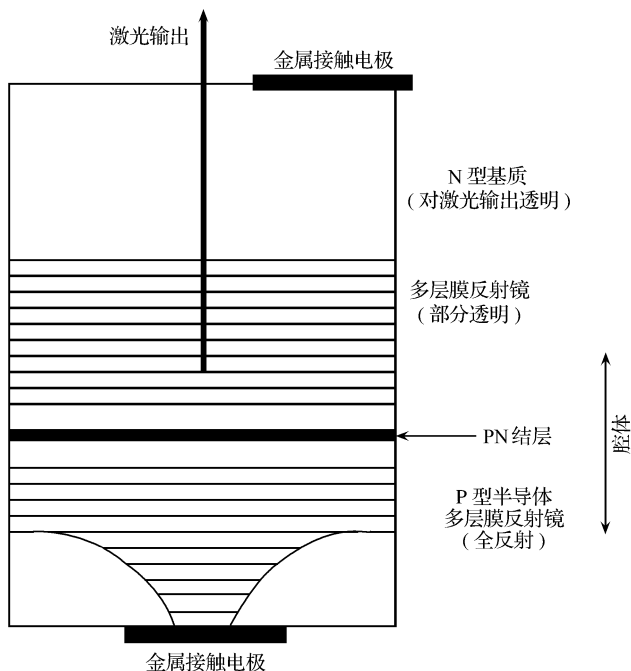


图 5.17 VCSEL 激光器基本结构示意图

3) VCSEL 在光通信中的应用。由于 VCSEL 的芯片成本很低,封装成本也很低,因而制作的激光器成本比边发射激光器的成本低得多。当前 $0.85 \mu\text{m}$ 波段的 VCSEL 价格仅数美元,因而特别适合在接入网或用户网中应用。在今后光纤入户的工程中也可能起到重要作用。VCSEL 可以得到数毫瓦的光输出功率,调制速率可达 Gbit/s 量级,足以用作光通信的光源。

由于 VCSEL 的激射波长比较容易控制,因此有人试图用 VCSRL 制作 WDM 光源阵列。由于激光器成本很低,阵列的耦合封装也容易,可以比较容易地得到 WDM 光源,成本也可以大大降低。不过在 10 Gbit/s 以上的超高速系统中,高速量子阱 DFB 激光器还占有优势。

4. LD 的速率方程

LD 的速率方程可以写成如下形式:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{J}{qd} - \frac{n}{\tau_{sp}} - cn\varphi \quad (5.20a)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} = cn\varphi + \delta \frac{n}{\tau_{sp}} - \frac{\varphi}{\tau_{ph}} \quad (5.20b)$$

其中, n 为电子密度; φ 为光子密度; J 为电流密度 (A/m^2); q 为电子电荷, d 为复合区厚度; τ_{sp} 为自发辐射寿命; c 为描述受激发射强度的比例常数; τ_{ph} 为激光器腔中光子寿命(反映腔损耗和光功率输出腔外引起的光子数减少); δ 为自发辐射产生的光子中对应激光器振荡模式的光子与全部自发辐射光子的比, δ 为小量可忽略。

(5.20a)式左边第一项为注入电流的影响,第二项是自发辐射的影响,第三项是受激辐射的影响,相应地,(5.20b)式左边第一项为受激辐射的影响,第二项是自发辐射的影响,第三项是光子寿命的影响。由此式可以推出有关阈值(起振情况)的两个重要结果。假定 $\delta \approx 0$ 。在阈值情况下,即 $J = J_{\text{th}}$ 时,可近似认为 $\frac{d\varphi}{dt} = 0$, $\frac{dn}{dt} = 0$, 因而有

$$\frac{J}{qd} - \frac{n}{\tau_{\text{sp}}} - cn\varphi = 0 \quad (5.21a)$$

$$cn\varphi - \frac{\varphi}{\tau_{\text{ph}}} = 0 \quad (5.21b)$$

从(5.21b)式可得电子密度阈值

$$n_{\text{th}} = \frac{1}{c\tau_{\text{ph}}} \quad (5.22)$$

即该阈值由光子寿命决定。在阈值以上的 n 值仍箝位在 n_{th} , 多余的载流子将通过复合而发射光子。

从(5.21)式可得

$$J_{\text{th}} = qd \left[\frac{n_{\text{th}}}{\tau_{\text{sp}}} + cn_{\text{th}} \varphi_{\text{th}} \right] \quad (5.23a)$$

由于在阈值情况下,光子密度 $\varphi_{\text{th}} \approx 0$, 因而阈值电流密度

$$J_{\text{th}} = \frac{n_{\text{th}} qd}{\tau_{\text{sp}}} \quad (5.23b)$$

对于 $J > J_{\text{th}}$ 情况,稳态时(仍有 $\frac{d\varphi}{dt} = 0$)光子密度为

$$\varphi_s = \frac{1}{cn_{\text{th}}} \left[\frac{J}{qd} - \frac{n_{\text{th}}}{\tau_{\text{sp}}} \right] = \tau_{\text{sp}} \left[\frac{J}{qd} - \frac{J_{\text{th}}}{qd} \right]$$

即

$$\varphi_s = \frac{\tau_{\text{ph}}}{qd} (J - J_{\text{th}}) \quad (5.24)$$

5. LD 的调制特性

这里指内调制特性,即激光器对变化的注入电流的响应。关于光外调制器及其特性将在第7章光发射机中介绍。

1) 注入阶跃电流密度: 相当于码元变化瞬间的情况, 如图 5.18 所示。

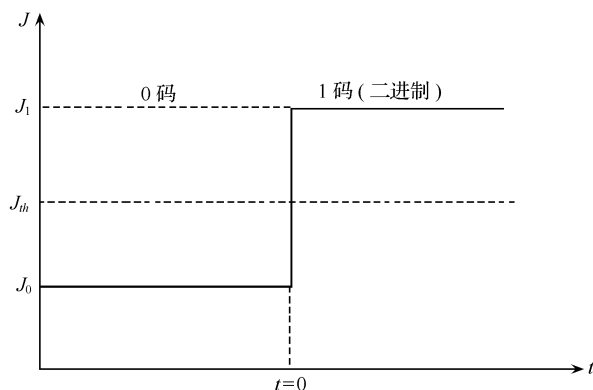


图 5.18 阶跃调制电流密度的情况(图中实线)

电流密度在阈值以下和以上两种情况分别讨论如下。

① 电流密度在阈值以下的情况。

这时可以认为 $\varphi = 0$, 而且有 $n < n_{th}$, 因此, (5.20a) 式成为

$$\frac{dn}{dt} = \frac{J}{qd} - \frac{n}{\tau_{sp}} \quad (5.25)$$

在 $t < 0$ 时, $J = J_0$, $\frac{dn}{dt} = 0$, 代入(5.25)式得 $n(0) = n_0 = \frac{J_0 \tau_{sp}}{qd}$ 。在 $t = 0$ 时加一阶跃电流 $\Delta J = (J_1 - J_0)u(t)$, 其中 $u(t)$ 为单位阶跃函数

$$u(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0 \end{cases} \quad (5.26)$$

下面考虑注入阶跃电流时电子密度的变化。在注入电流低于阈值时, 激光器类似于发光二极管的情况, 可以发出荧光。用微分算符 $\left[D = \frac{d}{dt} \right]$ 方法可以求解(5.25)式。将(5.25)式取差分形式, 改写如下:

$$\frac{d(\Delta n)}{dt} = D(\Delta n) = \frac{\Delta J}{qd} - \frac{\Delta n}{\tau_{sp}}$$

整理可得

$$D(\Delta n) + \frac{\Delta n}{\tau_{sp}} = \left[D + \frac{1}{\tau_{sp}} \right] \Delta n = \frac{\Delta J}{qd} = \frac{J_1 - J_0}{qd} u(t) \quad (5.27)$$

该方程的解为

$$\begin{aligned} \Delta n(t) &= \exp(-t/\tau_{sp}) \int_0^t \exp(t/\tau_{sp}) \left[\frac{J_1 - J_0}{qd} u(t) \right] dt \\ &= \frac{(J_1 - J_0) \tau_{sp}}{qd} (1 - e^{-t/\tau_{sp}}) = n(t) - n_0 \end{aligned} \quad (5.28)$$

因此得

$$n(t) - n_0 = \frac{(J_1 - J_0) \tau_{sp}}{qd} (1 - \exp(-t/\tau_{sp})) \quad (5.29)$$

从(5.29)式可以看出,虽然注入电流在 $t = 0$ 时刻就由 J_0 跃变到 J_1 (超过了激光器阈值 J_{th}),但是电子密度并没有一开始就达到阈值 n_{th} 。设电子密度到达阈值所需的时间为 t_d ,则有

$$n_{th} - n_0 = \frac{(J_1 - J_0) \tau_{sp}}{qd} (1 - \exp(-t_d/\tau_{sp})) \quad (5.30a)$$

由此式不易求出 t_d 。可以想象,如果注入电流 $J_1 = J_{th}$,则需要经过无穷长时间电子密度才能达到阈值,即 $t_d = \infty$,因此有

$$n_{th} - n_0 = \frac{(J_{th} - J_0) \tau_{sp}}{qd} \quad (5.30b)$$

从(5.30a)式和(5.30b)式可以导出

$$t_d = \tau_{sp} \ln \left[\frac{J_1 - J_0}{J_1 - J_{th}} \right] \quad (5.30c)$$

t_d 称作电光延迟时间。

② 电流密度在阈值以上的情况。设

$$n = n_{th} + \Delta n, \quad \varphi = \varphi_s + \Delta \varphi \quad (5.31)$$

n_{th} 和 φ_s 是稳态时的电子密度和光子密度,前已提到,电子密度达到阈值后,其稳态值将被箝位在阈值 n_{th} 。将(5.31)式代入(5.20)式,并取差分形式(消去常数项),忽略二阶小量,并利用(5.22)式可得

$$\frac{d(\Delta n)}{dt} = - \left[c\varphi_s + \frac{1}{\tau_{sp}} \right] \Delta n - cn_{th} \Delta \varphi \quad (5.32a)$$

$$\frac{d(\Delta \varphi)}{dt} = c\varphi_s \Delta n \quad (5.32b)$$

(5.32)式对时间 t 取导数,可以推导出两个类似的有关 Δn 和 $\Delta \varphi$ 的微分方程如下:

$$\begin{aligned} \frac{d^2(\Delta n)}{dt^2} + 2\alpha \frac{d(\Delta n)}{dt} + \omega^2 \Delta n &= 0 \\ \frac{d^2(\Delta \varphi)}{dt^2} + 2\alpha \frac{d(\Delta \varphi)}{dt} + \omega^2 \Delta \varphi &= 0 \end{aligned} \quad (5.33)$$

(5.33)式类似于带有阻尼的机械振动方程,其中 α 为激光器的阻尼系数

$$2\alpha \equiv c\varphi_s + \frac{1}{\tau_{sp}} = \frac{\varphi_s}{n_{th} \tau_{ph}} + \frac{1}{\tau_{sp}} \quad (5.34)$$

ω 为阻尼振荡频率

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} \quad (5.35)$$

$$\omega_0^2 \equiv c^2 n_{th} \varphi_s = \frac{\varphi_s}{n_{th} \tau_{sp}^2} \quad (5.36)$$

ω 为激光器的谐振频率或称作张弛振荡频率。

(5.33)式的解为阻尼振动解,即为

$$\Delta n = -\frac{\omega}{c} \exp(-\alpha t) \sin \omega t \quad (5.37a)$$

$$\Delta \varphi = -\varphi_s \exp(-\alpha t) \cos \omega t \quad (5.37b)$$

当 $\alpha \ll \omega$ 时, $\omega \approx \omega_0$, 利用(5.22)式和(5.36)式可得 $\frac{\omega}{c} \approx \frac{\omega_0}{c} = \sqrt{n_{th} \varphi_s}$, 最后得

$$\Delta n = \sqrt{n_{th} \varphi_s} \exp(-\alpha t) \sin \omega t \quad (5.38)$$

式中略去了负号,因为在总的振动解中负号可以放到相位项中去。

综合电流密度在阈值以下和以上的结果,可得阶跃调制电流密度情况下的调制特性如图 5.19 所示。图 5.19(a)为注入阶跃电流,图 5.19(b)和图 5.19(c)分别为注入阶跃电流 ΔJ 时半导体激光器的电子密度和光子密度动态变化曲线。由图 5.19可见,半导体激光器在施加阶跃电流后并不立即达到稳态,其电子密度和

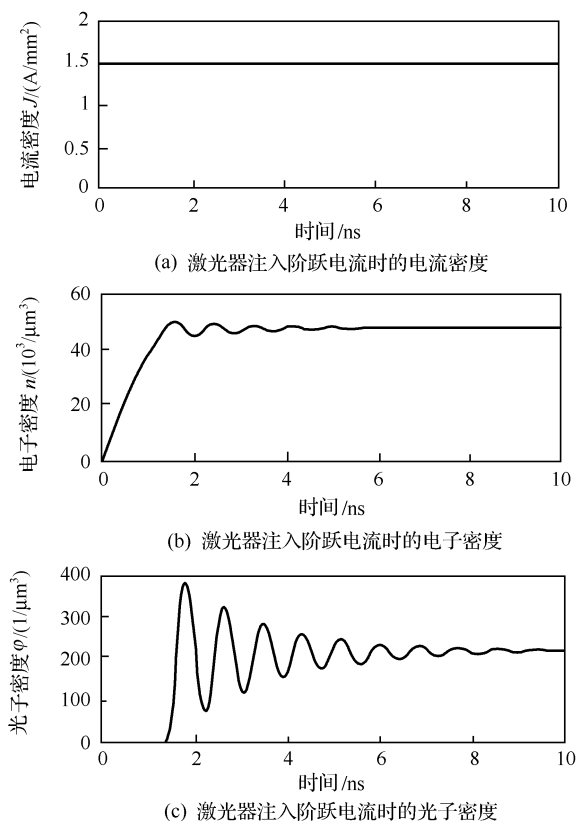


图 5.19 激光器注入阶跃电流时的响应曲线

光子密度都要经过一段衰减振荡后逐渐达到稳态。此衰减振荡称作张弛振荡(又称作弛豫振荡)。该现象对激光器的应用将产生重要影响。本书将在相关章节中讨论。

从图 5.19 可看到

$$\begin{aligned} n_{th} &\approx 47 \times 10^3 / \mu\text{m}^3 \\ \varphi_s &\approx 210 / \mu\text{m}^3 \end{aligned}$$

则

$$\sqrt{n_{th} \varphi_s} \approx 3.14 \times 10^3 / \mu\text{m}^3$$

从图 5.19 中还可看到, Δn 振荡的幅度比 $\Delta \varphi$ 振荡的幅度小很多, 而且后者是在 Δn 达到阈值后从零开始增加, 并出现衰减振荡。

2) 正弦调制情况: 正弦调制是一种模拟调制, 有线电视系统即是使用模拟调制。这里讨论的问题即是模拟调制情况下半导体激光器的特性。

设正弦调制电流为

$$J = J_0 [1 + m_j \exp(j\omega_m t)] \quad (5.39)$$

其中, J_0 为偏置电流, m_j 为调制系数, ω_m 为调制信号频率。对于低频情况, 即 $\omega_m \approx 0$ 的情况, 调制电流为 $J = J_0(1 + m_j)$, 由此可以求得变化电流 $\Delta J = J - J_0 = J_0 m_j$ 。此时电子密度应为稳定值 n_{th} , 再用 (5.21a) 的差分式可以求得该变化电流引起的稳态光子密度变化为

$$\Delta \varphi_s(\omega_m = 0) = \frac{1}{cn_{th}} \frac{\Delta J}{qd} = \frac{1}{cn_{th}} \frac{m_j J_0}{qd} \quad (5.40a)$$

再用(5.36)式求得

$$\frac{1}{cn_{th}} = \frac{c\varphi_s}{\omega_0^2}$$

代入(5.40a)式可得

$$\Delta \varphi_s(\omega_m = 0) = \frac{1}{cn_{th}} \frac{m_j J_0}{qd} = \frac{c\varphi_s J_0 m_j}{\omega_0^2 qd} \quad (5.40b)$$

对于高频情况, 即 ω_m 比较大的情况, 需要考虑电子和光子密度动态变化。仿照注入低频调制电流时使用的处理方法, 设(5.31)式仍成立, 并假定 $\Delta n, \Delta \varphi$ 均为小量。将(5.39)式代入(5.20)式的差分形式, 考虑到 $\Delta J = J - J_0 = J_0 m_j \exp(j\omega_m t)$ 略去稳态量和二阶小量, 可以导出动态微分方程如下:

$$\frac{d^2(\Delta n)}{dt^2} + 2\alpha \frac{d(\Delta n)}{dt} + \omega_0^2 \Delta n = \frac{j\omega_m m_j J_0}{qd} \exp(j\omega_m t) \quad (5.41)$$

此方程类似带有阻尼的强迫振动方程, 其解为

$$\Delta n = \frac{j\omega_m m_j J_0}{qd} \frac{1}{(\omega_0^2 - \omega_m^2) + j2\alpha\omega_m} \exp(j\omega_m t) \quad (5.42)$$

在正弦调制情况下, (5.20b)式仍成立。将(5.42)式代入(5.20b)式, 积分得

$$\Delta\varphi = \frac{c\varphi_s J_0 m_j}{\omega_0^2 qd} \frac{1}{\left[1 - \frac{\omega_m^2}{\omega_0^2}\right] + \frac{j2\alpha\omega_m}{\omega_0}} \exp(j\omega_m t) \quad (5.43)$$

$$= \Delta\varphi(\omega_m = 0) M(\omega_m) \exp(j\omega_m t)$$

此式表明, $\Delta\varphi$ 的频率响应完全由 $M(\omega_m)$ 决定。将它的幅度和相位分开, 可写成

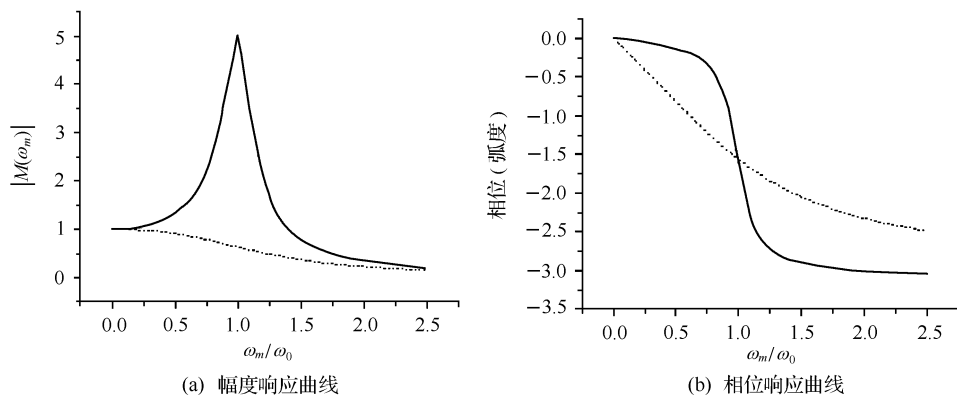
$$M(\omega_m) = |M(\omega_m)| \exp(j\theta) \quad (5.44a)$$

其中

$$|M(\omega_m)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \frac{\omega_m^2}{\omega_0^2}\right]^2 + \frac{4\alpha^2\omega_m^2}{\omega_0^4}}} \quad (5.44b)$$

$$\theta = \arctg\left[\frac{2\alpha\omega_m}{\omega_0^2 - \omega_m^2}\right] \quad (5.44c)$$

(5.44b)式和(5.44c)式所示激光器调制的幅度和相位频响特性曲线的典型情况如图 5.20 所示。



实线: $\alpha/\omega_0 = 0.1$; 虚线: $\alpha/\omega_0 = 0.8$

图 5.20 激光器正弦调制特性响应特性

从图 5.20 可见, 当 α/ω_0 很小时, 激光器幅度响应曲线在 $\omega_m = \omega_0$ 处出现峰值。这就是强迫振动的谐振现象, 当 α/ω_0 很大时谐振峰消失。

6. LD 的噪声

无调制[连续波(CW)工作]的理想激光器的输出电场应为

$$E = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (5.45)$$

其中, A 、 ω 、 φ 为激光器的振幅(或强度)、频率和初相位, 理想情况下, 它们均与时间 t 无关, 都是常量。但对于实际的激光器, 由于自发辐射的随机性使激光器的幅度 A 和相位 φ 都随机变化, 输出电场成为

$$E = A[1 + n(t)] \cos[\omega t + \varphi(t)] \quad (5.46)$$

其中, $n(t)$ 为幅度噪声, $\varphi(t)$ 为相位噪声。自发辐射的涨落、载流子浓度的涨落、电流源的电流涨落、激光器本身发热和环境变化引起的温度的涨落和量子效率的涨落都可能引起幅度噪声。上述各种因素中大多数也会引起相位(频率)噪声。

由于 $n(t)$ 为小量, 可得激光器强度 $\propto A^2[1+n(t)]^2 \approx A^2[1+2n(t)]$ 。 $2n(t)$ 即为相对强度噪声(RIN), 定义

$$\text{RIN} = 10 \lg \frac{S_{\text{RIN}}(f)}{P} \text{ (dB/Hz)} \quad (5.47)$$

其中, $S_{\text{RIN}}(f)$ 为 RIN 的功率谱密度, P 为激光器的平均输出功率。在数字通信系统中 RIN 的影响并不大。例如, 对于一般的 DFB 激光器, RIN 可达到 -130 dB/Hz, 若系统带宽 B 为 1 GHz, 则从(5.47)式可得总的 RIN 功率相对于平均功率的比为

$$B \exp[\text{RIN}/10] = 10^9 \times 10^{-13} = 10^{-4}$$

即为 -40 dB, 对于数字系统, 这是比较好的结果。数字系统中主要噪声源是热噪声和量子噪声, RIN 的影响很小(在系统带宽提高到 100 GHz 以上, 相对强度噪声必须考虑)。但对于模拟通信系统, 如 CATV 系统, 要求载噪比(CNR)大于 60 dBc, 因此要求激光器的 RIN 应尽量小, 当前好的 LD, RIN 可低到 165 dB/Hz。仍考虑系统带宽 1 GHz, 则 RIN 功率相对于平均功率的比可达

$$B \cdot 10^{\text{RIN}/10} = 10^9 \times 3 \times 10^{-17} = 3 \times 10^{-8} \sim -75 \text{ dB}$$

对于模拟系统这也是相当好的结果, 但使用普通 DFB 激光器则达不到上述要求。

相位噪声 $\varphi(t)$ 与频率噪声 $\dot{\varphi}(t)$ 的关系就是积分-微分关系, 符号上面的点表示对时间的微商

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t \dot{\varphi}(t) dt \quad (\text{rad}) \quad (5.48a)$$

$$\dot{\varphi}(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (\text{rad/s}) \quad (5.48b)$$

频率噪声 $\dot{\varphi}$ 的功率谱密度为

$$\text{PSD} = 4\pi\Delta\nu \quad (5.49a)$$

式中, $\Delta\nu$ 为激光器的 3 dB 谱宽, 定义为激光器的线宽。

定义另外一种频率噪声为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \dot{\varphi}$$

$f(t)$ 的 PSD 为

$$\text{PSD}_{f(t)} = \frac{4\pi\Delta\nu}{(2\pi)^2} = \frac{1}{\pi} \Delta\nu \quad (5.49b)$$

5.1.5 掺饵光纤激光器

掺饵光纤激光器可以用作光纤通信的光源,特别是在光孤子系统、波分复用系统中可能有较好的应用。有关掺饵光纤激光器的内容本书将在掺饵光纤放大器一节中做简单介绍。

5.1.6 激光器/光发射机的主要技术指标

如图 5.21 所示,数字光纤通信系统由光发射机、光纤与光接收机几部分组成。其中光发射机主要由激光器和光信号调制设备组成。光发射机的功能是对已经调制好的“0”、“1”数字电信号进行电光转换后发送到光纤中去。当数字信号为“1”时,光发射机发送一个“传号”光脉冲;当数字信号为“0”时,光发射机发送一个“空号”,即不发光。

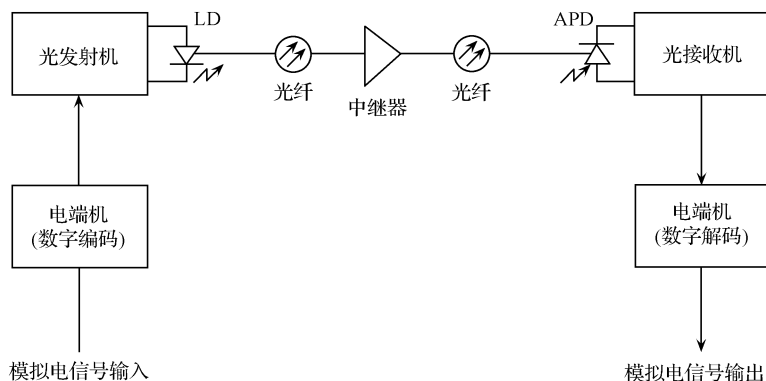


图 5.21 数字光纤通信系统示意图

光发射机是光纤通信系统的重要组成部分,其性能对整个光纤通信系统的影响很大。光发射机最主要的技术指标如下。

1. 输出功率/平均发光功率

对激光器来说,最重要的指标是光输出功率。在一定的范围内,光输出功率与激光器输入电流呈线性关系。我们希望光输出功率范围越大越好,但是激光器都存在一个饱和电流,超过饱和电流后再增加激光器输入电流,其输出功率不再变大,还可能对激光器造成损伤。

同样地,对光发射机来说,平均发光功率是其最重要的技术指标。平均发光功率定义为在“0”“1”码等概率调制的情况下,光发射机输出的平均光功率值,单位为 dBm(相对于 1 mW 的分贝数,例如 1 mW 相当于 0 dBm;10 mW 相当于 10 dBm)。

在一般情况下,光发射机的平均发光功率越大越好,因为其值越大,进入光纤进行有效传输的光功率越大,其中继距离越长,对同样的距离,中继设备数量越少,成本就越低。但传输的光功率过大会影响光源器件的寿命,而且过大的光功率会增加光纤的非线性效应,对光纤传输可能产生不利影响。单路光发射机平均发光功率一般在 0 dBm(1 mW)左右。

2. 谱宽/线宽

在前面章节中我们已经介绍了谱宽和线宽的相关概念,现在说一下它们在作为技术指标时的应当注意的一些事项。

对于多模光纤传输系统,光发射机的谱宽就是其中所用激光器的谱线宽度,一般情况下,谱宽越窄越好,因为谱宽越窄,由它引起的光纤色散效应就越小,就越利于进行大容量的传输。

多模光纤传输系统由于存在模式色散等缺点,信号在光纤中劣化得较快,为了克服模式色散,人们利用单模光纤进行传输。线宽主要是针对单模激光器的一项指标,常用 3 dB 线宽和 20 dB 线宽来描述激光器的单色性。线宽越窄,输出光的单色性越好,色散对信号的劣化也会相应减弱,信号的传输距离就越长。

3. 输出频率稳定性

激光器的温度特性对输出光频率的稳定性产生重要影响,激光器在工作过程中由于发热等原因使温度发生变化,激光器的谐振腔的长度随之改变,使输出激光频率在一个范围内产生偏移,偏移范围越小,激光器的稳定性越好,输出光的质量越高。为了保证输出频率的稳定性,激光器一般会有控温设备,使激光器的温度维持于一个较为恒定的状态。

4. 光源器件的寿命

光源器件的寿命越长越好,至少也应该数万小时以上。当前好的激光器寿命可达百万小时,甚至更长。

5. 消光比(EX)

从理想状态讲,当数字电信号为“0”时,光发射机应该不发光,但实际上这是不可能的。实际使用中要对激光器进行偏置,且使其偏置电流略小于阈值电流,所以在数字电信号为“0”的情况下,激光器也会发出极微弱的光,于是就引出了消光比的概念。

消光比的定义是:电信号“1”码输入时光发射机的发光功率与电信号“0”码输入时光发射机的发光功率之比。

$$EX = 10 \lg \frac{\text{“1”码时光功率}}{\text{“0”码时光功率}} \quad (5.50)$$

通常希望光发射机的消光比大一些为好,但对于有些情况并非如此。例如对于码速率很高的光发射机,若使用单纵模激光器会出现“啁啾”的现象,此时若增大偏流会降低“啁啾”的影响,而增大偏流则会减小消光比,因此消光比并非越大越好。

6. 偏振消光比

偏振消光比指沿光偏振主态方向分解的两个正交偏振分量功率之比。对于光源来说,偏振消光比越高,输出光的偏振度越高,越接近线偏振光。

7. 边模抑制比 SMSR

该技术指标是针对使用单纵模激光器的光发射机而言。单纵模激光器在动态调制时也可能出现多个纵模(即出现边模),一般情况下这些边模的光功率比主模要小得多。SMSR 的定义为:在全调制的条件下主纵模的光功率 $M1$ 和最大边模光功率 $M2$ 之比,即

$$\text{SMSR} = 10 \lg \frac{M1}{M2} \quad (5.51)$$

边模的光功率越小越好,一般规定光发射机的 SMSR 大于 30 dB,即主纵模的光功率是最大边模光功率的 1 000 倍以上。

8. 衡量噪声的指标

光发射机噪声主要指激光器的相对强度噪声(RIN),在前面章节中已经介绍过。在此我们再介绍一下载噪比的概念。载噪比(CNR)是评价模拟光传输质量的主要特性参数,定义为满负载、无调制的等幅载波输入传输系统,在规定的带宽内特定频道的载波功率 C 和噪声功率 N_p 的比值,并以 dB/Hz 为单位,用公式表示为

$$\text{CNR} = \frac{C}{N_p} (\text{dB/Hz}) \quad (5.52a)$$

很明显,载噪比的值越大越好。对于激光器,在一个确定信道带宽和相同调制指数下,它的 CNR 主要由 RIN 决定,它们的关系为

$$\text{CNR}_{\text{RIN}} = \frac{m^2}{2B \cdot \text{RIN}} (\text{dB/Hz}) \quad (5.52b)$$

其中, m 指单个信道的光调制指数, B 是单载波的带宽。在激光器阈值附近 RIN 最大,随着偏置电流的上升, RIN 下降,相应地 CNR 增大。对于模拟调制,为获得较好的 CNR,通常要求激光器的 $\text{RIN} < -155 \text{ dB/Hz}$ 。

9. 谱宽

目前,谱宽的提法有三种:方均根谱宽 $\delta\lambda_{rms}$ 、半高全宽 $\delta\lambda_{-3dB}$ (即-3 dB 谱宽,见图 5.22)和 CCITT 最新定义的一20 dB 谱宽 $\delta\lambda_{-20dB}$ (见图 5.23)。前二者比较常用,适用于多纵模激光器,最后一种主要用于单纵模激光器,指从中心波长的最大幅度下降到百分之一(-20 dB)时两点间的宽度。

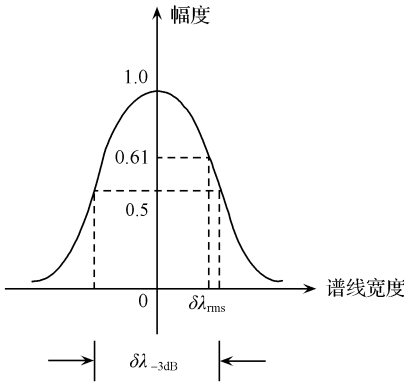


图 5.22 光源的-3 dB 谱宽

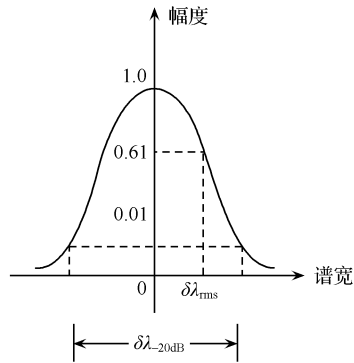


图 5.23 光源的-20 dB 谱宽

10. 线宽

某一单独模式的谱宽称为线宽,定义为光谱曲线半峰值处全宽 FWHM (full width at half maximum,半高全宽),即-3 dB 谱宽。线宽定量地表示激光器的光谱纯度,线宽越窄,表示激光器的单色性越好。

11. 品质因数(Q 值)

Q 值可以体现激光器光学谐振腔质量的优劣,定义为

$$Q = 2\pi\nu \frac{W_1}{W_2} \tag{5.53}$$

式中, W_1 表示谐振腔内存储的激光能量, W_2 表示每秒损耗的激光能量, ν 为激光的中心频率。谐振腔的损耗一般包括反射损耗、吸收损耗、衍射损耗、散射损耗和输出损耗等。Q 值越高,损耗越小,谐振腔的质量越好,其谐振峰越尖锐。一般来说激光器一旦生产出来,它的 Q 值是固定的,但调 Q 技术能够把激光器发出的能量压缩到宽度很窄的脉冲中,形成所需要的高峰值脉冲输出。所谓调 Q,就是设法通过调节谐振腔的损耗,使谐振腔一开始具有较大的损耗,即具有较低的 Q 值,使上能级的反转粒子数大量积累,然后突然降低损耗,提高 Q 值,这时极强的激光

振荡迅速建立,在短时间内反转粒子大量被消耗,转变为腔内的光能量并输出一个极强的光脉冲的过程。

12. 阈值电流/线性范围

激光器存在一个阈值电流,激光器工作于阈值电流以下时,由自发辐射作用发光,输出光功率极小;工作在阈值电流以上时,在受激辐射的作用下,输出激光的功率随电流的增大而迅速上升,基本上成直线对应关系;输入电流一旦到达饱和电流以上,激光器输出功率不再增加。从功耗方面考虑,在实际应用中,我们希望阈值电流越小越好。

输出激光的功率与注入电流近似成直线对应关系部分称为激光器的线性工作区,通常线性范围越大越好,可以用饱和电流与阈值电流之差来近似表示。另外在此范围内,我们希望激光器的输出光功率随注入电流变化的曲线尽量接近直线,从而尽量减少非线性失真。图 5.24 是激光器发射光功率与注入电流的关系示意图,图中表示了阈值电流和线性范围的位置。

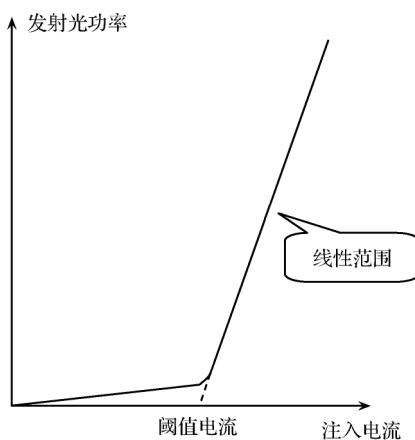


图 5.24 激光器发射光功率与注入电流的关系曲线

13. 温度特性

一般激光器的特性对温度相当敏感。随着 PN 结温的升高,激光器的输出功率将降低,当结温过高时,其输出功率将急剧减小,甚至损坏激光器;另外激光器的阈值电流也将随结温的增加而增大,噪声功率变大,信噪比变差,影响信号传输的质量;还会造成谐振腔的长度随温度的改变而产生变化,从而引起输出激光的频率产生偏移。因此在光纤通信开始时期和中期,光源器件中都装有用于温度控制的半导体致冷器和热敏电阻,但近年来研究的一些新型激光器具有很好的温度特性,

可以不加温控设施而很稳定地工作。

普通激光器只能发出一种频率的光,而利用可调谐激光器可以在一段频率范围内得到不同频率的激光。对于波长可调谐的激光器,还有一些专门的指标,下面加以简单介绍。

14. 波长调谐范围

这一项指标主要针对光波长可调谐的激光器。在光通信中,需要用到不同波长的激光输出时,可以选择可调谐激光器对激光输出的频率进行改变。改变激光频率的一个方法是利用光栅代替激光器谐振腔里面的反射镜,我们知道,光栅对光频率有很好的选择性,而对频率的选择跟光栅的入射角度有关,所以可以通过调节光栅的入射角度改变光的频率。激光器的调谐范围越大,输出光的频率变化范围越大,当然同时激光器的成本也会越高。

15. 波长精确度

对于可调谐激光器,调节其输出某一频率的光时,实际输出光波的中心波长与标称波长之间的差距称为波长的精确度。差距越小,波长精确度越高。

16. 调谐频率步长

调节可调谐激光器的输出光频率时,一些激光器的光频率的变化并不是连续的,而是一系列的离散频率,频率与频率之间有一定的步长,这个步长就叫做调谐频率步长。当然,这个步长越小,光频率的变化幅度越小,光频率调节精度越大。

5.1.7 激光器的发展现状

自从光纤被应用到通信中后,光纤通信技术迅速发展,激光器作为光通信系统的重要组成部分,其发展速度更是日新月异。激光器的发展方向是由光纤通信系统的如下要求决定的:

① 发射光波长适中,必须落在光纤呈现低衰耗的 $0.85\mu\text{m}$ 、 $1.31\mu\text{m}$ 和 $1.55\mu\text{m}$ 附近;② 发射光功率足够大,要能在室温下连续工作,而且其入纤光功率(即耦合进入光纤后的光功率)足够大;③ 温度特性好,要求激光器在较高温度下其性能劣化不明显,尽量不需要加温度控制措施;④ 光谱宽度窄,若其谱线过宽,会增大光纤的色散,减少了光纤的传输容量与传输距离;⑤ 工作寿命长,光纤通信要求其激光器长期连续工作,因此激光器的工作寿命越长越好;⑥ 体积小重量轻,激光器要安装在光发射机或光中继器内,为使这些设备小型化,激光器必须体积小、重量轻。

1. 半导体激光器的发展现状

目前,半导体激光器(LD)以其体积小、效率高、寿命长而在光纤通信系统中广泛应用,近几年微型半导体激光器的发展速度很快,最为引人注目的就是基于超晶格量子阱的优异性能而迅速发展起来的量子阱、量子线和量子点大功率激光器,另外微腔激光器也以其优良的性能获得了科学家的青睐。

(1) 量子阱激光器

半导体超晶格是指由交替生长两种半导体材料薄层组成的一维周期性结构,薄层的厚度与半导体中电子的德布罗意波长(约为 10 nm)或电子平均自由程(约为 50 nm)有相同量级。由于两种材料的禁带宽度不同而引起的沿薄层交替生长方向(z 方向)的附加周期势能分布中的势阱称为量子阱,如图 5.25 所示。

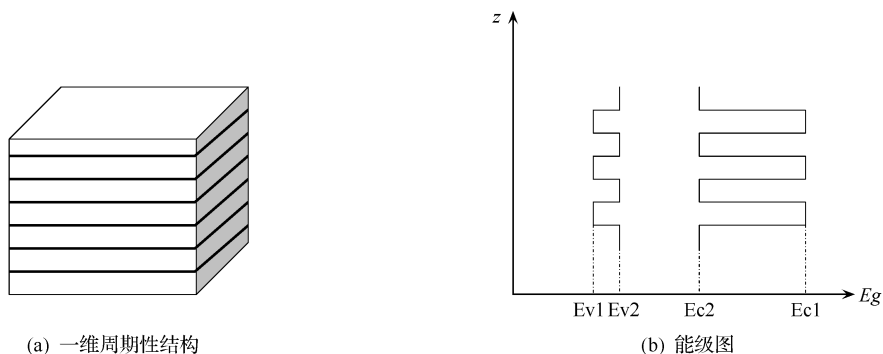


图 5.25 量子阱激光器

量子阱中电子与块状晶体中电子具有完全不同的性质,即表现出量子尺寸效应,由于量子阱阱壁的限制作用,使阱中的载流子失去了垂直于阱壁方向(z 方向)的自由度,故在 z 方向上电子能量是量子化的,只能取一些分立的值,即材料能带沿 k_z 方向分裂为许多子能带,而且态密度呈现阶梯状分布。

传统体材料能带呈抛物线分布,如图 5.26(a)所示,载流子必须从接近带底处开始填充,而量子阱的阶梯状能带[见图 5.26(b)]允许注入的载流子依子能带逐级填充,因此注入载流子能量量子化,提高了注入有源层内载流子的利用率,明显增加了微分增益。利用量子阱能带特点设计的激光器的优点很多,比如很小的阈值电流、大的输出光功率等,这些优点使量子阱激光器成为当今热门激光器的研究之一。

(2) 量子线与量子点激光器

量子阱的态密度是阶梯形的,量子线的态密度是尖峰形[如图 5.26(c)所示],而量子点的态密度是一系列孤立的线[如图 5.26(d)所示]。与量子阱相比,量子

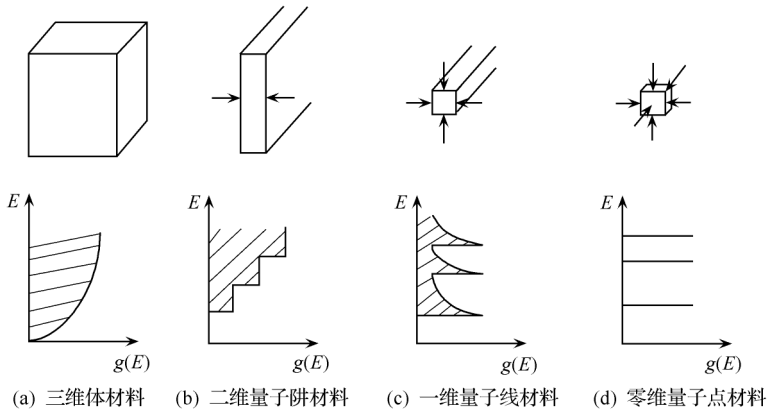


图 5.26 不同维度材料和相应的态密度

线、量子点更容易达到激光作用所需的粒子数反转。因此,目前对量子线及量子点激光器研究是一大热点。量子点激光器,可望具有比量子阱、量子线激光器更加优异的性质,如超低阈值电流密度 ($I_{th} \leq 2 \text{ A/cm}^2$)、极高的阈值电流温度稳定性、超高的微分增益(至少为量子阱的一个量级以上)和极高的调制带宽以及在直流电流调制下无啁啾工作等。量子点激光器已显示出从大功率、光纤数字传输用高速光源以及红外探测器等方面的极重要的应用前景,是目前国际上最前沿的重点研究方向之一。

(3) 微腔激光器

所谓微腔,是指半导体激光器的谐振腔尺寸小到光在半导体介质中的波长量级。微腔激光器是当代半导体研究领域的热点之一,它采用了现代超精细加工技术和超薄材料加工技术,具有高集成度、低噪声的特点,其功耗低的特点尤为显著,一个微腔激光器的功耗只有 $5 \mu\text{W}$ 左右。

由于真空电磁场包容了几乎无限多个连续模式,受激原子辐射出来的任何光子均可以接纳。而光学谐振腔的存在会改变真空电磁场的模式结构,导致受激原子的自发辐射有的模式被加强,有的模式被抑制,具体取决于半波长 ($\lambda/2$) 与腔长的相对大小。微腔利用这一原理,改变腔内自发辐射的特性,使自发辐射由无限多个连续模式变成趋于量子化的少数几个模式,自发辐射光子之间相干性明显加强。这少数几个模式与介质的增益相耦合,其中某个模式直接由自发辐射的模式变成激射模式,微腔激光器有希望实现全部自发辐射光子都进入一个激射模式。这就大大降低了激光器的阈值,使激光相变的界限逐渐消失,从而,微腔激光器被认为是无阈值激光器。

微腔激光器主要的类型是微碟激光器(见图 5.27),即一种形如碟型的微腔激光器,最早由贝尔实验室开发成功。微碟激光器由采用先进的刻蚀工艺蚀刻出的

直径只有几 μm 、厚度只有 100 nm 量级的极薄的微型碟和一个微小的底座支撑组成。

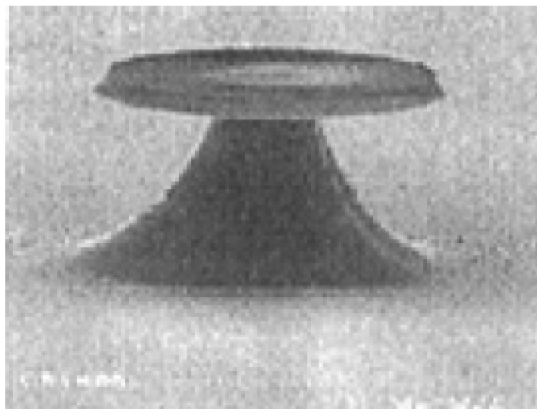


图 5.27 微碟激光器

微碟激光器在光通信、光互联和光信息处理等方面有着很好的应用前景,可用作信息高速公路中最理想的光源。微碟激光器具有高集成度、低阈值、低功耗、低噪声、极高的响应、可动态模式工作等优点,在光通信、光互连、光信息处理等方面的应用前景广阔,可用于大规模光子器件集成光路,并可与光纤通信网络和大规模、超大规模集成电路匹配,组成光电子信息集成网络等。

2. 光纤激光器的发展现状

光纤激光器是激光领域的新兴技术。20 世纪 60 年代 Sniter 等人提出了光纤在激光器方面的设想,并且不久后用掺杂 Nd^{3+} 玻璃纤维研制出第一台光纤激光器。20 世纪 80 年代中期英国南安普顿大学的研究人员在光纤中掺入杂质 Er^{3+} ,从此光纤激光器进入了实用化阶段。

光纤激光器是基于掺铒光纤放大器(EDFA)技术基础,通过引入适当的反馈机理形成的。它们主要由三部分组成:能产生增益的介质、使光子得到反馈并谐振放大的光学谐振腔和可使激光介质处于受激状态的泵浦源装置。

(1) 双包层光纤激光器

双包层光纤激光器(见图 5.28)是新型光纤激光器发展的代表,其优点在于不需要将泵浦能量直接耦合到模场直径相对较小的光纤中去,并且可以采用低成本的、多模、高功率的半导体激光器作为泵浦源。

双包层光纤激光器由同心的纤芯、内包层、外包层以及保护层组成。纤芯由掺稀土元素如铒、镱、铷等的二氧化硅构成,和单模光纤纤芯一样,具有很大的折射

率,用来传输单模信号光。内包层由横向尺寸和数值孔径比纤芯大得多,折射率处于纤芯和外包层之间的二氧化硅构成,用来传输多模泵浦光。外包层折射率最小,由聚合物材料构成。

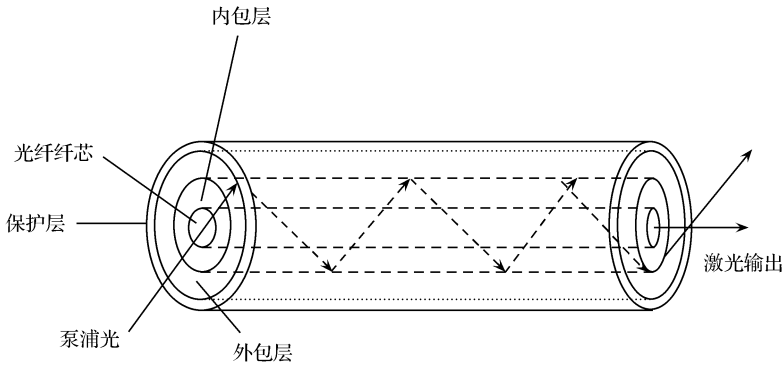


图 5.28 双包层光纤激光器

双包层光纤激光器工作时,泵浦光被直接耦合到内包层,在其中以多模形式传导,以折线方式反复穿过纤芯,被纤芯的掺杂吸收并转化成激光输出。这样就解决了光纤激光器耦合效率低的问题,以其低成本,易制作、高功率、低阈值、高效率、窄线宽和可调谐等优势受到广泛的重视。

(2) 超短脉冲光纤激光器

超短脉冲激光器也是目前光纤激光器研究的一个热点,与固体激光器相同,光纤激光器也是根据锁模原理产生短脉冲的激光输出。激光锁模技术是在多纵模输出激光器上实现的,激光谐振光谱由多个纵模组成。如果将原来相位互不相关的纵模通过引入某种手段以固定其相位关系,这时候本来的连续光将变为光脉冲序列,脉冲宽度为纵模光谱包络线的宽度,实现锁模,该状态的激光器就称为锁模状态。利用锁模技术得到的脉冲宽度一般是 ps 量级。

光纤激光器分为主动锁模光纤激光器和被动锁模光纤激光器。主动锁模指激光腔内加入了主动调制的器件,限制锁模脉冲的宽度。被动锁模光纤激光器则是利用了光纤或者其他的光学元件的非线性光学效应实现锁模的。激光器结构简单,在一定条件下不需要任何调制元件就可以实现自启动锁模工作,启用被动锁模光纤激光器可以输出 fs 量级的超短脉冲。超短脉冲激光器已经用在超快光源上,是实现超高速光时分复用(OTDM)的关键技术。

(3) 光子晶体光纤(PCF)激光器

光子晶体光纤(photonic crystal fiber, PCF),也称为多孔光纤,微结构光纤,是一种带有缺陷的二维光子晶体,由沿光纤轴向有规律排列着空气孔的光纤构成。在第 4 章中我们已介绍了这种光纤的基本内容。这种光纤的核心是一个破坏折射

率周期性的空气孔构成的缺陷,也可以用石英或者掺杂的石英代替,利用光子晶体局限光的能力,将光限制在缺陷中传播。光子晶体光纤在实现大数值孔径和大模场面积的同时,保证单横模的运转,并且能够承受更高的泵浦功率和温度,更适合大功率激光器的研制。

PCF 激光器是在光子晶体光纤的纤芯中掺入稀土元素而制成,其优点在于不仅可以提供全波段单模输出,而且光子晶体光纤的大模场面积可使得其自身能够承受较大的能量而不至于发生光学损坏。

PCF 激光器的种类很多,大致上分为基于非线性效应的 PCF 激光器(小模场面积)和掺稀土元素大模场面积 PCF 激光器。前者有超强的非线性特性,弥补了光纤激光器在短波非线性研究领域的缺陷;而后者有全波长单模输出、宽光谱范围和优秀的弯曲损耗特性。

光子晶体光纤具有传统光纤所不具备的优点。利用光子晶体光纤的特征优势开发的可获得比传统单模光纤激光器或全光纤孤子激光器有更高功率的激光器。一般通过掺稀土的光纤棒代替纯纤芯作为增益介质。

3. 光子晶体激光器的发展现状

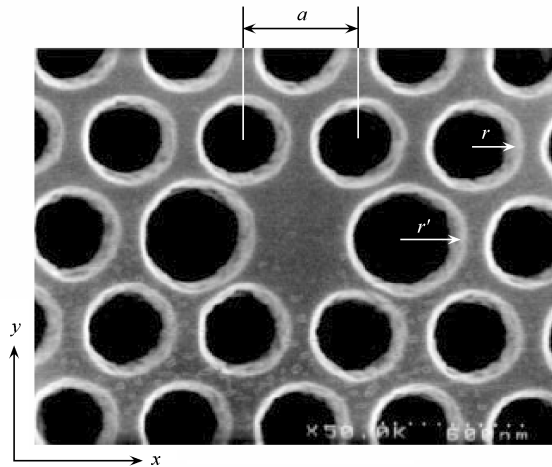
传统的半导体激光器以其成熟的制作工艺广泛应用于通信领域,但是由于其阈值高、发散角大、量子转换效率低等缺点已经无法满足某些应用中的苛刻要求。而且由于受到半导体激光材料能带宽度和器件本身尺寸的限制,普通的半导体激光器的单色性和方向性很差。将光子晶体的理论与现有激光物理和技术相结合时,则有望突破传统激光器的性能瓶颈,可能实现激光器的低阈值、高效率、高亮度、高速、小体积等,这些要求在现有的传统激光器理论及技术中是难以达到的。利用光子晶体腔的高品质因数(Q 值)可以提高自发辐射速率,同时获得更高的自发辐射向受激辐射的耦合效率,实现激光器的无阈值工作;利用光子晶体对光子态的调制作用,可以获得比传统激光器大几个数量级的光学 Q 值,大幅度提高激光的亮度、单色性。结合光子晶体微腔及其显著增加的光学腔 Q 值,可以提高激光器的调制速率。

光子晶体的一个典型特征,就是光子带隙(photonic band gap, PBG)的存在,处于带隙内的光子态在 PBG 中不存在。如果光子能量落入光子禁带频率范围内,则不能在光子晶体中传播,利用此特性可以制作高反射器件。如果光子晶体材料的介电性能在周期结构中存在缺陷,在光子晶体能带中就会出现缺陷态。点缺陷中产生的光子将被限制在这个缺陷周围,形成谐振腔。线缺陷可以形成光子晶体波导。

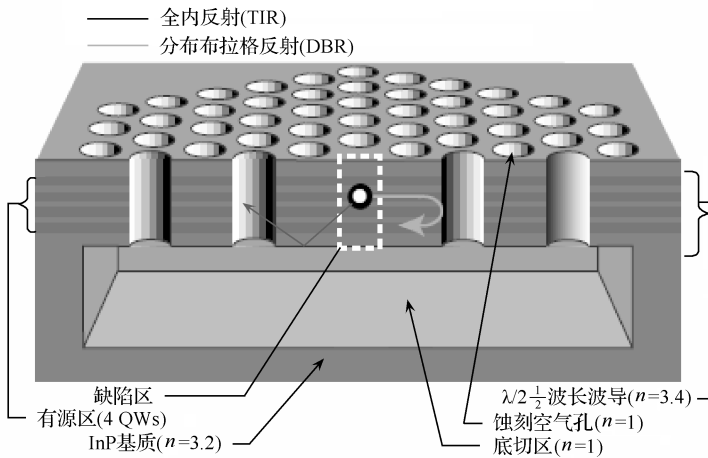
光子晶体的缺陷结构起着谐振腔的功能,由此可以构成光子晶体微腔激光器、光子晶体环形激光器、光子晶体光纤激光器等。

特殊结构的光子晶体微纳谐振腔具有极高 Q 值和极小模式体积的性能,因此同时提高了激光工作物质的自发辐射速率,称作 Purcell 效应。因此,对于光子晶体微腔,它不仅保持腔内光场的振荡,同时也从物质本身征地增强了这种振荡。

1999年,美国加州理工学院和美国南加州大学的研究人员首次实现了第一只半导体二维薄板光子晶体点缺陷激光器^[2],实验上首次证实了这种周期排列的光子晶体材料具有控制光子的能力。这种结构采用的是三角晶格光子晶体,如图 5.29所示。利用微电子加工技术,在 InGaAsP 上实现三角晶格的空气孔,去掉一个孔(图中中心位置)形成点缺陷,实现光子晶体微腔。并以 InP 量子阱为增益介质,采用 830 nm 的半导体激光器作为光泵浦,实现了波长为 $1.55 \mu\text{m}$ 的激光辐射。



(a) 光子晶体微腔



(b) 激光器结构

图 5.29 半导体二维薄板光子晶体点缺陷激光器结构

2004年,韩国先进工业技术研究院的 H. G. Park 等人^[3]发表了电注入光子晶体缺陷腔激光器的结构,如图 5.30 所示。它利用单缺陷腔下方的介质柱提供了一个导电通道,并充当一个导热的介质,从而解决了光子晶体激光器导热不佳的问题。这个小柱的作用是同时作为电线,模式选择器和热沉。在该结构中,有源区采用 6 个应变补偿的 InGaAsP 量子阱,设计其电致发光波长为 $1.55\mu\text{m}$ 。将小柱制作在腔的中心,于是在中心处具有波腹的那些模式由于中心柱的存在而被抑制(这些模式不能在中心传输)。柱的尺寸也依赖于孔的大小。另外,光子晶体单缺陷腔由 5 个具有相同晶格常数,不同空气孔尺寸的光子晶体晶格所包围,用来提高中心 InP 柱的位置和尺寸。电子由上电极侧向提供,然而空穴直接从下面的柱注入。异质结的引入也限制了双分子复合出现在中心柱附近,并且促进了光增益区域模分布的有效重叠。器件的总 Q 值高达 2 600,阈值电流仅为 $260\mu\text{A}$ 。

在微腔中,Purcell 效应增加自发辐射的速率。Purcell 因子与光子晶体微腔的品质因数 Q 成正比,与模场体积成反比。因此通过结构优化来增强 Purcell 效应可以加快光子晶体激光器的响应时间,提高激光器的调制速率^[3]。

基于光子带边效应也可以提高光增益的特性,2003年 Kwon S H 等人^[4]报道了一种室温下光泵浦的 PC 带边激光器。这种激光器工作在 PC 平板能带的第二个 X 点和第二个 M 点附近,在这些点附近的能带很平坦,所以能产生高的态密度和低的群速度。对于工作在第二个 M 和第二个 X 带边模式的激光器,阈值泵浦功率分别约为 0.62 mW 和 0.67 mW 。

环形光子晶体激光器是光子晶体平板上形成一个环形的腔^[5],如图 5.31 所示。

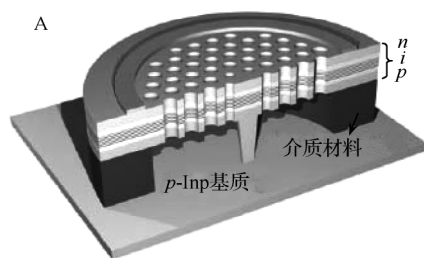


图 5.30 电注入光子晶体缺陷腔激光器的结构

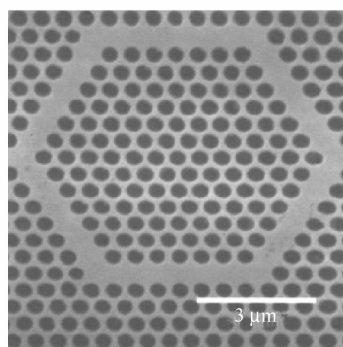


图 5.31 环形光子晶体激光器结构

光子晶体激光器可以提高传统半导体激光器的性能,并且可以便于实现光子集成。但是目前来讲达到实用化还存在一定的困难,主要有以下几方面的问题。

光子晶体的加工制作方面在很长的一段时间内都将是一个难题,因为目前的光刻工艺的精度很难制作出理想的光子晶体材料,而且制作出的光子晶体中空气孔的侧壁往往不平坦及其表面的杂质会导致载流子界面复合,引起吸收损耗,从而降低了激光器的量子效率。再有,由于光子晶体激光器件的尺寸很小,电极接触的面积也会相应的减小,从而引起串联电阻的增加,导致一些热问题。这些问题都不同程度地影响了光子晶体激光器的性能,有待于人们在目前的研究方法和制作手段的基础上不断地提高,或者是寻找新的途径去更好地解决。

5.2 光检测器件

光检测器在光纤通信系统中的功能是实现光电转换、解调或混频。对光检测器的一般要求有:

- 1) 在工作波长(光波长)范围内有高的响应度,能实现有效的光电转换,这是一种对光的响应;
- 2) 尽可能小的附加噪声;
- 3) 响应速度快,即有足够的带宽,对高数据率能有响应,这是对调制(电)信号的响应,它不但与解调电路的响应特性有关,也与光电变换的速率有关;
- 4) 对温度不敏感;
- 5) 尺寸小,寿命长。

符合这些条件的最佳器件是半导体器件。实际光纤通信系统中使用的光检测器皆为半导体器件,它们都是在 PN 结的基础上制作出来的,包括 PIN 和 APD。

5.2.1 PIN 光检测器

1. PIN 光检测器的结构与原理

PIN 是 P 型和 N 型半导体中间夹着一层掺杂很轻的本征半导体(I 型半导体),如图 5.32 所示。图 5.32(a)中的方框表示的 PIN 分成三个区域,上层是 N 型半导体,下层是 P 型半导体,中间夹了一层比较厚的本征(I 型)半导体。

在上一节讨论激光器原理时已经介绍了半导体的能带结构,在常温下,载流子集中在价带,价带和上层的导带之间隔着一层禁带。禁带的宽度为 E_g 。当 P 型和 N 型半导体相互接触形成 PN 结时将在结区形成势垒,使 PN 结两边的费米能级相同。当 PN 结上施加正向电压时,势垒下降,这是激光器的情况。但是,光电检测器是外加反向电压,因而使势垒升高,如图 5.33 所示。当光从 P 区照射到 PIN 中时,若光子能量 $h\nu > E_g$ (E_g 为禁带宽度),则价带上的一个电子可以吸收光子能量从价带跃迁到导带中去,同时在价带中产生一个空穴,即产生一个电子-空穴对,

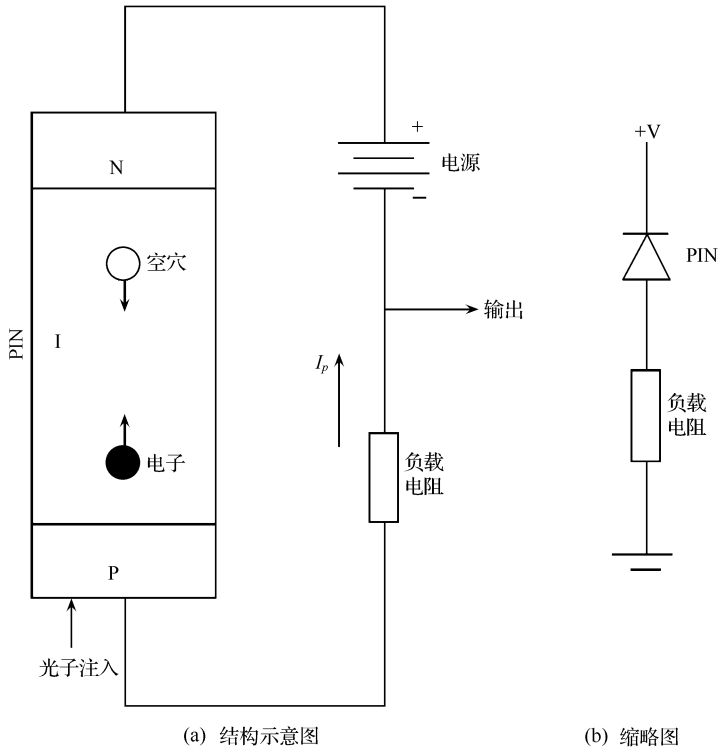


图 5.32 PIN 光检测器的结构示意图

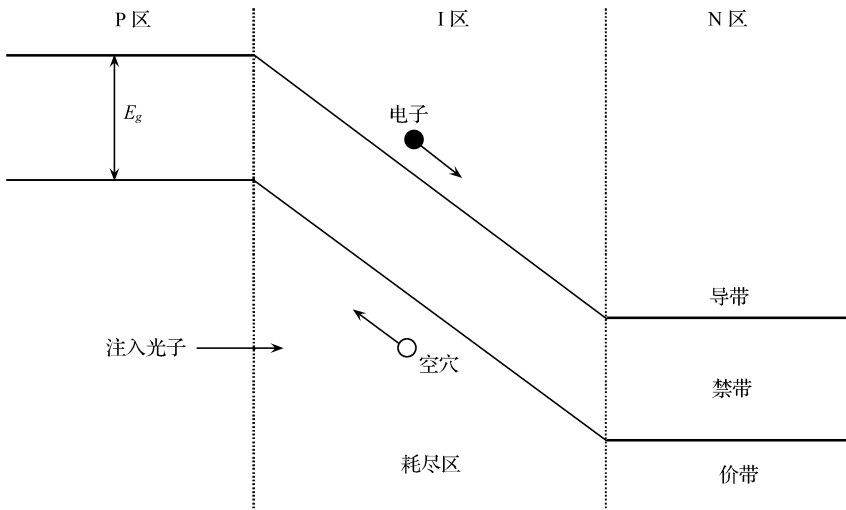


图 5.33 加反向电压时 PIN 检测器的能带图

它们被称作光生载流子。由于 I 区厚度较大,大多数光生载流子集中在该区,它们在该区的强电场作用下电子向 N 区漂移,空穴向 P 区漂移,流到外电路中形成光电流,在 I 区(也即以前提到的空间电荷区)载流子基本耗尽,因此 I 区又称作耗尽区。

2. PIN 的主要特征参量

(1) 截止波长

截止波长由材料的带隙能量 E_g 决定。当光子能量 $h\nu < E_g$ 时,光子能量不足以激发光电流,称为截止。截止波长决定了 PIN 的工作波长上限。截止波长可由式 $h\nu = E_g$ 导出

$$\lambda_c(\mu\text{m}) = \frac{hc}{E_g} = \frac{1.24}{E_g} \quad (5.54)$$

当工作波长 $\lambda > \lambda_c$ 时,光子能量 $< E_g$, 出现截止。对于 Si 材料, $\lambda_c \cong 1.06 \mu\text{m}$, 对于 Ge 和 InGaAs, $\lambda_c \cong 1.6 \mu\text{m}$ 。

下限波长(不称截止)主要由于波长下降,光子在检测器表面就被吸收,光子穿透深度减小。而所生成的光电载流子集中在器件表面很窄的区域,在它们被外电路收集前就发生复合,因而产生光电流减少(即量子效率降低),直至消失。该过程不像截止现象,是缓变的。

(2) 量子效率 η

定义量子效率为

$$\eta = \frac{\text{形成光电流的光生电子-空穴对数}}{\text{入射的光子数}} = \frac{I_p/q}{P_0/h\nu} \left[= \frac{\text{输出电子数}}{\text{输入光子数}} \right] \quad (5.55)$$

其中, I_p 是入射于光检测器上的稳态平均光功率为 P_0 时产生的平均光电流, q 为电子电荷, h 为普朗克常数, ν 为光频率。 η 的范围是 30%~95%。 η 越大,效率越高。为了加大 η ,就要加大耗尽层(I 区)厚度,足以吸收大部分入射光子。但 I 层越厚,光生载流子漂移到加有反向偏压的 PN 结两端所需时间越长,使响应速度减慢,因而需要有一折衷。该厚度首先应该大于穿透深度。

(3) 响应度 R

响应度 R 为单位光功率产生的光电流,定义为

$$R = \frac{I_p}{P_0} = \frac{\eta q}{h\nu} \quad (5.56)$$

系统工程师在设计光纤通信系统时一般喜欢用参量 R ,因为它比较直观,其实它也反应了量子效率。

R 的典型值: Si 在 $\lambda=800 \text{ nm}$ 处, $R \approx 0.65 \mu\text{A}/\mu\text{W}$
 Ge 在 $\lambda=1.3 \mu\text{m}$ 处, $R \approx 0.45 \mu\text{A}/\mu\text{W}$
 InGaAs 在 $\lambda=1.3 \mu\text{m}$ 处, $R \approx 0.6 \mu\text{A}/\mu\text{W}$

R 与光功率无关,与负载无关(检测器可看作稳流源),但与波长有关。

5.2.2 APD

1. APD(avalanche photodiode)的结构与原理

APD 的结构与 PIN 相似,但多了一个雪崩区,即多了一个 P 层,如图 5.34 所示。APD 的外加电压较高,一般在几十伏特,仍为反向偏置。高场强区集中在 PN^+ 结区,就是雪崩区。APD 内部场强分布也示于图中。由图可知,这种结构的 APD 的耗尽区可“拉通”到(延长到) π 区,一直到达 P^+ (π 区就是原来的本征半导体 I 区,但是在工艺上漏进少量 P 型杂质,成为轻微掺杂的 P 型半导体),整个结构称作 $\text{P}^+\pi\text{PN}^+$ 拉通形结构。上标“+”表示重掺杂。这样的结构可以承受较高的反向偏压。

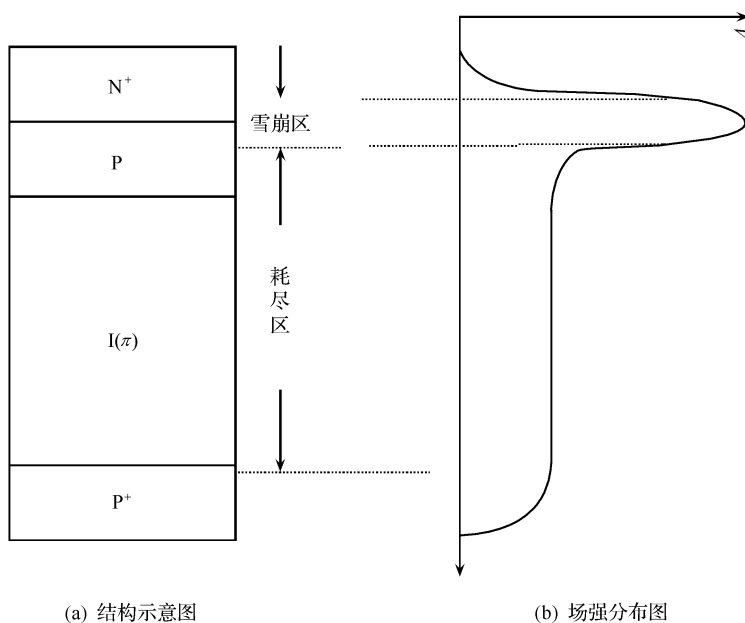


图 5.34 APD 光检测器

在雪崩区场强较大,其中一部分区域的场强超过了 APD 晶格中原子碰撞电离所需的最小场强,在光照射 APD 时,首先如 PIN 那样,具有足够能量的光子激发出初始光生载流子,包括电子和空穴。它们流到外电路中形成初始光电流。这些初始光生载流子在强电场作用下加速并获得足够大的能量。它们与晶格原子碰撞,使该原子电离,产生新的电子-空穴对,称作二次电子-空穴对,所产生的二次电子和空穴同样能在强电场的作用下加速,并与晶格原子碰撞,使原子电离,再产生

新的电子-空穴对,这就是雪崩现象。这一作用继续下去,在该区域中的电子-空穴对数不断增加,形成倍增效应。这些电子和空穴在电场作用下都可能流到外电路中形成光电流,这时的光电流比初始光电流大很多倍,也即光电流形成倍增。

2. APD 的倍增系数

APD 的一个重要参量为倍增系数 M 。定义

$$M = I_M / I_P \tag{5.57}$$

其中, I_M 为倍增后的总输出电流平均值, I_P 为初始光电流,即没有倍增时的光电流。由于雪崩过程本质上是一个统计过程,因此测得的 M 值用平均值表示。

APD 的响应度定义为

$$R_{APD} = \frac{\eta q}{h\nu} M = R_0 M \tag{5.58}$$

其中, R_0 为 $M=1$ 时的响应度,即没有倍增时的响应度,与 PIN 的响应度一样。倍增与雪崩有关,也即与外加电压有关 (M 是外加电压的函数)。 M 与外加电压的关系曲线示于图 5.35。图中曲线用温度作为参量,即 M 也是温度的函数。在外加电压较小时没有雪崩, M 变化不大,接近常数(近似等于 1)。只有在高电压下才能出现雪崩现象。

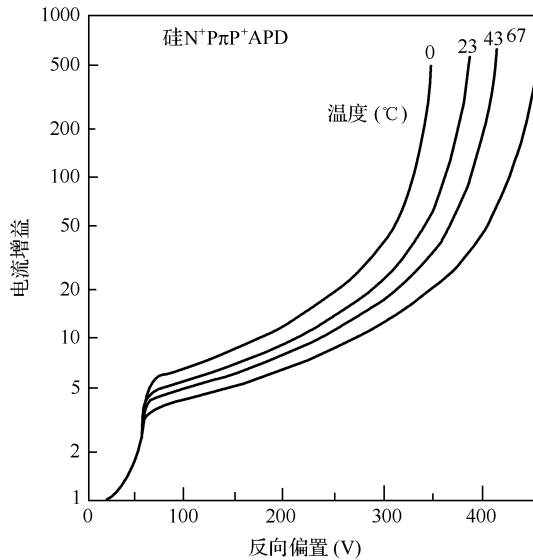


图 5.35 APD 倍增系数与外加反向偏置电压的关系

在接收机中使用 APD 时,其倍增系数有一最佳值。这一问题将放在第 7 章的 7.1.3 节中讨论。

5.2.3 光检测器的输出噪声

通信接收机的功能就是要在各种噪声和干扰中提取微弱的有用信号(接收的信息)。一般来说,接收机中的噪声包括与信号同时传输来的信号源噪声和信道中加入的噪声以及接收机本身引入的噪声。在数字光通信系统中,光发射机发出的振幅噪声影响不大,相位噪声对 IM/DD 系统也没有重大影响,因此光源的噪声在 IM/DD 系统中可以不考虑。在没有光放大器的光纤通信系统中信道噪声几乎不存在,更可以不考虑(当采用 EDFA 前置光放大器时,光放大器的 ASE 噪声将从信道传送到接收机,这一噪声不可忽略)。所以数字光纤通信系统中,接收的噪声主要是接收机本身引入的噪声,特别是作为前级的光检测器噪声和(电的)前置放大器噪声。这些噪声决定了接收信噪比,因此接收信噪比(电的)可定义为

$$\frac{S}{N} = \frac{\text{信号光电流产生的信号功率}}{\text{光检测器的输出噪声功率} + \text{前置放大器的噪声功率}} \quad (5.59)$$

因为光检测器是一种电流输出器件,它可看作一个恒流源,所以上述公式中的各项功率常用电流平方来表示。

常用最小可检测光功率描述光纤通信系统中接收机灵敏度,其大小决定于上述接收信噪比,因此光检测器噪声分析是光接收机讨论中的重要内容。

下面分析光检测器的接收信号特性以及噪声的来源、特点和相互关系。

如果已调的光信号功率 $P(t)$ 入射于光检测器上,所产生的初始光电流 $i_{ph}(t)$ 等于

$$i_{ph}(t) = RP(t) = \frac{\eta q}{h\nu} P(t) \quad (5.60)$$

式中, $i_{ph}(t)$ 中包括直流分量 I_p (它是光信号功率产生的光电流的平均值)和(调制)信号分量 $i_p(t)$ 。对于 PIN, 输出信号光电流的均方值为

$$\langle i_s^2 \rangle = \langle i_p^2(t) \rangle \quad (5.61)$$

而对于 APD,

$$\langle i_s^2 \rangle = \langle i_p^2(t) \rangle M^2 \quad (5.62)$$

式中, M 为 APD 的倍增系数。对于调制指数为 m 的正弦调制信号(模拟调制, 调制信号 $i_p = \hat{m}i_p \cos \omega_m t$, \hat{i}_p 为正弦调制信号的幅值), 则

$$\langle i_p^2 \rangle = \frac{m^2}{2} \hat{i}_p^2 \quad (5.63)$$

检测器输出噪声主要包括量子噪声和暗电流噪声。

(1) 量子噪声(或称作散粒噪声)

这是由于光子的粒子性引起的噪声, 即当光信号入射到光检测器时, 由于入射光子的粒子性和到达时间的随机性, 在 t 时间内到达的光子数 n 应满足泊松分布,

即 t 时间内到达 n 个光子的概率为

$$P(n) = \frac{(\bar{n})^n}{n!} e^{-\bar{n}} \quad (5.64)$$

其中, \bar{n} 为 n 的均值。由于光的粒子性是光的基本性质,是固有的,不可避免的。它所引起的光电流的起伏,即量子噪声也是不可避免的。在其他噪声都可忽略时,量子噪声决定了接收机灵敏度的极限,即所谓的量子噪声极限。一般说,光接收机的接收灵敏度不可能优于量子噪声极限。

量子噪声电流的均方值可表示为

$$\langle i_Q^2 \rangle = 2qI_p B M^2 F(M) \quad (5.65)$$

在一定的带宽 (B 不变) 的条件下,它与光电流的平均值 I_p 成正比。这是一个非常重要的性质。

式(5.65)中 $F(M)$ 是与雪崩过程的随机性有关的 APD 的过剩噪声系数。根据实验结果可得合理的近似式 $F(M) \approx M^x$, 这里有 $0 \leq x \leq 1.0$, 与材料有关。

对于 PIN 管, M 和 $F(M)$ 都等于 1。

(2) 暗电流噪声

当没有光照射在二极管上时二极管偏置电路中继续存在电流,称作光电二极管的暗电流,它由本体暗电流和表面暗电流组成。由于电子的粒子性,暗电流也存在散粒噪声。

本体暗电流是由光电二极管 PN 结中由热产生的电子和(或)空穴引起的。由于它是从 PN 结内部产生并流过 PN 结,也可能产生雪崩效应,因而它与光电流的散粒噪声有类似表达式,其均方值表示为

$$\langle i_{DB}^2 \rangle = 2qI_D M^2 F(M) B \quad (5.66)$$

式中, I_D 为检测器的初始(未倍增的)本体暗电流。

表面暗电流也称为表面漏电流,它与表面缺陷、清洁度、偏置电压和表面积有关。表面暗电流的均方值为

$$\langle i_{DS}^2 \rangle = 2qI_L B \quad (5.67)$$

式中, I_L 为表面暗电流。由于雪崩倍增是一种体效应,表面暗电流不流过 PN 结内部,不受雪崩过程的影响。

5.2.4 光检测器的响应时间

当系统在高比特率工作时响应时间是一个重要参量,主要取决于下述三个因素:

- 1) 耗尽区中光电载流子的渡越时间;
- 2) 耗尽区外产生的光电载流子的扩散时间;
- 3) 光电二极管及其有关电路的 RC 时间常数。

由于光电二极管耗尽区中电场足够大,因此渡越时间很小,可达到 0.1 ns 。与此相比扩散则是缓慢的。因此为了获得高速光电二极管,光电载流子应当在耗尽区或非常接近耗尽区中产生,这样扩散时间可小于或等于载流子的漂移时间。

为了减小器件的 RC 值,器件及其相关电路都必须精心设计,使检测器能够在高比特率情况下工作。当前工作于 10 Gbit/s 和 40 Gbit/s 的检测器已有商品出售。

5.3 光放大器器件

用于光纤通信技术的光放大器有半导体光放大器(SOA)和光纤放大器。后者包括各种掺稀土元素的光纤放大器、光纤拉曼放大器和光纤布里渊放大器。光纤布里渊放大器在光纤通信技术中使用比较少;其他三种光放大器在光纤通信技术中有广泛的应用,因此,本书主要介绍这三种光放大器。

有关光放大器的问题将在第6章继续介绍。

思考题与习题

- 5.1 试从(5.2)式分析:
 - (1) $T = 0^\circ\text{K}$ 时原子能级上的原子数分布;
 - (2) 物体加热到高温时为何可以发光?
- 5.2 从图 5.2 所示的半导体能带结构示意图说明为何 LD 的激光信号的单色性较差。
- 5.3 从本章介绍的内容分析 LD 和 EDFA 的泵浦机理的异同。
- 5.4 半导体电子器件(二极管、三极管等)常由 PN 结构成,半导体光电器件也是由 PN 结构成,它们有何异同? 电子器件能否同时存在光电变换功能? 需要什么条件?
- 5.5 证明(5.8)式是(5.5)式在 LED 的注入电流从 J_1 跃变到 J_2 时的瞬态解。
- 5.6 一个多纵模 F-P 腔激光器的纵模间隔为 20 GHz ,试估算该激光器腔长。设其有源区介质折射率为 $n = 3$,工作波长为 $1.55 \mu\text{m}$,其波长间隔多大?
- 5.7 推导(5.30c)式。
- 5.8 推导(5.33)式。
- 5.9 推导(5.41)式。
- 5.10 LD 的张弛振荡对光纤通信系统工作有何不利影响和有利应用?
- 5.11 LD 的振幅噪声和相位噪声对各种光纤通信系统有何不同的影响?
- 5.12 光检测器负载电阻的大小如何影响光接收机性能?

- 5.13 光检测器工作波长的上限和下限由什么因素决定?
- 5.14 光检测器的量子效率与响应度反映了光检测器的什么特性? 为什么系统工程师较喜欢使用响应度 R ?
- 5.15 APD 的最佳倍增系数 M_{opt} 由哪些因素决定? 除了倍增噪声外还有什么因素限制 M 的增加?

参 考 文 献

- [1] 江泉,等.1991 光电子与集成技术年会论文集.北京:清华大学出版社.1992;365~368.
- [2] Painter O, Lee R K, Scherer A, Yariv A, O'Brien J D, Dapkus P D and Kim I. Two-Dimensional Photonic Band-Gap Defect Mode Laser. Science, 1999(June), 284; 1819~1821.
- [3] Hong-Gyu Park, Se-Heon Kim, Soon-Hong Kwon, Young-Gu Ju, Jin-Kyu Yang, Jong-Hwa Baek, Sung-Bock Kim, and Yong-Hee Lee. Electrically Driven Single-Cell Photonic Crystal Laser. Science, 2004 (September), 305; 1444~1447.
- [4] Soon-Hong Kwon, Han-Youl Ryu, Guk-Hyun Kim, Yong-Hee Lee, and Sung-Bock Kim. Photonic Bandedge Lasers in Two-dimensional Square-lattice Photonic Crystal Slabs. Appl. Phys. Lett., 2003, 83 (19); 3870~3872.
- [5] Se-Heon Kim, Han-Youl Ryu, Hong-Gyu Park, Guk-Hyun Kim, Yong-Seok Choi, Yong-Hee Lee, and Jeong-Soo Kim. Two-dimensional Photonic Crystal Hexagonal Waveguide Ring Laser. Appl. Phys. Lett., 2002, 81(14); 2499~2501.

第 6 章 光纤通信技术中使用的光放大器

如前所述,用于光纤通信技术的光放大器有半导体光放大器(SOA)和光纤放大器。后者包括各种掺稀土元素的光纤放大器、光纤拉曼放大器和光纤布里渊放大器。由于光纤布里渊放大器在光纤通信技术中使用比较少。因此,本书主要介绍其他三种光放大器。

在半导体激光器制成后,有人试图在其两端的解理面(即反射面)上镀消反射膜(即消除反射,实际上是尽量降低面上的反射系数)制作成光放大器。但由于制作工艺复杂、器件性能不理想、成本高等因素的影响,SOA 没有得到广泛应用。在 20 世纪 80 年代后期,有人提出了用波分复用(WDM)技术提高光纤传输容量的思想,SOA 由于与光纤耦合困难,噪声系数大,非线性交调造成信道间串扰过大,不适合在波分复用系统中作为传输放大器使用,但是在光纤通信系统和网络中 SOA 被大量用于光信号处理和全光波长变换。

人们较早就发现了光纤中受激拉曼散射和受激布里渊散射等非线性效应,并利用这些效应制作光放大器,即光纤拉曼放大器(FRA)和光纤布里渊放大器(FBA)。光纤拉曼放大器曾经在光孤子系统研究中得到广泛应用。但由于光纤拉曼放大器的泵浦效率低,泵浦阈值高,当时使用的泵浦激光器很大(如色心激光器或固体激光器),不能实用化。由于没有合适的光放大器,在一段时间内波分复用技术的发展受到影响。20 世纪 80 年代末,掺铒光纤放大器(EDFA)的发明才使波分复用系统有了理想的光放大器,此后波分复用技术得到迅速发展。

当前由于 WDM 系统使用的光波波段越来越宽,EDFA 的带宽已经不能满足要求。人们又转而求助于 FRA。由于其潜在带宽巨大(可能超过 200 nm),工作波段广泛(只要改变泵浦波长就可以在很宽的范围内改变工作波长),特别适合当前波分复用技术发展的需要。同时大功率半导体泵浦激光器的研制成功使 FRA 体积大大缩小,使得 FRA 成为实用化的技术。当前,多波段、高速、大容量光纤传输系统都要用到 FRA,或与 EDFA 联合使用。

6.1 半导体光放大器

6.1.1 概述

SOA 又称作半导体激光放大器(semiconductor laser amplifier,SLA)。它和

半导体激光器(LD)一样都是基于光的受激辐射和放大。事实上,激光器(laser)名称的原意就是受激辐射引起的光放大(light amplification by stimulated emission of radiation)。本质上,该名称强调的是激光材料中由于粒子数反转产生的受激辐射可以引起光放大。两者的不同在于 LD 存在内部反馈,足够大的反馈可能引起自激振荡,即受激辐射所需的初始注入光子可以从 LD 内部产生,例如内部的光噪声;而 SOA 不能产生自激振荡,因而受激辐射所需的初始注入光子必须由外部注入,即需要输入光,SOA 就是对输入光进行放大。

SOA 作为一种放大器不应产生自激振荡,因此 SOA 中或者没有内部反馈,或者内部反馈足够小,以致不能产生自激。对应反馈的两种情况,存在两种类型的 SOA,即行波型 SOA(TW-SOA)和 FP 型 SOA(FP-SOA)。

SOA 具有体积小、增益大、增益带宽大、驱动电流小、便于集成等优点,又可以在线性状态和非线性状态下工作,因此在光纤通信系统和网络中可能有多方面的应用。在线性状态下 SOA 可以作为宽带光放大器,而在非线性状态下 SOA 可以用作全光开关、全光 3R、全光解复用、全光波长变换以及光信号处理等方面。

工作于起振条件以下的 FP 腔半导体激光器就可成为 FP 型 SOA。由于这种 SOA 有源区两端面存在反射(只是在起振条件以下),因而仍有谐振特性。

根据 (5.15a) 式,起振条件可改写为

$$V = R_1 R_2 \exp[2L(g - \alpha)] = R_1 R_2 G = 1 \quad (6.1)$$

其中, R_1 和 R_2 分别为两端面的功率反射系数, L 为 SOA 的有源区长度, g 为增益系数, α 为衰减系数,则 $G = \exp[2L(g - \alpha)]$ 是 SOA 中扣除衰减后的净功率增益。当 $V < 1$ 时器件不能自激振荡,只能作为放大器应用。但是若 V 不是很小(不是接近于零),器件仍存在谐振特性,其增益谱存在波纹,作为宽带放大器使用时将影响系统性能。为了制作增益平坦的宽带放大器, V 必须很小。SOA 作为放大器,其增益 G 不能太小。因此两端面的反射系数 R_1 和 R_2 必须尽可能小。例如, $\sqrt{R_1 R_2} < 10^{-4}$, $G = 30$ dB, 则 $V < 0.1$, 在这样的条件下 SOA 的增益波纹的影响比较小。当两端面的反射系数 R_1 和 R_2 非常小时器件成为 TW-SOA。

6.1.2 SOA 的特性

(1) 增益特性

当 SOA 的输入功率很小时放大器处于未饱和情况,这时 SOA 的增益系数 g 随频率的变化关系,即增益谱为(不考虑端面反射对增益谱的影响,即忽略端面反射)

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2} \quad (6.2)$$

其中, g_0 为取决于 SOA 泵浦水平的增益峰值; ω 为输入光频率; ω_0 为 SOA 有源区原子跃迁频率; T_2 为偶极子弛豫时间。由上式可见,当 $\omega = \omega_0$ 时增益达到峰

值,当 ω 偏离 ω_0 时增益按洛伦兹分布下降。由此式可以导出增益带宽,它定义为增益谱从峰值下降到一半时的全宽(FWHM),由此得增益带宽为

$$\Delta\omega_g = 2/T_2 \quad (6.3a)$$

或可写成

$$\Delta\nu_g = \frac{\Delta\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{\pi T_2} \quad (6.3b)$$

当信号功率比饱和功率 P_s (与增益介质有关的参量)小很多时(6.2)式成立,这是小信号的情况,但是当信号功率与 P_s 可比拟时,(6.2)式需要修正,成为

$$g(\omega) = \frac{g_0}{1 + (\omega - \omega_0)^2 T_2^2 + P/P_s} \quad (6.4)$$

设信号功率沿有源区的增长满足(6.5)式

$$\frac{dP(z)}{dz} = gP(z) \quad (6.5)$$

将(6.4)式代入(6.5)式,考虑 $\omega = \omega_0$ 的情况,则有

$$\frac{dP(z)}{dz} = \frac{g_0 P(z)}{1 + P(z)/P_s} \quad (6.6)$$

此式很容易积分,可得放大器增益为

$$G = \frac{P_{out}}{P_{in}} = G_0 \exp\left[-\frac{G-1}{G} \cdot \frac{P_{out}}{P_s}\right] \quad (6.7)$$

其中, $P_{out} = P(L)$, $P_{in} = P(0)$, G_0 为 $P_{out} \ll P_s$ 时的放大器增益。由此式说明放大器增益与输入(或输出)信号功率有关。图 6.1 表示了增益与输入功率之间的关系。

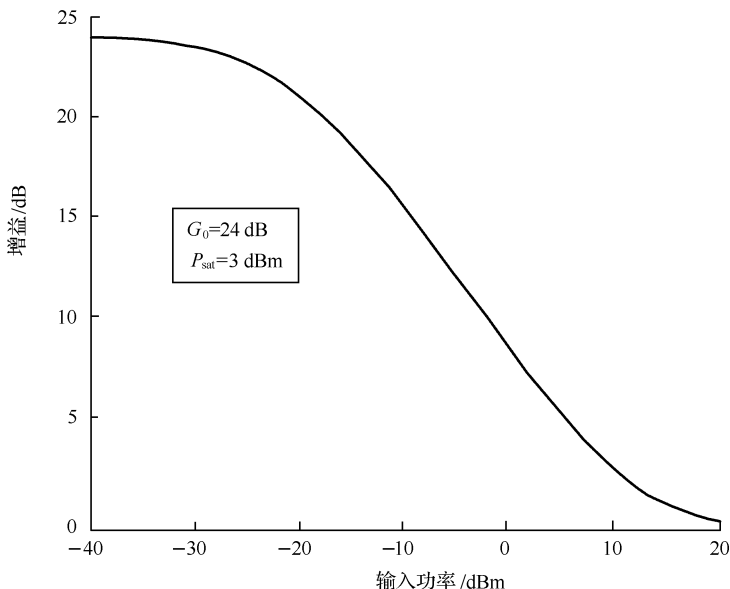


图 6.1 SOA 的增益与输入功率之间的关系

(2) SOA 的噪声系数

在只考虑信号-自发辐射差拍噪声,忽略所有其他噪声(包括散粒噪声)的情况下可以导出 SOA 噪声系数为

$$F_n = 2\beta_p \frac{G-1}{G} \quad (6.8a)$$

其中, β_p 为粒子数反转系数,当粒子数完全反转时 $\beta_p = 1$,当粒子数不完全反转时 $\beta_p > 1$ 。 G 为放大器增益。当 $G \gg 1$ 时,得

$$F_n = 2\beta_p \quad (6.8b)$$

即在完全理想情况(只考虑信号-自发辐射差拍噪声,粒子数完全反转,增益很大),SOA 的噪声系数等于 2,即 3 dB。

需要注意,这里只考虑了器件本身的噪声。实际上,输入光路的损耗也要影响噪声系数。由于光纤与 SOA 的耦合比较困难,常常引起较大的耦合损耗。例如,如果输入耦合损耗为 3 dB,则封装好的 SOA 的噪声系数就会大于 6 dB。

(3) 偏振灵敏性

SOA 有源区波导横截面为矩形,其中可以传输 TE 和 TM 模。一般说,TE 和 TM 模的增益是不相等的,其差值可达 5~8 dB,这就是 SOA 器件的偏振灵敏性,它是对于 SOA 的应用不利的因素。为了克服这一不利因素,可以改变有源区波导的尺寸。研究表明采用较厚、较短的波导可以使两个模的增益接近,也可以从 SOA 结构上采取措施。例如可以用两个相同的 SOA 相互旋转 90°,然后串联或并联使用,或者让信号正反向两次通过器件,并在两次通过之间使信号的偏振方向旋转 90°,使得 TE 模变成 TM 模, TM 模变成 TE 模。这样两个模的增益相互补偿,以减小两个模之间的增益差。

(4) 非线性特性

当 SOA 的输入信号较大时,将表现出非线性特性。SOA 的非线性特性主要有

1) 交叉增益调制(XGM):当有两路信号(例如两路不同波长的信号)同时输入到 SOA 中,如果其中一路(波长为 λ_1)是峰值功率较大的数字调制(例如是 101101 码调制)信号,另一路(波长为 λ_2)是功率较小的直流(CW)信号,如图 6.2 所示。当 λ_1 信号为 1 码时,由于峰值功率较大,SOA 出现饱和现象,增益下降。这时 λ_2 的 CW 信号受到较小增益的放大,输出较低。而当 λ_1 信号为 0 码时,由于其功率较小,SOA 增益上升, λ_2 的 CW 信号的输出功率也上升。由此可见, λ_2 的 CW 信号受到 λ_1 数字信号影响,由于其增益变化而产生了调制,因此称作交叉增益调制。由图也可看到,输出的调制码是输入的反码,而且波长由 λ_1 变换成 λ_2 (λ_1 的信号由串连滤波器滤除),实现了利用 SOA 的 XGM 实现全光波长变换的方案。

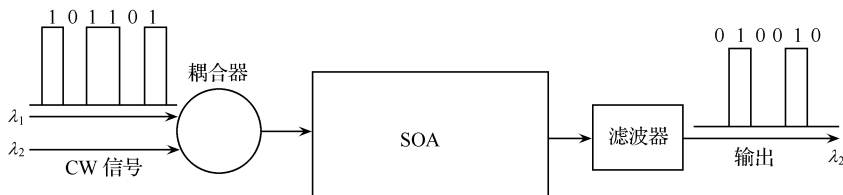


图 6.2 利用 SOA 的交叉增益调制(XGM)的波长变换器

2) 交叉相位调制(XPM): 与上述情况相似, 仍有两路信号同时输入到 SOA 中, 其中一路(波长为 λ_1)是峰值功率较大的数字调制信号, 另一路(波长为 λ_2)是功率较小的直流信号。这时 λ_2 的 CW 信号受到 XGM 影响的同时还受到 XPM 的影响, 只是在上述光路中显示不出来。

当 SOA 输入信号较大时, 其增益降低的同时, 载流子浓度也会下降, 从而改变了有源区的折射率, 因此当一路(波长为 λ_1)是峰值功率较大的数字调制信号输入 SOA, 则有源区折射率将受到调制。当 λ_2 的 CW 信号通过 SOA 则该信号将受到相位调制, 这就是 XPM。用一个干涉仪(例如 M-Z 干涉仪)就可将此相位调制转换成幅度调制, 可在光纤通信系统中用作全光波长变换器, 其光路如图 6.3 所示。由于功率较大的数字调制信号只进入 SOA1, 并使 SOA1 的载流子受到调制, 而 SOA2 不受影响。这样 M-Z 干涉仪两臂传输的直流信号的相位将有差别。如果没有数字信号输入时, 调节两臂长度使两臂信号在输出处相消(也即 0 码时情况, 此时两臂相位差为 π), 而当数字信号为 1 码时使通过 SOA1 的信号相位改变 π , 则两臂信号将在输出处同相相加。这样变换信号保留了输入信号的调制码(与原码同相), 而波长由 λ_1 转换成 λ_2 , 实现了全光波长变换。

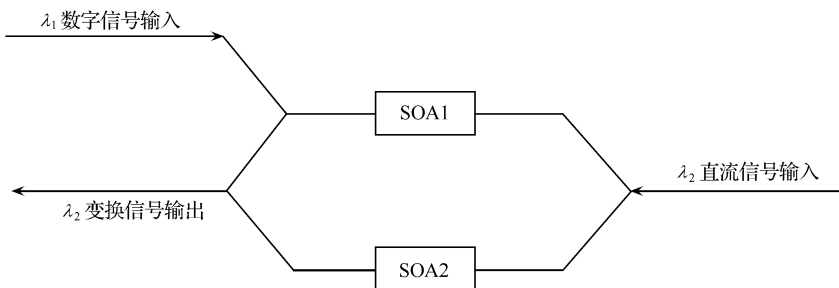


图 6.3 利用 SOA 的交叉相位调制(XPM)的波长变换器

3) 四波混频(FWM): SOA 中的 FWM 效应与光纤中的 FWM 效应非常相像, 这一效应也可用于波长变换, 可参看第 8 章 8.4.3 节的说明。

6.1.3 SOA 在光纤通信系统和网络中的应用

前面已经提到, SOA 在光纤通信技术中有着广泛的应用。下面分别对线性应

用和非线性应用做一简单介绍。

(1) 线性应用

线性应用主要指用作宽带放大器。TW-SOA 可以有很宽的平坦增益,因此可以同时放大很大带宽范围内的信号,例如密集波分复用(DWDM)系统中的多路信号。但是,至今在 DWDM 系统中使用的光放大器主要是掺铒光纤放大器(EDFA)。近来,为了得到更宽的平坦增益,开始采用光纤拉曼放大器(FLA)。(这两种放大器都将在本章后面介绍)。为什么较少使用 SOA? 主要有两个原因:

1) 虽然 SOA 可以在线性区应用,但是仍存在一定的非线性响应,它可能造成信道间的串扰,对 DWDM 系统这是致命的问题。

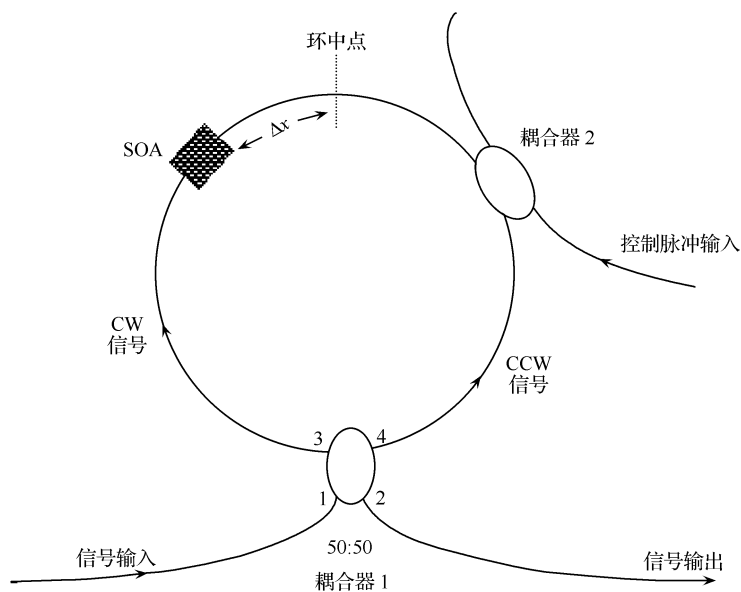
2) 为了线性应用就必须小信号工作,这又是与 DWDM 系统相矛盾的。因为 DWDM 系统具有多路信号,如果放大器输出功率就不大,分到每一路的功率就更小。不利于信号的长距离传输和接收。

(2) 非线性应用

SOA 在光纤通信系统和网络中的非线性应用则有着广阔的前景。前面已经提到,它可以用作带有增益的光开关、全光 3 R(reamplifying, retiming, reshaping, 再放大、再定时和再整形)、全光时分复用和全光波长变换。在这些应用中 SOA 具有相当大的优势。前面已经介绍了两种应用 SOA 做全光波长变换的例子。对于其他应用本书将在相关章节中介绍。这里作为一个例子,只介绍 SOA 在 TOAD[terahertz optical asymmetric demultiplexer, 太赫兹光学非对称(时分)解复用器]中的应用。

图 6.4(a)示出了 TOAD 的原理示意图。环中放置 SOA 的位置距环的中点(该点在顺时针和逆时针方向到耦合器的距离相等)的距离为 Δx 。输入信号由(50:50)耦合器 1 的端口 1 输入,并分别在端口 3 和 4 耦合输出顺时针(CW)信号和逆时针(CCW)信号。CW 和 CCW 信号在环中相向传输,再回到耦合器 1。如果没有控制信号,CW 和 CCW 信号在环中经受了相同的相移,在耦合器 1 中相干,并在端口 1 输出。这就是光纤环境,器件像一面镜子,全反射输入的信号。设控制信号耦合入环后,在 t_0 时刻到达 SOA,并持续 Δt 时间。由于 SOA 距环中点存在 Δx 的距离,因此 CW 和 CCW 信号不会同时到达 SOA。同一脉冲的 CW 和 CCW 分量到达 SOA 的时间差为 $2\Delta t = 2\Delta x/v_g$, 这儿 v_g 为光信号在环内光纤中传输的群速度。设某一路 CW 信号脉冲分量在 t_0 时刻前已经通过 SOA,而其 CCW 信号脉冲分量正好在 $t_0 \rightarrow t_0 + \Delta t$ 时间间隔内通过 SOA。如果控制信号的功率比较大(假定 SOA 在控制脉冲的作用下在这一段时间间隔内持续处于饱和状态),则 CCW 信号就要受到 XGM 和 XPM 的影响,幅度和相位都可能产生变化。如果相位改变 π (由于 CW 信号分量通过 SOA 时控制脉冲还未到达,因此它的相位没有变化),而幅度变化不大,则这两个信号脉冲分量回到耦合器 1 时相干后合成的信

号将在端口 2 输出,端口 1 没有信号(CW 和 CCW 信号在端口 1 相位相反并相消)。



(a) TOAD原理示意图
CW: 顺时针方向, CCW: 逆时针方向

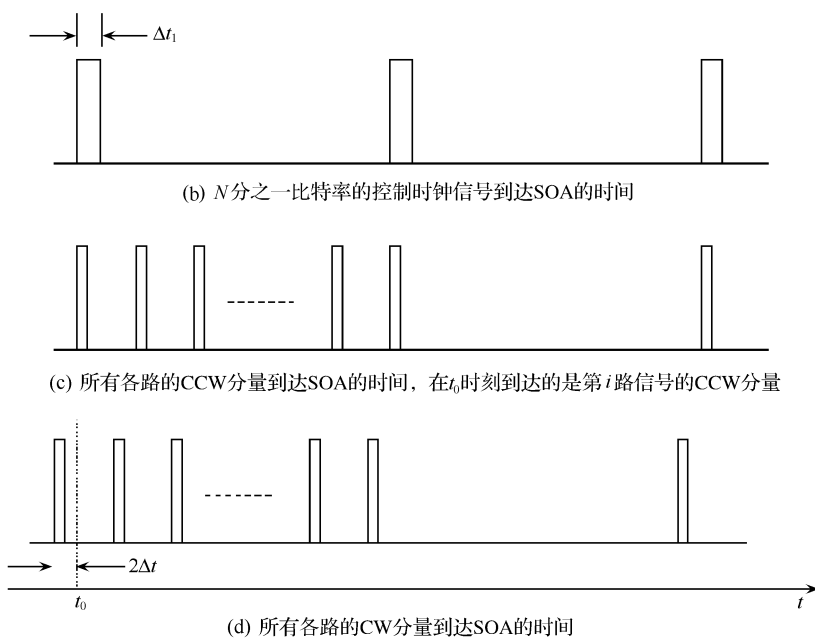


图 6.4 TOAD 原理示意图和信号到达 SOA 的时间关系

利用 TOAD 的这一功能可以制作光时分复用器。如果输入信号是 N 路光时分复用信号,控制信号为 N 分之一复用信号比特率的时钟信号(与单路信号比特率相等)。设控制信号与时分复用信号中第 i 路信号的 CCW 分量在 SOA 中相遇,并将其相位改变 π ,而所有 CW 信号都不会与控制信号在 SOA 中相遇,其他各路信号的 CCW 分量也不会与控制信号在 SOA 中相遇,因而它们都在端口 1 返回,只有第 i 路信号的 CCW 分量的相位改变了 π ,因而该路信号从端口 2 输出,即实现了时分复用。信号到达 SOA 的时间关系如图 6.4(b)~(d)所示。

6.2 掺铒光纤放大器

掺铒光纤放大器(erbium-doped fiber amplifier, EDFA)是目前性能最完美、技术最成熟、应用最广泛的光放大器。在 EDFA 诞生以前,已经有利用光纤非线性效应研制出的光放大器(如光纤拉曼放大器)和利用半导体技术研制出的半导体光放大器(SOA)。到 20 世纪 80 年代中期,这几项技术已经比较成熟。但是,由于自身的一些缺陷,它们在光纤通信中的应用并不令人满意。如光纤拉曼放大器(FRA)虽具有频带宽、增益高、噪声低、输出功率大、响应快并且是分布式放大等优点,但其缺点是泵浦效率低、阈值高,因而需要的泵浦功率很高(数百 mW),在当时的条件下很难得到输出功率如此高的半导体泵浦激光器。SOA 的主要优点是尺寸小、功率消耗低、便于光电集成,但其主要缺点是插入损耗大、偏振敏感及信号放大失真较大。

1987 年,EDFA 的研究取得突破性进展,英国南安普顿大学报道了离子态的稀土元素铒在光纤中可提供 $1.55 \mu\text{m}$ 通信波长段的光增益,引起人们的极大兴趣。在短短的几年时间里,EDFA 迅速实用化。与其他类型的光放大器相比,EDFA 具有高增益,低噪声,输出功率大,串话小,对温度、偏振不敏感,耦合效率高,易与传输光纤耦合连接,不易自激,对信号速率和格式透明,并具有几十纳米的放大带宽等优点。正是由于其近于完美的特性和半导体泵浦源的使用,EDFA 给 $1.55 \mu\text{m}$ 窗口的光纤通信带来了一场革命,并直接导致 WDM 系统的广泛应用。

6.2.1 基本原理和结构

EDFA 是利用掺铒光纤中掺杂铒离子在泵浦光的作用下,形成粒子数反转,在入射信号光的激励下,位于高能级的铒离子产生受激跃迁,将泵浦能量转化为信号能量,从而对入射光信号提供光增益,实现信号光的放大。因此,EDFA 中提供光增益的介质是掺在光纤材料(石英—— SiO_2)中的铒离子(Er^{+3}),而非 SiO_2 材料。下面首先介绍 Er^{+3} 的特点。

铒(Er)是一种稀土元素(属于镧系元素),原子序数是 68,原子量为 167.30。

图 6.5 为铒离子的能级图， $^4I_{15/2}$ 能带称为基态，基态以上各能级为激发态能级，其中 $^4I_{13/2}$ 能带称为亚稳态，实际是受激辐射光放大的上能级。在亚稳态上粒子的平均寿命达到 10 ms； $^4I_{11/2}$ 能带称为泵浦态，粒子在泵浦态上的平均寿命为 1 μ s。在常温情况下，基态粒子数最多，激发态能级粒子数逐渐减少，符合麦克斯韦分布。在稳定情况下，这一分布处于动态平衡状态。

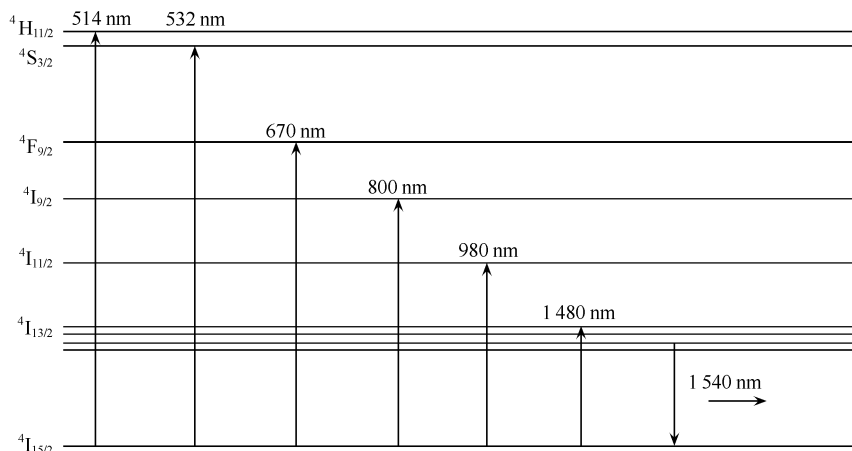


图 6.5 铒离子的能级图

掺铒光纤之所以能放大光信号的基本原理在于 Er^{+3} 吸收泵浦光的能量，由基态 $^4I_{15/2}$ 跃迁至高能级的泵浦态，对应于不同的泵浦波长跃迁至不同的泵浦态能级。当用 980 nm 波长的光泵浦时，如图 6.5 所示， Er^{+3} 从基态跃迁至泵浦态 $^4I_{11/2}$ 。由于泵浦态上载流子的寿命时间只有 1 μ s，铒离子迅速以非辐射方式由泵浦态弛豫跃迁至亚稳态。在亚稳态上载流子有较长的寿命（达到 10 ms），在源源不断的泵浦下，亚稳态上的粒子数积累，从而实现了粒子数反转分布（亚稳态能级上粒子数大于基态能级上粒子数）。当有 1.55 μ m 信号光通过已被激活的掺铒光纤时，亚稳态上的粒子以受激辐射的方式跃迁到基态，并辐射出与入射信号光频率、相位、偏振完全一样的光，从而使得信号光在掺铒光纤的传播过程中不断放大。在信号光放大过程中，亚稳态的粒子也会以自发辐射的方式跃迁到基态，自发辐射产生的光子也会被放大，这种放大的自发辐射（amplified spontaneous emission, ASE）会消耗泵浦功率并引入噪声。当用 1480 nm 波长的光泵浦时， Er^{+3} 从基态跃迁至亚稳态能带的上部，然后迅速以非辐射方式弛豫至亚稳态，在亚稳态上积累，实现粒子数反转。因此，如图 6.5 所示，对于 980 nm 泵浦的情况，放大器属于三能级系统，而对于 1480 nm 泵浦的情况，放大器为准二能级系统。这个差别导致了 980 nm 泵浦的 EDFA 和 1480 nm 泵浦的 EDFA 在许多特性上有显著的差别。总体来说，980 nm 泵浦的 EDFA 增益高、泵浦效率高、噪声小（噪声系数可低

至 3 dB),而 1 480 nm 泵浦的优点是泵浦波长与信号光波长相近,因而 1.55 μm 的单模光纤对信号光和泵浦光都是单模传输,所以使用器件可以较为简单。二者的特性差别在后面还会继续分析对比。在图 6.6 中,除 980 nm 和 1480 nm 吸收带外,Er⁺³ 还有其他吸收带。由于 980 nm 和 1480 nm 大功率半导体激光器已完全商用化,并且泵浦效率高于其他波长,所以得到了最广泛的应用。

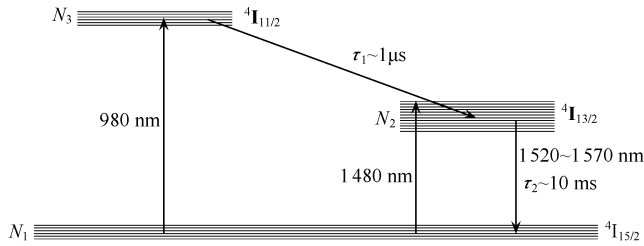


图 6.6 EDFA 三能级模型示意图

在光纤中提高掺铒的浓度,可以在保证充分吸收泵浦光的条件下,使铒光纤尽可能短,但提高掺铒浓度又使附加损耗增加。从改善 EDFA 损耗的角度看,应当降低掺铒的浓度,但掺铒的浓度较低,又使光纤对泵浦光的吸收减少,增益降低。为了维持增益,又需要增加光纤的长度。此外,在掺铒光纤中除了 Er⁺³ 外,通常还同时掺入几种其他杂质,即采用共掺杂的方法来改善铒光纤的性能。例如,掺铒光纤中同时掺入锗,可以提高铒光纤的增益;若同时掺入铝,则可以增宽它的吸收带,提高泵浦效率,降低对泵浦光源波长稳定性的要求。同时,掺铝还可以增加铒在硅酸盐中的溶解度,从而提高铒光纤的铒掺杂浓度。总之,为了改善掺铒光纤的性能,需要综合考虑各种因素,以便达到性能最佳化。

孤立 Er⁺³ 离子的增益分布是均匀加宽的,其谱宽决定于偶极子弛豫时间(约 0.1ps)。但由于受石英基质无序性特征的影响导致非均匀加宽,使谱线大大加宽了。同时,各能级的 Starks 分裂产生附加的均匀加宽。也即 EDFA 的发射和吸收谱可能是相当宽的,这恰恰是应用所希望的。宽的吸收谱就允许使用多模、波长不很精确的半导体激光器作泵浦光源;宽的发射谱意味着 EDFA 可以宽带放大。图 6.7 为 Al-Ge 共掺杂的铒光纤的发射谱和吸收谱。可见,发射谱(增益谱)相当宽,但呈双峰结构,1 532 nm 峰很高,而 1 550 nm 附近则较平坦。增益谱宽度与基质材料有关:纯石英纤芯时谱最窄,约 10 nm;掺 Ge 石英光纤的谱宽约 12 nm;掺 Al 光纤最宽,达 30 nm 以上。采用其他基质材料(如氟化物光纤)可获得 20 nm 以上很平坦的增益谱。另外,增益谱还与放大器长度有关,这是由于泵浦功率沿光纤长度在变化,使本地增益在各处不同,而总增益应对放大器长度积分。因此,通过选择光纤长度可得到较平坦的增益谱。

图 6.7 的纵坐标代表归一化的受激发射和受激吸收截面,实际上它们分别与

受激发射跃迁几率及受激吸收跃迁几率有关。引入受激发射截面 σ_{se} 和受激吸收截面 σ_{sa} 来表示物质特性是因为它们可通过实验测定,用它们来计算粒子数反转及放大器增益更直接方便,因此是光纤放大器研究分析中常用的重要参量。受激发射截面 σ_{se} 和受激吸收截面 σ_{sa} 具有面积量纲,都是波长的函数,且 $\sigma_{se} \neq \sigma_{sa}$ 。

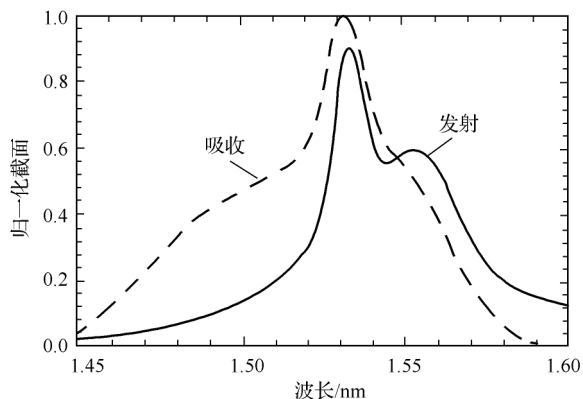


图 6.7 Al-Ge 共掺杂的铒光纤的发射谱和吸收谱

EDFA 的结构很简单,它包括一个泵浦激光器,一个 4 端口波分复用耦合器,一段掺铒光纤插在传输光纤中,两端与传输光纤熔接。为了改善放大器的性能,还需要一些辅助元器件和部件,如隔离器、滤波器、监控系统和电源,其基本结构如图 6.8 所示。

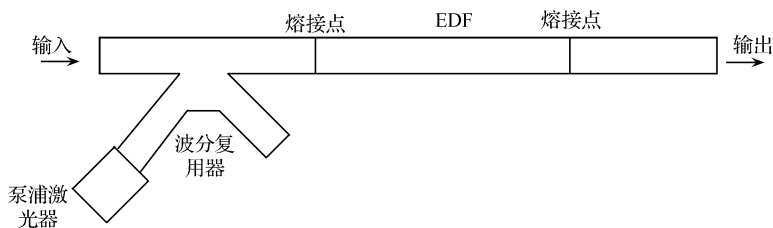


图 6.8 EDFA 基本结构示意图 (EDF, 掺铒光纤)

EDFA 有三种典型结构,如图 6.9 所示,这实际也是 EDFA 泵浦方式的选择。①为同向泵浦,即只在铒光纤的入端加一个泵浦激光器,信号光和泵浦光经光纤耦合器或 WDM 复用器后合在一起,在铒光纤中同向传输;②为反向泵浦,即信号光和泵浦光在铒光纤中反向传输;③为双向泵浦结构,在铒光纤的两端各加一个泵浦激光器。

EDFA 中对 WDM 器件的要求是能将两信号有效地混合而损耗最小。光隔离器的作用是防止光反射形成自激振荡,保证系统稳定工作,某些结构中隔离器还

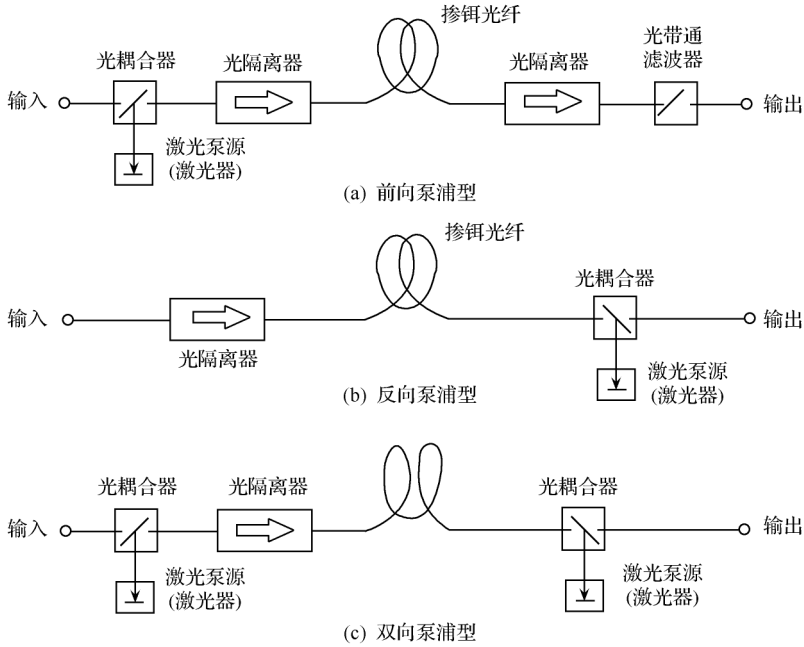


图 6.9 EDFA 的三种典型结构

有减小噪声的作用。这三种不同的泵浦方式导致 EDFA 在增益、噪声特性方面存在较大的差别,因此在实际系统中,常根据具体应用要求选择合适的结构。

6.2.2 EDFA 性能分析

1. 分析模型

EDFA 的理论分析已经十分完善,可以根据不同的要求采用不同的分析方法。一般 EDFA 的分析涉及两方面的理论:描述增益介质中反转粒子数变化的速率方程及描述泵浦光、信号光相互作用的光传输方程。

如前所述,EDFA 在 980 nm 泵浦时,是一个典型的三能级系统,在 1 480 nm 泵浦时是准二能级系统。由于 Er^{+3} 粒子在泵浦态上的寿命很短而在亚稳态的寿命很长,故可将 EDFA 等效为二能级系统进行分析。 Er^{+3} 粒子在亚稳态和基态上的浓度变化由速率方程给出,在忽略铒光纤的背景损耗的情况下,速率方程为

$$\frac{\partial N_1}{\partial t} = \frac{(P_S + P_{ASE}^+ + P_{ASE}^-) \sigma_{sc} \eta_s}{h\nu_p A} N_2 + \frac{N_2}{\tau} - \left[\frac{(P_p^+ + P_p^-) \sigma_p \eta_p}{h\nu_s T_p A} + \frac{(P_S + P_{ASE}^+ + P_{ASE}^-) \sigma_{sa} \eta_s}{h\nu_s A} \right] N_1 \quad (6.9)$$

$$N_1 + N_2 = N \quad (6.10)$$

式中, N_1 、 N_2 分别为基态上和亚稳态的粒子浓度, N 为掺杂浓度; P_s 、 P_p 和 P_{ASE} 代表任一点处的信号光功率、泵浦光功率和 ASE 功率, 其中“+”代表正向传播, “-”代表反向传播; h 为普朗克常数; ν_s 、 ν_p 为信号光频率和泵浦光频率; A 为纤芯面积; σ_e 、 σ_a 分别为受激辐射截面和受激吸收截面, σ_p 为泵浦吸收截面; η_s 、 η_p 为信号光和泵浦光在纤芯中的面积与纤芯面积之比; $\tau \approx 10 \text{ ms}$ 为亚稳态粒子寿命。

设铒光纤长度方向为 z 轴方向, 铒光纤长度为 L , 信号沿 $+z$ 方向传播。令 $z = 0$ 与 $z = L$ 分别是 EDFA 的输入端和输出端, 信号光、泵浦光和 ASE 的传播方程为

$$\frac{\partial P_s(z, t)}{\partial z} = \eta_s [(\sigma_e + \sigma_a) N_2(z, t) - \sigma_a N_1(z, t)] P_s(z, t) \quad (6.11)$$

$$\frac{\partial P_p^\pm(z, t)}{\partial z} = \mu \eta_p \sigma_p N_1(z, t) P_p^\pm(z, t) \quad (6.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_{ASE}^\pm(z, t)}{\partial z} = & \pm \eta_s [(\sigma_e + \sigma_a) N_2(z, t) - \sigma_a N_1(z, t)] P_{ASE}^\pm(z, t) \\ & + 2\eta_p \sigma_a N_2(z, t) \end{aligned} \quad (6.13)$$

上述联立方程一般只能通过数值计算求解。运用改进后的龙格-库塔算法可求出信号光、泵浦光及正反向 ASE。根据以上理论模型和铒光纤的各种参数, 可对 EDFA 进行性能分析和优化设计。

2. 增益特性

由上述理论模型可以求出整个掺铒光纤长度上粒子反转数 $\Delta N(z) = N_2 - N_1$ 及泵浦功率 $P_p(z)$ 的分布, 就可得到增益系数 $g(z)$, 再在整个 EDFA 长度上进行积分, 即可求出光纤放大器的增益 G 。

利用受激发射截面 σ_e 和受激吸收截面 σ_a , 放大器增益可表示为

$$G(\lambda) = \int_0^L [\sigma_e(\lambda) N_2 - \sigma_a(\lambda) N_1] dz (\text{dB}) \quad (6.14)$$

式中, 方括号部分表示用粒子数密度 N_1 、 N_2 加权的发射-吸收截面差, 它与波长的关系示于图 6.10 中, 以粒子数比 N_2/N_1 作为参变量。上式说明, 增益的大小不但与截面有关, 而且决定于粒子数反转情况。980 nm 泵浦时是一个三能级系统, 强泵浦下能够抽空基态使 $N_1 \rightarrow 0$, 因此可以获得最高的增益, 泵浦效率最高。而 1480 nm 泵浦是一个准二能级系统, 能获得的最大粒子数比 $N_2/N_1 \approx 3$, 决定于该波长下的截面积比。这就决定了该波长的泵浦效率不如 980 nm。但从图 6.10 可见, 这时在 1550 nm 处的增益曲线最为平坦, 对多信道放大有利。

EDFA 的增益特性除了决定于增益谱特性, 还与铒离子浓度的纤芯内径向分布、纤芯尺寸、放大器长度及泵浦功率等有关。图 6.11 为利用理论模型计算出的

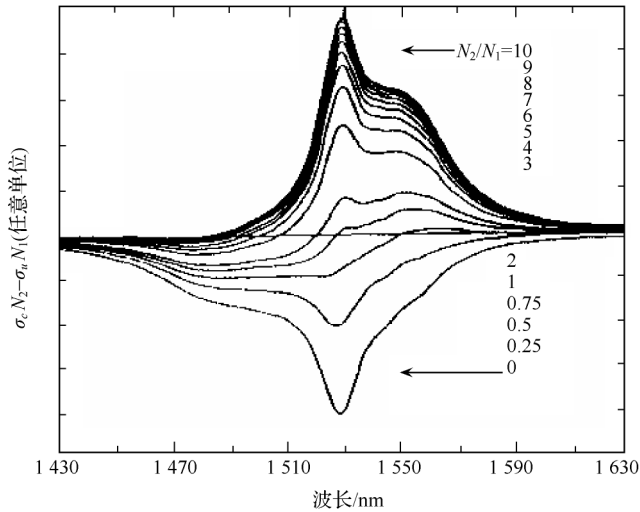


图 6.10 Al-Ge 共掺杂铒光纤增益谱与粒子数反转的关系

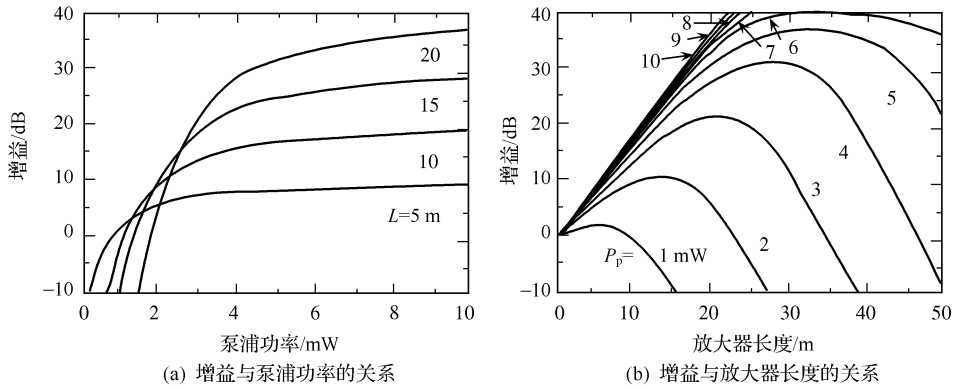


图 6.11 计算的小信号增益与泵浦功率及放大器长度的关系

小信号增益 G 与泵浦功率 P_p 和放大器长度 L 的关系。从图 6.11(a) 可见, 如 L 一定, 开始时 G 随着 P_p 的增加而指数增加, 但当 P_p 到一定大小时, G 趋向饱和。由于信号放大的过程中泵浦光中的消耗及其本身的传输损耗, 使 P_p 减少, 从而使 $\Delta N(z)$ 随光纤长度的增加而减少。在某一长度处, $\Delta N(z) = 0$, 信号不再被放大, 超过此长度后, 信号反而因衰减而减小。由该图还可以看到存在阈值泵浦功率 P_p^{th} 。只有当 $P_p \geq P_p^{\text{th}}$ 时, $G \geq 0$ dB。且 L 愈长, P_p^{th} 愈高。图 6.11(b) 表明, P_p 一定时, 存在一个最佳长度使 G 最大, 超过此值后因 P_p 消耗, 掺铒光纤不但不能得到足够激励, 反而会吸收信号能量, 使 G 降低。因此, 需合理选择 L 及 P_p , 才能使

G 最大。

EDFA 的增益效率是 EDFA 的设计中一个重要的参数。对于给定的泵浦功率,增益效率(单位为 dB/mW)定义为所达到的光增益与输入泵浦功率的比值。图 6.12 所示为对于不同的光纤长度,EDFA 的增益与增益效率与输入泵浦功率的关系。由图可见,增益效率随泵浦功率非线性地变化。当 $P_p \geq P_p^{\text{th}}$ 时,增益效率最初快速增长,随后逐渐减少,这就意味着饱和效应的发生。对于各个掺铒光纤长度,最大增益效率由该图的原点对相应的增益曲线的正切值给出(图中虚线)。

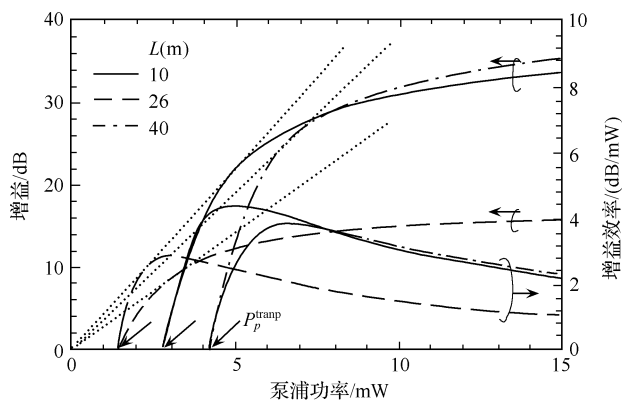


图 6.12 不同的光纤长度下 EDFA 增益和增益效率与泵浦功率的关系

图 6.13 所示为对于不同的泵浦功率时 EDFA 的增益和输出信号功率的关系。图中表明了随着输出信号功率增加,开始时放大器增益几乎保持恒定。可是,当 EDFA 进入自饱和区,光增益就急剧下降,而输出功率却没有任何明显变化。

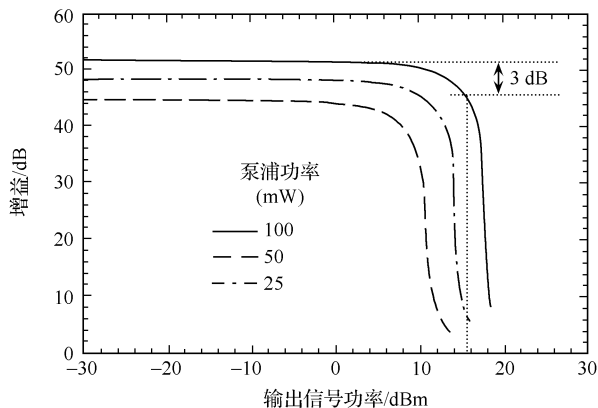


图 6.13 不同的泵浦功率时 EDFA 的增益和输出信号功率的关系

这里一个非常重要的参数是饱和输出功率 P_{sat} , 定义为从小信号输入值时的光增益由于输入功率增加使光增益减少 3 dB 时所对应的放大器输出功率。饱和输出功率给出了输出功率的动态范围, 在这个范围内, 放大器提供了接近最大值的增益(偏离最大值在 3 dB 以内)。此外, 另一个经常使用的参数是饱和了的输出功率, 它定义为对于给定输入信号功率与泵浦功率时的最大输出信号功率, 总是在最佳长度处才可达到这一状态。

3. 噪声特性

EDFA 的噪声特性与 SOA 相似, 噪声都源于放大器的 ASE 信号与被放大信号光在光电检测器内产生的拍频噪声, 并主要决定于自发发射因子 $\beta_p = N_2 / (N_2 - N_1)$ 。由于粒子数反转不完全, 总有部分 E_r^{+3} 留在基态, 使 $\beta_p > 1$ 或噪声指数 $NF > 3$ dB。对于 980 nm 泵浦, $\beta_p = 1.05 \sim 1.1$, 可以获得相当低的 NF 。对于 1480 nm 泵浦, 由于泵浦上能级和放大上能级处在同一能带中, 更不易达到粒子数完全反转, $\beta_p = 1.3 \sim 1.8$, 因此其 NF 要比 980 nm 泵浦时稍高。但无论如何, EDFA 的噪声性能要比 SOA 好很多(由于 EDFA 的输入和输出都是和光纤连接, 耦合损耗比 SOA 小很多, 因而器件的噪声系数比 SOA 低很多)。

由于 EDFA 结构上的特点, 其噪声特性与 SOA 之间还存在一些其他差别。首先, SOA 的长度一般小于 1 mm, 在其长度上粒子数反转分布可认为是均匀的。但 EDFA 的长度达几十米, 其粒子数 N_1 、 N_2 沿长度是变化的, 从而导致其 NF 与放大器长度和泵浦功率大小有关。如前所述, 由于放大中泵浦光的消耗及其本身的传输损耗, 只有在小于最佳长度时, 放大器能保持粒子数反转, β_p 维持较低的值, 其 NF 较低。而超过最佳长度后, 泵浦光功率已减小到不足以产生粒子数反转, 信号不再继续得到增益, 反而会因吸收而减弱, 噪声也增大。

图 6.14 表示了 EDFA 的增益和噪声指数与光纤长度、泵浦功率的关系。由图可见, 增益在一个最佳长度 (L_{opt}) 上达到最大值, 而最佳长度又随输入功率而变化。在最佳长度上, 局部增益系数为零。在光纤长度小于最佳长度处, 由于增益减少, 噪声指数 NF 在 3 dB 量子极限以下。应当说明, 在最佳长度上, 噪声指数在量子极限以上大约 1 dB 处, 这是由于 EDFA 前端的粒子数反转不完全, 而这是由很大的反向 ASE 引起的。

EDFA 的噪声特性还与 EDFA 的泵浦方式有关。同向泵浦情况下, 放大器前端附近泵浦光强, 粒子数反转比较完全, 增益系数高而局部噪声指数低, 信号一进入就得到强有力的放大, 因此其总体噪声特性好。这与电子放大器系统的 NF 主要决定于第一级放大器是一样的道理。

EDFA 的噪声特性还具有波长相关特性。在 1550 nm 附近长波长段的噪声

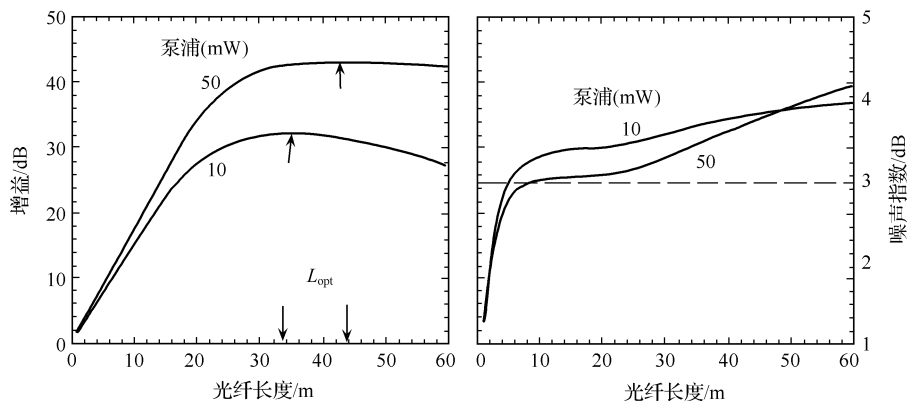


图 6.14 EDFA 的增益和噪声指数与光纤长度、泵浦功率的关系

特性要明显好于波长较短的区域,差别来自这两个区域铒光纤吸收谱和发射谱的波长不均匀性(见图 6.7)。长波长段的发射和吸收截面都比较大, β_p 和 NF 较低,而在短波长段两个截面差别较大,使 β_p 和 NF 要比长波长段高。

4. 多波长放大及宽带放大

EDFA 的带宽达 30 nm 以上,非常适合于多波长信号的同时放大。正如在上一小节指出的,主要原因是由于其载流子寿命长,使信道间交叉调制失真及交叉增益饱和在 EDFA 中都可以忽略不计。这种情况下,被放大的调制信号“看到”的是由平均信号功率决定的恒定增益。进一步分析指出,当两个信号同时通过 EDFA 时,任何高于 10 kHz 的信号对其他信号不会引起串扰。

然而,EDFA 用于多波长信号的放大依然存在需要解决的问题。除 ASE 噪声累积问题外,EDFA 增益谱的不平坦被普遍认为是多波长信号放大中的主要问题,尤其是在多波长信号通过级联的 EDFA 放大时,各波长间的增益差会愈来愈大,噪声的累积会愈来愈严重(图 6.15),一些波长信道的信噪比大大下降,甚至使系统最终不能正常工作。

为了解决 EDFA 增益不平坦带来的问题,提出了多种方案。一个较简单的方法是所谓预加重法,即提高“弱”波长信道的发送功率,使各信道最终获得均匀信噪比。这种方法对点对点传输系统是有效的,但在光网络中,由于链路情况是变化的,因此预加重技术难以应用。

根本的解决方法是设法使 EDFA 的增益谱平坦化。目前应用最多的增益平坦技术是在 EDFA 模块中增加一个滤波器,其传递函数与 EDFA 的增益谱相反,使合成的增益谱变平坦。滤波器可以是薄膜型、马赫-泽德尔型或光纤光栅型,其

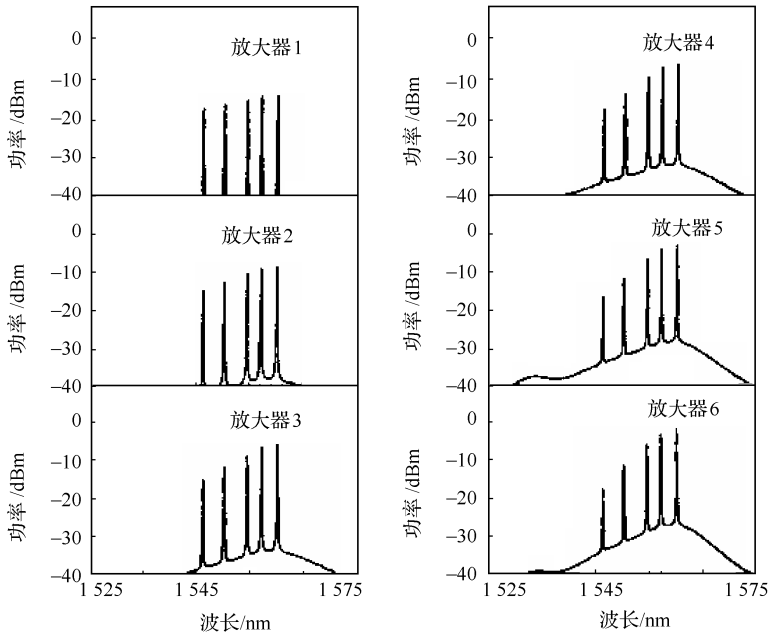


图 6.15 多波长信号被级联 EDFA 放大后的特性

中以长周期光纤光栅最为实用,它通过将选定波长上纤芯中的光功率耦合入包层来均衡 EDFA 增益。应用这种技术,EDFA 的 1 dB 增益谱很容易从 15 nm 扩展到 30 nm,原则上还可以更宽、更平坦。

图 6.16 为一个增益平坦 EDFA 的典型结构及各部分的谱特性,图 6.17 中 (b)~(d)为各段的谱特性,图(e)为平坦的总增益谱。在接近 40 nm 范围内,增益变化小于 1 dB。由图可见,该 EDFA 有两个增益段(EDF),中间夹一个增益平坦滤波器。该滤波器不但衰减了 1532 nm 的信号增益峰,而且由于它同时也衰减了 1532 nm 发射峰上的反向 ASE,有利于增加反转粒子数,因而增加了平均增益。由于滤波器插入损耗为 1~2 dB,如将它放在 EDFA 输入端时会使 NF 增加 1~2 dB,但放在 EDFA 输出端时仅使输出功率降低 1~2 dB。该放大器中有三个光隔离器。中间隔离器在衰减来自滤波器反射的同时,也衰减了反向 ASE,这种反向 ASE 会使 EDFA 反转粒子数饱和,从而降低增益、增加 NF。输入隔离器阻止 ASE 信号的反向传输,具有中间隔离器同样的作用。输出隔离器阻止光从输出端反射回 EDFA。输入输出隔离器降低了多径干涉。反射的多径信号若被放大器来回放大会严重干扰系统工作。

对多信道放大,每段铒光纤的最佳长度应使最弱的信道获得最大增益,并使输出端各信道的增益差为零。设计的优化需要多次迭代:调整二段铒光纤长度使最

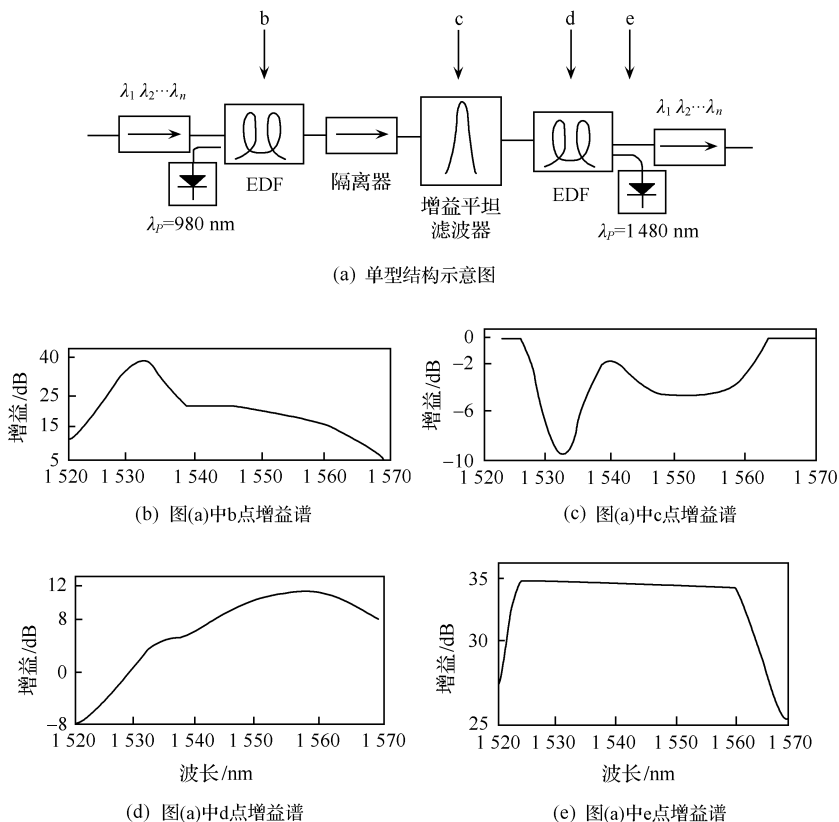


图 6.16 增益平坦 EDFA 的典型结构及各特定点处的谱特性

弱的信道有最大增益,同时调整滤波器形状,衰减强信道增益使之等于最弱信道增益。对于选定的无源元件、铒光纤类型、泵浦功率及信号波长,通过模拟决定增益平坦滤波器的形状,以获得平坦的 EDFA 增益谱。

以上讨论的 EDFA 一般工作在 1520~1565 nm 范围,能提供的带宽为 30~40 nm,或稍大些,通常称为 C 波段 EDFA。而应用于 1570~1610 nm 长波长窗口(称为 L 波段)的掺铒光纤放大器称为 L 波段 EDFA。

由图 6.9 可见,对于 C 波段 EDFA,在 1480 nm 泵浦时, $N_2/N_1 \approx 3$, 或者平均反转粒子数(激发态粒子所占的百分比)约为 70%~80%,且在 1532 nm 有个增益峰。从该图还可看到,如果将平均反转降到约 40%(例如对应 $N_2/N_1 = 0.5$ 的曲线),增益谱形状就变了,从而可得到增益虽小、但增益范围从 1570~1610 nm 的宽增益谱。这个新的增益窗口就可用来放大大于 1570 nm 的信号。由于 L 波段 EDFA 的反转系数如此低,其单位长度增益仅为典型 C 波段 EDFA 的 1/5,因此其铒光纤长度也要长 5 倍,以获得相应的增益。

通常,一个宽带的 EDFA 有二级,一级放大 C 波段信号,另一级放大 L 波段信号,采用并联结构,输入输出用波带滤波器来分隔两个波段的信号。两波段之间有约 10 nm 的间隔来隔离两个增益段,消除多径干涉的影响。

6.2.3 EDFA 应用

1. 补偿传输损耗

EDFA 的优良性能使它在光纤通信中的获得广泛的应用,如作为光接收机的前置放大器、光发射机的功率放大器及在线光中继放大器等,如图 6.17 所示。

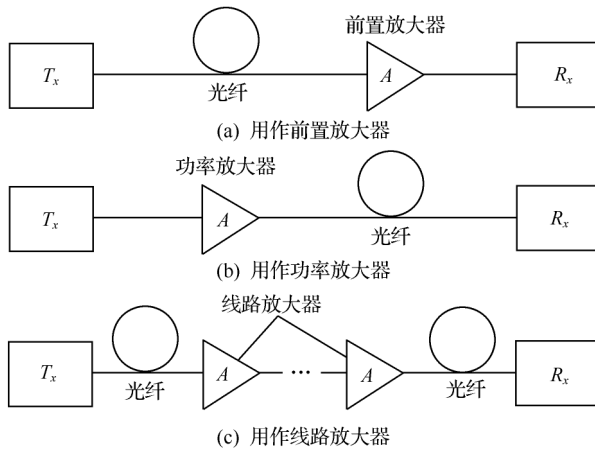


图 6.17 EDFA 的几种应用

T_x : 光发射机; R_x : 光接收机

EDFA 具有低噪声的优点,因而可用作光接收机的前置放大器以提高接收灵敏度。由于接收信号在被光探测器检测前获得足够的放大,抑制了接收机的其他噪声,这种情况下主要的噪声为 EDFA 的 ASE 与信号之间的拍频噪声。这时可用每比特平均光子数表示接收灵敏度,即为

$$N_{ph} = \frac{1}{2} (NF) [Q^2 + Q(2B_o/B)^{1/2}] \tag{6.15}$$

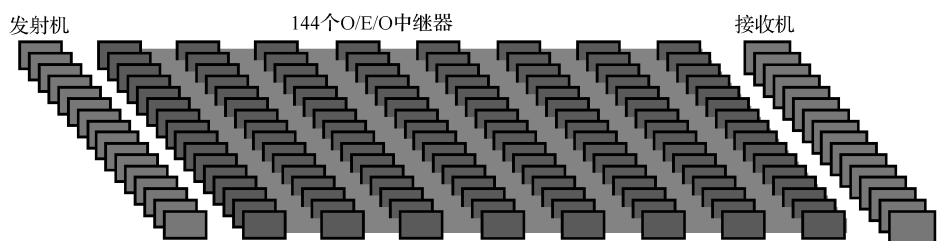
式中, NF 为 EDFA 的噪声指数, Q 为与信噪比有关的参量(当 $Q = 6$ 时,误码率 $BER = 10^{-9}$), B_o 为 ASE 谱宽或用来滤除 ASE 功率的光滤波器带宽, B 为码速率。可见,要提高接收灵敏度(即降低 N_{ph}),首先要采用低 NF 的放大器,同时减小光滤波器带宽,使 $B_{o,min}$ 等于码速率 B 。若取 $NF_{min} = 2$ (相当于 3 dB), $Q = 6$, 则可得 $N_{ph} = 45$ 个光子/比特。上述参数已经是理想情况,与实际的直接检测接收灵敏度(400~4 000 光子/比特)相比,提高了 10~20 dB,但是它仍比接收灵敏度

的量子极限(10 光子/比特)大得多。

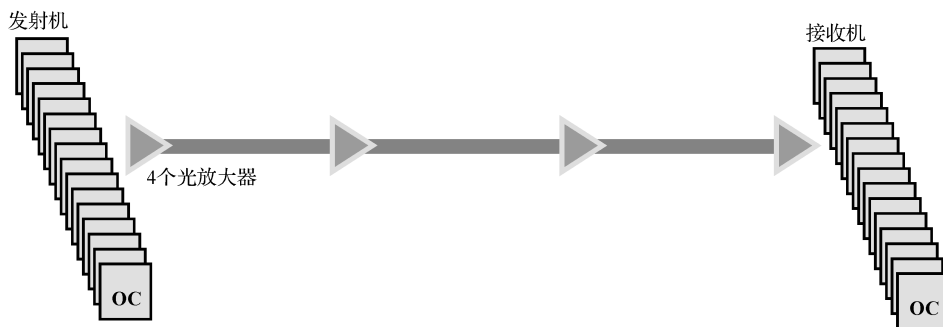
功率放大器是将 EDFA 直接放在光发射机之后用来提升输入传输光纤的功率。由于发射功率的提高,可将通信传输距离延长 10~20 km(通信距离的延长由放大器的增益及光纤损耗决定)。功率放大器要求高的饱和输出功率,噪声特性则是第二位的。

EDFA 用作线路放大器是它在光纤通信系统中的一个重要应用。线路放大器被放置在传输链路上,用来补偿传输损耗,并延伸线路长度。由于输入信号通常相当小,因而要求其具有高增益和低噪声特性。另一方面,为了增加放大器之间的跨距,就要求其饱和输出功率高。在这方面,线路放大器必须把功率放大器和前置放大器的特性结合起来(线路放大器实际上相当于一个前置放大器接一个功率放大器)。

用 EDFA 实现全光中继代替了原来的光—电—光(O/E/O)中继,这种方式非常适合海底光缆应用。但其最大的应用领域是在 WDM 系统中的应用。在 O/E/O 中继的 WDM 系统中,需先将各信道进行解复用,再用各自的光收发机(中继器)进行放大、再生,完成 O/E/O 转换。但在用 EDFA 作线路放大器的系统中,一个 EDFA 就可放大全部 WDM 信号,只要信号带宽限制在放大器带宽内就行。图 6.18 给出了这两种方案的比较。图中显示了一个 16 路波分复用系统,在 O/E/O



(a) 采用O/E/O中继的WDM系统



(b) 采用EDFA全光中继的波分复用系统

图 6.18 O/E/O 中继和 EDFA 中继方案的比较

O 中继的系统中,需要 144 个 O/E/O 中继器,并分别用传输光纤连接(或者用一根光纤连接,但在每组中继器前放解复用器,中继器后放复用器);而采用全光中继的系统中只需要 4 个 EDFA,用一根光纤连接,具有明显的优势。

EDFA 作为线路放大器可以补偿传输光纤的损耗,但它只对光信号功率进行补偿,因而可以不管信号的比特率和调制制式,即对信号速率和格式透明。同时,应注意它没有信号再生功能,因而色散,非线性的效应将积累。因此,传输中必须保持色散效应不能很大,在高比特率时必须用色散补偿或色散管理,降低色散的影响。

2. 补偿分波损耗

在广播/分配(一点到多点)系统中若用户数非常多,则需要多次分波,每次分波,能量都要分配到多路,每路信号能量将下降许多。为了保证各路信号能够正常被接收,则在各路传输过程中需要不断地补充能量。EDFA 是一种补充(即放大)能量的良好方法。

在一篇报道^[1]中展示了一个光纤分配系统,如图 6.19 所示。系统中用了 12 个 DFB 激光器作为 WDM 光源它们分别从四根光纤输入到 4×4 星型耦合器,它

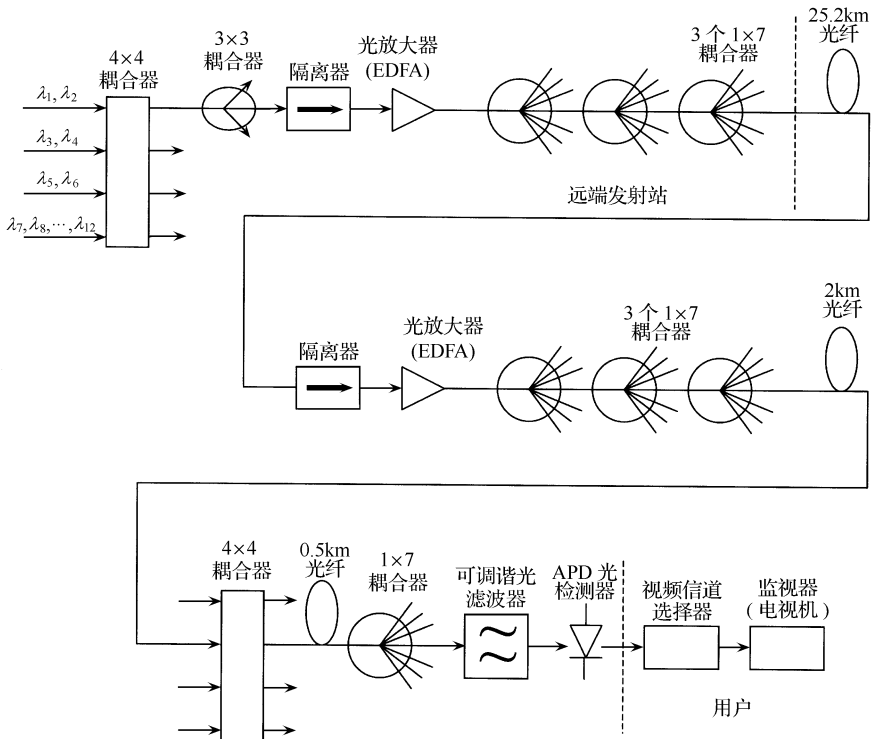


图 6.19 应用 EDFA 的光纤分配系统的例子

的一条输出接 3×3 耦合器,下面接着连接光纤隔离器、EDFA、三个 1×7 耦合器、25.2 km 光纤,再接光隔离器、EDFA、三个 1×7 耦合器、2 km 光纤,再接 4×4 星型耦合器、0.5 km 光纤、一个 1×7 耦合器,此后即可连接光可调谐接收机。光可调谐滤波器用于选择光信道,后面的视频信道选择器用于选择视频节目。该系统可以传送 384 个数字电视到 3953 万用户。不过,由于此系统仅有两级 EDFA 放大,因此仅能覆盖 27.7 km 的范围。

1991 年报道的系统^[2]用了 10 级 EDFA 放大,如图 6.20 所示,因此其覆盖范围可达到 527 km。服务的用户数达到 4 380 万。

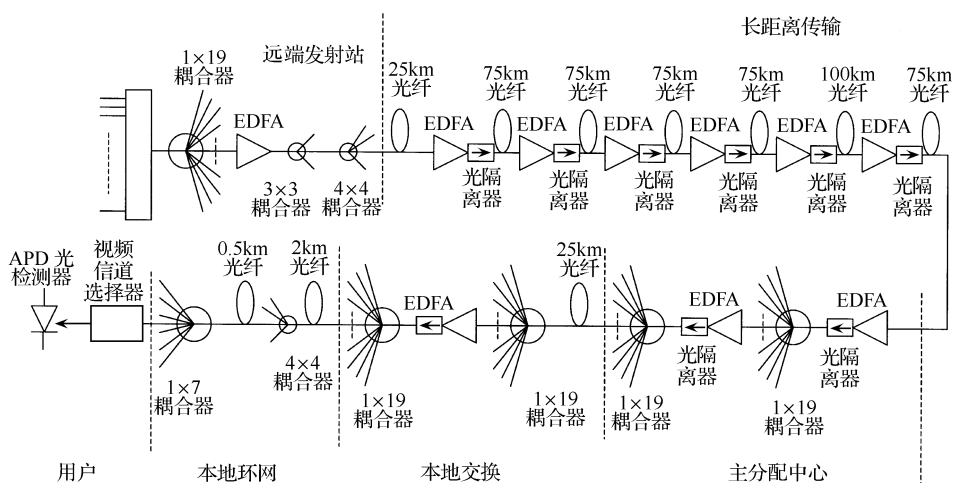


图 6.20 覆盖范围更大的应用 EDFA 的光纤分配系统的例子

3. 用于一些部件中

(1) 用于构成掺铒光纤激光器(EDFL)

在讨论激光器原理时已经指出,一个激光器可以由一个有增益的部件加上足够的反馈构成。掺铒光纤激光器就是用一段掺铒光纤(EDF)作为增益介质(或者直接用 EDFA)加上反馈构成。因此理解了 EDFA 的原理,EDFL 的原理就很容易理解。如图 6.20 所示的两种反馈办法,都可实现光纤激光器。

图 6.21(a)采用光纤环进行反馈,构成 EDFL。许多研究工作者在环中加上可调谐滤波器,可以实现输出波长调谐。也可以加上调制器制成主动锁模光纤激光器。此外环中还应有偏振控制器和隔离器等。主动锁模光纤激光器可以产生超短光脉冲。它在光孤子传输和光时分复用(OTDM)传输系统中用作光源,也可以在超快光性能测试中用作光源。

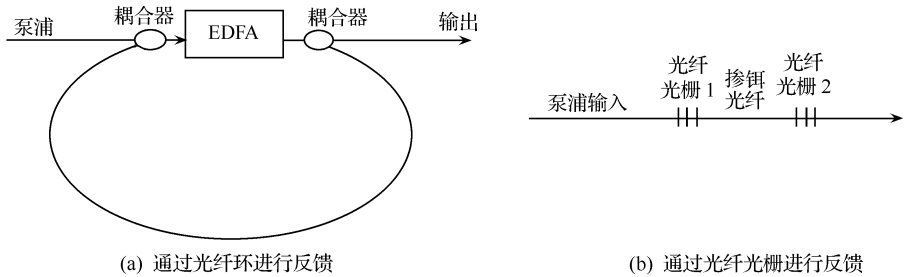


图 6.21 光纤激光器中实现反馈的两个例子

图 6.21(b)采用光纤光栅的反射作为反馈,构成 EDFL。这一结构的主要优点有两个:

1) 光纤光栅的反射波长可以做得比较准确,因而输出波长可以比较准确。这一点在密集波分复用(DWDM)系统中很重要,因为 DWDM 系统对光源的波长是有严格要求的。这一点将在相关章节讨论。

2) 用此结构可能实现 EDFL 的多波长输出,只要在掺铒光纤的两端加上多对布拉格波长不同的光纤光栅。这一点在 DWDM 系统中也很重要,因为应用此种光源可以简化 DWDM 传输系统或者 DWDM 器件的测试系统,即采用一个器件就可以产生多个波长的波分复用信号。

(2) 在一些非线性部件中应用

因为非线性总是与大功率联系在一起的。为了在光纤中得到大功率,当前最简单的办法就是利用 EDFA。

在孤子传输系统中就是用 EDFA 补偿传输损耗,保证光纤中传输的信号具有足够大的功率,也即具有足够大的非线性以补偿色散。

在全光波长变换、全光 3R 和时分分解复用中都常用 EDFA 加大功率保证非线性的产生。其中的部分问题在以后的章节中介绍。

图 6.22 示出采用非线性光纤环路镜(NOLM)实现全光信号再生的例子。

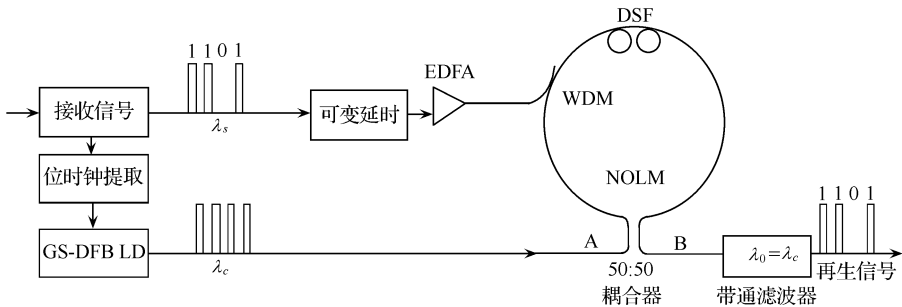


图 6.22 用非线性光纤环路镜实现全光信号再生

波长为 λ 的接收信号经过可变延时后由 EDFA 放大,再通过波分复用器(WDM)进入光纤环路顺时针行进。而规则的时钟信号(波长为 λ)由 50 : 50 耦合器分两路形成顺时针的探测脉冲和逆时针的参考脉冲。当没有高强度的信号注入到环中时,探测脉冲与参考脉冲经过相同的相移回到 50 : 50 耦合器,合成后的信号仍由原路(从端口 A)返回(NOLM 成为全反射镜)。当接收信号经 EDFA 放大后,强度足够大,当信号为“1”时,与信号脉冲同向传输的、并与“1”码脉冲重叠的探测脉冲将在色散位移光纤(DSF)中与“1”码脉冲同步传输,并受交叉相位调制(XPM)作用产生附加相移。而参考脉冲与信号脉冲反向行进,它将与整个码序列相遇,也产生 XPM。由于码序列有一半是“0”码,“1”码也有一定的占空比,因此码序列中一半以上时间处于低电平,在此期间不能产生 XPM 效应。而处于高电平的信号脉冲与参考脉冲相向行进,相互重叠时间,即相互作用时间很短。总之参考脉冲所产生的附加相移比探测脉冲所产生的附加相移小很多。因此,当探测脉冲和参考脉冲回到耦合器时两者将产生相位差,当此相位差 $\Delta\Phi = \pi$ 时,波长为 λ 的脉冲将从 B 端输出,而信号脉冲为“0”时,探测脉冲和参考脉冲都几乎没有附加相移,它们之间没有相位差,波长为 λ 的脉冲将仍从 A 端输出,B 端为零。结果在 B 端产生了波长为 λ ,但码序列与输入信号相同的再生信号。用这种非线性光纤环路镜不但可以实现全光信号再生,而且实现了全光波长变换,其中关键是信号强度足够大,因此需要应用 EDFA 做功率放大。

6.3 拉曼光纤放大器

6.3.1 概述

EDFA 是一种理想的光纤放大器,有着许多优点,自 1990 年有了商用产品以来在光纤通信系统和网络中已经得到了广泛应用,特别是在 DWDM 系统和网络中的应用已经取得了巨大的成功。随着信息技术的不断发展,特别是 Internet 的迅速发展,人们对光纤传输容量提出了更高的要求。在 DWDM 技术刚开始发展和应用时,DWDM 光纤传输系统仅工作于所谓 C 波段(即 1 529~1 561 nm 波段)的一部分,即早期 EDFA 增益带宽较平坦的部分,约 10 nm 带宽。现在 EDFA 增益平坦区已经扩展到整个 C 波段(带宽 30 nm 以上),但是还不能满足当前信息传输的要求。目前 DWDM 系统已扩展到 L 波段,人们甚至希望将 DWDM 系统扩展到光纤的全波段(即前面提到的全波光纤的低损耗波段,大约有 400 nm)。单信道的传输比特率也在不断提高,至今单信道 40 Gbit/s 的系统已经实用化,100 Gbit/s 的系统已经可能实用。EDFA 已经不能适应如此大的带宽要求。虽然人们试图寻找到工作在各种波段的掺稀土光纤放大器,但并不太成功。例如人们对

工作于 $1.3\mu\text{m}$ 波段的掺稀土光纤放大器做了大量研究,但至今还不能大量在工程上应用。L 波段的 EDFA 可以在系统和网络中应用,但是要将 C 波段和 L 波段的 EDFA 合成一个光放大器还有困难。此外,级联 EDFA 的 ASE 噪声积累也是影响光纤传输系统传输距离的主要因素。因此人们开始寻找新的带宽更宽、噪声更低的光放大器。首先考虑的就是 FRA。

20 世纪 70 年代人们已经利用光纤的拉曼散射效应制作了光纤拉曼激光器。80 年代光孤子传输技术的研究已经促进了 FRA 的发展。由于光孤子传输需要大功率以形成光孤子,为了补偿光纤的能量损耗,必须不断补充光孤子的能量,只有依靠光放大器才能做到这一点。当时还没有理想的大功率光放大器(EDFA 还没有发明,而 SOA 不能提供足够的大功率,也不易耦合),当时 FRA 已经可以达到所需的大功率。20 世纪 80 年代利用 FRA 完成了许多成功的光孤子传输实验。EDFA 发明和大规模应用以后,光孤子传输系统也开始使用 EDFA。自此以后,FRA 被摒弃在光纤通信系统和网络应用之外达 10 年之久。当时 FRA 竞争不过 EDFA 的一个主要原因是没有适合 FRA 的大功率、体积小、价格低的泵浦激光器。FRA 的泵浦效率较低(大约 0.1 dB/mW ,而 EDFA 的泵浦效率为 $2\sim 4\text{ dB/mW}$),需要大功率(数百毫瓦)的泵浦激光器。当时半导体激光器输出功率还达不到这样大,为了进行光孤子传输实验,只有使用体积相当大的色心激光器或固体激光器,体积庞大,不可能在通信系统中实际应用。当前数百毫瓦的大功率半导体激光器已经研制成功,可以用作 FRA 的泵浦,使得 FRA 的实用化成为可能。同时 FRA 有着不可替代的优点,如 FRA 较 EDFA 有更好的噪声特性、更宽的增益带宽及更低的非线性,从而在高速、长距离、超宽带波分复用光纤通信系统中获得了广泛的应用。

6.3.2 基本原理、结构及种类

在许多非线性光学介质中,高能量(波长较短)的泵浦光被散射,并将一小部分入射功率转移到另一频率下移的光束,频率下移量由介质的振动模式决定。量子力学描述为泵浦光波的一个光子被一个分子散射成为另一个低频光子,同时分子得到部分能量,完成振动态之间的跃迁。若泵浦光的频率为 ω_p ,介质分子的振动频率为 ω_s ,则散射光的频率为 $\omega_s = \omega_p - \omega_s$,称为斯托克斯光。如果介质中的泵浦光强超过一定的阈值,斯托克斯光会在介质内快速增加,大部分的泵浦功率都可以转换成斯托克斯光的功率,这种现象就叫做受激拉曼散射(SRS)。

与 SOA 及 EDFA 中基于受激辐射实现光放大不同,基于 SRS 的光放大是一个非谐振过程,增益谱不仅依赖于介质本身振动能级特性,还依赖于泵浦波长。理论上,只要有合适的泵浦光源,就可得到任意波长的拉曼放大。因此,基于 SRS 的光放大是一个宽带光放大。

光纤拉曼放大器就是利用了石英光纤中的受激拉曼散射效应实现光放大;将一个长波长弱信号光与一个短波长强泵浦光波同时在光纤中传输,泵浦光功率超过 SRS 阈值功率且弱信号光位于泵浦光的拉曼增益谱带宽之内,则弱信号光被该光纤放大。

石英光纤中拉曼增益有一个很宽的频率范围(达 40 THz),并且频移为 13.2 THz 附近有一个较宽的峰,如图 6.23 所示。拉曼增益谱用拉曼增益系数 $q_R(\Omega)$ 表示,其中 Ω 表示泵浦光和斯托克斯光的频率差(频移)。对于不同的泵浦波长, q_R 与 λ_p 成反比。

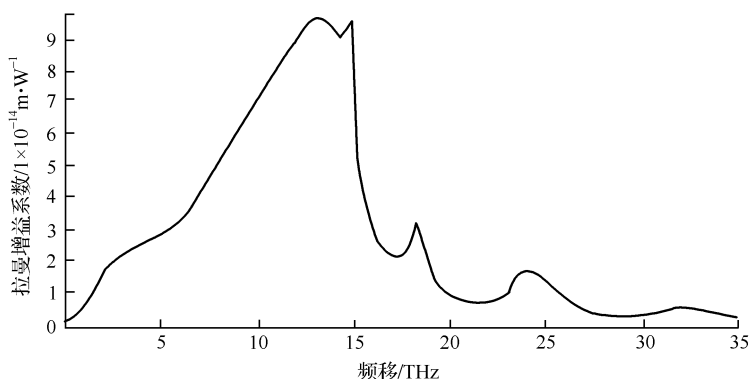


图 6.23 光纤的拉曼增益谱

FRA 的原理结构如图 6.24 所示。信号光在光纤内正向传输,泵浦光通过 WDM 耦合进传输光纤,泵浦光可以正向注入也可以反向注入。为了减少泵浦光噪声对信号的影响,一般采用反向注入,如图 6.24 所示。

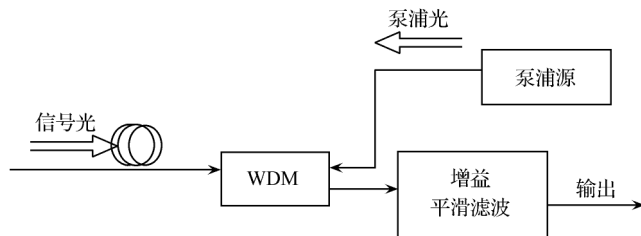


图 6.24 光纤拉曼放大器结构

FRA 的种类很多,根据泵浦方式可以分为前向、后向和双向泵浦的拉曼放大器。如果按结构来分,它可分为以下两类:

1) 分立 FRA。分立 FRA 用的光纤增益介质比较短,一般在 10 km 以内,对泵浦功率要求很高,一般在几瓦到十几瓦之间,可产生 40 dB 以上的高增益,用来

对信号光进行集总放大,主要用于 EDFA 无法放大的波段。

2) 分布 FRA。分布 FRA 所用光纤比较长,一般为几十公里,泵源功率可降到几百毫瓦,主要辅助 EDFA 用于 DWDM 通信系统性能的提高,抑制非线性效应,降低信号的入射功率,提高信噪比,进行在线放大。分布 FRA 也可以代替 EDFA 在光纤传输线路上单独使用,用以补偿传输损耗。

6.3.3 性能分析

1. 增益特性

在连续波的情况下,考虑到光纤损耗,泵浦光 ω_p 和斯托克斯光 ω_s 的相互作用符合下列耦合波方程

$$\frac{dI_s}{dz} = g_R I_p I_s - \alpha_s I_s \quad (6.16a)$$

$$\frac{dI_p}{dz} = -\frac{\omega_p}{\omega_s} g_R I_p I_s - \alpha_p I_p \quad (6.16b)$$

式中, α_s 、 α_p 分别是光纤在斯托克斯光和泵浦光波长处的损耗系数。(6.16a)式右边第一项表示泵浦光对信号光的放大作用,第二项是信号光在光纤中的损耗。(6.16b)式右边第一项表示泵浦光放大信号引起的损耗(泵浦损耗),第二项是泵浦光在光纤中的损耗。在不考虑光纤损耗的情况下[假定(6.16)式右边第二项近似为零],根据以上两式可得到

$$\frac{d}{dz} \left[\frac{I_s}{\omega_s} + \frac{I_p}{\omega_p} \right] = 0 \quad (6.17)$$

显然,在无损情况下,SRS 过程中泵浦光和斯托克斯光的光子总数不变(这也是能量守恒的要求)。

当泵浦光强度 I_p 超过 SRS 阈值且满足信号光强 I_s 远小于泵浦光强的条件下,泵浦光的泵浦损耗[(6.16b)式右边第一项,即由于泵浦作用引起的泵浦光的功率下降]可忽略。

$$I_p = I_0 \exp(-\alpha_p z)$$

代入(6.16a)式中则可解出斯托克斯信号光强度为

$$I_s(L) = I_s(0) \exp(g_R I_0 L_{\text{eff}} - \alpha_s L) \quad (6.18)$$

式中, I_0 是 $z = 0$ 处的泵浦光强。 L_{eff} 为有效光纤长度

$$L_{\text{eff}} = [1 - \exp(-\alpha_p L)] / \alpha_p \quad (6.19)$$

考虑每个能量为 $h\omega$ 的频率分量的放大,然后在整个拉曼增益谱范围内积分来计算斯托克斯功率,即

$$P_s(L) = \int_{-\infty}^{\infty} h\omega \exp[g_R(\omega_p - \omega) I_0 L_{\text{eff}} - \alpha_s L] d\omega \quad (6.20)$$

在光纤输出端信号光功率与泵浦功率相等时的入射泵浦功率定义为拉曼阈值

$$P_s(L) = P_p(L) = P_0 \exp(-\alpha_p L) \quad (6.21)$$

$P_0 = I_0 A_{\text{eff}}$ 是入射泵浦功率, A_{eff} 是有效纤芯面积。假设拉曼增益谱为洛仑兹形, 阈值泵浦功率的一个较好近似为

$$\frac{g_R P_0^{\text{tr}} L_{\text{eff}}}{A_{\text{eff}}} \approx 16 \quad (6.22)$$

其中, P_0^{tr} 为泵浦阈值功率。

因为没有泵浦光时, $I_s(L) = I_s(0) \exp(-\alpha L)$, 所以放大器的增益为

$$G_A = \frac{I_s(L)}{I_s(0) \exp(-\alpha L)} = \exp(g_R P_0 L_{\text{eff}} / A_{\text{eff}}) \quad (6.23)$$

其中, $I_s(L)$ 由(6.18)式确定。如果 $g_R = 1 \times 10^{-13}$ m/W, $L_{\text{eff}} = 100$ m, $A_{\text{eff}} = 10 \mu\text{m}^2$, 则当 $P_0 > 1$ W 时, 信号被显著放大。在实际应用中, 还常用到拉曼净增益 G_N 和拉曼效率系数 C_R 两个参数, 即 $G_N = G_A \exp(-\alpha L)$, $C_R = g_R / A_{\text{eff}}$ 。拉曼净增益 G_N 有时也称为拉曼放大器的开关增益 $G_{\text{on-off}}$ 。

由(6.23)式可见, 对于确定长度的光纤, 放大倍数 G_A 随注入泵浦 P_0 指数增加, 但实际上当 P_0 增加到一定程度后, G_A 将保持恒定不变, 这是由于泵浦消耗产生了增益饱和。

假设泵浦光和信号光在光纤内的损耗是相同的, 即 $\alpha_s = \alpha_p = \alpha$, 由方程(6.16)可得到拉曼放大器饱和增益 G_s 的一个近似表达式。

做变换 $I_j = \omega_j F_j \exp(-\alpha z)$ ($j = s$ 或 p), 可得到下面两个简单的方程

$$\frac{dF_s}{dz} = \omega_p g_R F_p F_s \quad (6.24a)$$

$$\frac{dF_p}{dz} = -\omega_p g_R F_p F_s \quad (6.24b)$$

注意到 $F_p(z) + F_s(z) = C$, C 是常数, 关于 F_s 的微分方程可以通过在整个放大长度积分求解, 结果为

$$G_s = \frac{F_s(L)}{F_s(0)} = \frac{C - F_s(L)}{C - F_s(0)} \exp(\omega_p g_R C L_{\text{eff}}) \quad (6.25)$$

利用 $F_p(0) + F_s(0) = C$, 则放大器饱和增益为

$$G_s = \frac{1 + r_0}{r_0 + G_A^{-(1+r_0)}} \quad (6.26)$$

式中, G_A 是小信号增益。 r_0 与光纤输入端的信号/泵浦功率比有关。

$$r_0 = \frac{F_s(0)}{F_p(0)} = \frac{\omega_p}{\omega_s} \frac{P_s(0)}{P_0} \quad (6.27)$$

图 6.25 为对几个不同的 G_A 值, G_s/G_A 随 $G_A r_0$ 的变化关系的饱和特性。当 $G_A r_0 \approx 1$ 时, 饱和增益减小一半。当放大信号的功率开始接近入射泵浦功率 P_0

时,即满足此条件。实际上, P_0 是光纤拉曼放大器饱和功率的一个很好的量度。

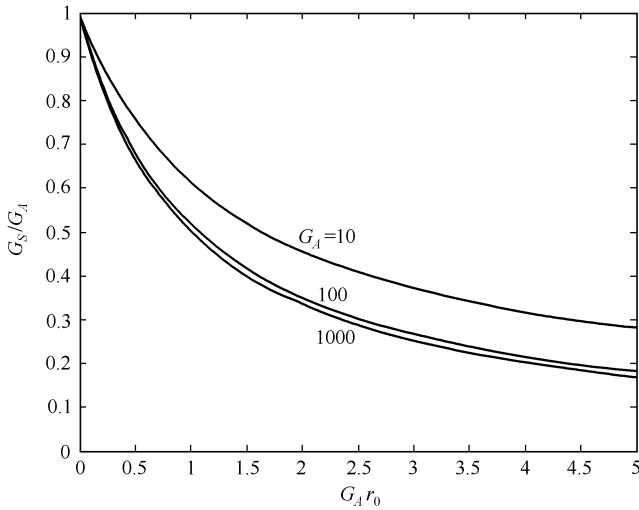


图 6.25 拉曼放大器的饱和特性

拉曼放大器的增益介质光纤对放大器的增益特性有重要的影响。表 6.1 给出了几种典型光纤用于拉曼增益介质时的参数。

表 6.1 作为拉曼增益介质时光纤的几个参数

光纤 \ 参数	相对折射率差 $\Delta/\%$	光纤损耗 $\alpha/(\text{dB}/\text{km})$	有效纤芯面积 $A_{\text{eff}}/\mu\text{m}^2$	拉曼增益系数 $g_R/ (10^{-14}\text{m}/\text{W})$	拉曼效率系数 $C_R/ (10^{-4}\text{m}^{-1}\text{W}^{-1})$
标准单模光纤	0.3	0.19	80	1.52	1.9
色散位移光纤	0.85	0.3	50	2.08	4.16
色散平坦光纤	1.4	0.231	23.9	3.11	13.01
色散补偿光纤	2.0	0.412	15.3	3.93	25.69
高非线性光纤	2.8	0.6	11.5	4.41	38.35

一般情况下,高掺杂光纤具有较高增益系数,其原因一方面在于随着掺杂浓度的增大,模场直径减小,拉曼散射截面增加;另一方面更重要的是纤芯面积减小导致泵浦光强度增大,因此光纤的拉曼增益系数亦增大。但是随着掺杂浓度的增大,光纤损耗将超过可接受的范围,引起附加增益损失,从而减小增益效率。另外,掺杂浓度过大将增大瑞利散射,从而降低信噪比。在其他条件相同的情况下,较小的光纤有效纤芯面积可得到较大的净增益。对于拉曼放大器,随着光纤长度的增大,增益曲线趋向饱和,同时较长的光纤导致噪声指数亦变大。因此,在获得一定增益的同时,应选择最短的饱和长度。高衰减系数使光纤有效长度减小,从而拉曼净增

益减小;同时高损耗导致噪声指数亦变大。因此从这两方面讲,光纤衰减系数越小越好。总之,为了获得高增益和低噪声指数,用于拉曼增益介质的光纤要具有增益系数高(高 Δ 值)、有效纤芯面积小、衰减低(有效作用长度大)等特征,同时在获得一定增益时,应尽量选择较短的光纤长度。

由于单位长度光纤的拉曼增益系数很小,并且受限于约 13.2 THz 的斯托克斯频移,所以单泵浦产生的拉曼增益带宽只有约 30 nm,而且不平坦,同时泵浦功率也要求较高。为了获得宽带、平坦的拉曼增益谱,通常采用多波长泵浦技术,一方面可以实现比较宽的增益谱,另一方面对泵浦的要求降低了。对于一个多波长泵浦系统来说,每个泵浦都对信号光的增益有贡献,但不同的泵浦波长对增益的贡献不同:首先,由于拉曼增益系数与泵浦波长成反比,所以不同波长的泵浦对信号的最大增益不同;其次,不同的泵浦对信号波长的放大区域不同,每个泵浦都对超过本身波长 100 nm(13.2 THz)的信号增益贡献最大,然后在此波长两侧降低作用。因此,如用多个波长同时泵浦,总拉曼增益谱近似为每个泵浦增益分布的线性叠加,如图 6.26 所示。优化泵浦波长和泵浦功率的分布,就可能获得平坦的超宽带特性。(图中左边用 1、2、3、4 表示的线谱是拉曼泵浦波长,右边用 1、2、3、4 表示的谱线是拉曼增益谱线,它们的叠加得到的谱线可以覆盖 C 和 L 波段。)

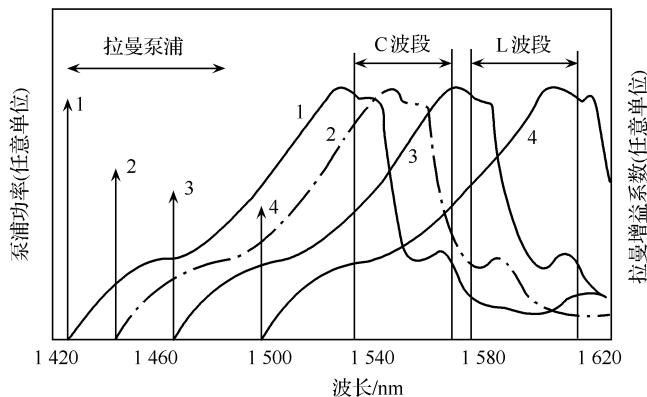


图 6.26 多波长泵浦的喇曼宽带放大器

此外,拉曼放大器的增益还与偏振相关,如果信号光和泵浦光是正交的,则不能产生增益。而通常的半导体泵浦源是线偏振的,所以一般解决方案是每一个波长利用两个相互正交的泵浦源来退偏,此外还可以采用消偏技术来保证拉曼放大器的偏振不敏感性。

2. 噪声特性

拉曼放大器的噪声有以下几个来源:自发辐射噪声、串扰噪声和瑞利散射噪声。

ASE 噪声是由于自发拉曼散射经拉曼放大而产生的,与泵浦光功率有关。对拉曼放大器的噪声的分析与对 EDFA 的噪声分析类似,都可用噪声指数 NF 来描述其噪声性能,但由于拉曼放大器是分布式的放大器,所以一般用等效噪声指数来描述拉曼放大器的噪声特性。

假设 $\alpha = \alpha_s = \alpha, \alpha L \gg 1, G_A \gg 1$ 及信号光与泵浦光随机偏振的情况下,分析表明拉曼放大器的等效噪声指数近似为

$$NF \approx \frac{1}{G_N} \left[1 + \frac{P_{ASE}}{h\nu\Delta f} \right] \quad (6.28)$$

其中, G_N 为拉曼净增益, Δf 是探测器的带宽, ν 为光波频率, P_{ASE} 为随机偏振情况下 ASE 功率,可表示为

$$P_{ASE} = h\nu\Delta f \cdot N_{noise} \quad (6.29)$$

式中, N_{noise} 为噪声光子数。正向泵浦情况下的噪声光子数为

$$N_{noise}^f = G_A \exp(-\alpha L) \quad (6.30)$$

反向泵浦情况下的噪声光子数为

$$N_{noise}^b = G_A \exp[-\alpha(L - Z_0)] \quad (6.31)$$

式中, $L - Z_0 \approx \frac{\ln[\ln(G_A)]}{\alpha_p}$ 。

图 6.27 为拉曼放大器反向泵浦情况下的信号功率及 ASE 功率沿光纤长度的分布曲线。由图可见,在反向泵浦情况下,信号的放大主要在光纤的后段实现,而这种情况下的反向 ASE 噪声是衰减的,因此放大器的输出信噪比较高。拉曼放大器的等效噪声指数理论上可以为负值,意味着其噪声性能远优于 EDFA。实际上,由于器件性能不理想及其他噪声的存在,拉曼放大器的等效噪声指数并不为负值,

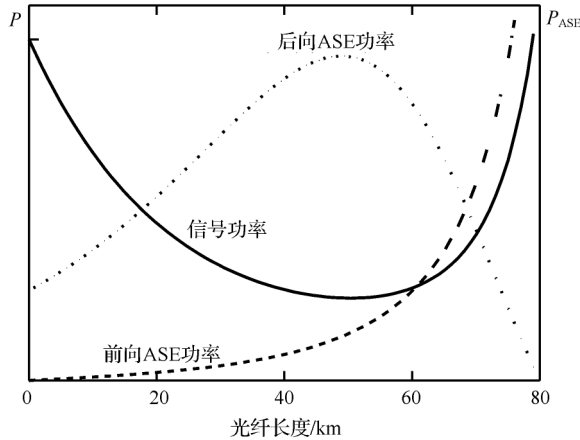


图 6.27 后向泵浦 FRA 中的信号功率及 ASE 功率沿光纤长度的分布

但一般分立的拉曼放大器的等效噪声指数也小于 4.5 dB, 优于 EDFA 的噪声指数。同时由上面几式及图可见, 喇曼放大器的噪声特性优良的原因, 主要在于其 ASE 噪声功率沿光纤长度是逐渐衰减的。

拉曼放大器的串扰噪声分为两种。一种为因泵浦光源的波动而造成的泵浦光与信号光之间的串扰。这是由于 SRS 过程响应非常快(小于 10 fs), 因此拉曼增益对泵浦功率的响应是瞬时的, 任何泵浦功率的脉动都将引起增益的变化, 从而导致信号的串扰噪声。考虑到这种因素, 拉曼放大器中通常采用反向泵浦的方式。这是因为在泵浦光与信号光反向传输的情况下, 当信号光通过光纤时, 遇到高泵浦功率, 其增益就高, 反之则增益低。若泵浦功率的脉动比信号光传播通过光纤的时间要快, 则信号增益随泵浦功率的变化就被平均了, 在输出端看来信号光的增益就是恒定的。

拉曼放大器的另一种串扰噪声是当放大 WDM 信号时, 由于增益不平坦而造成的 WDM 信道之间功率大的信道对功率小的信道的串扰, 表现为一个信道信号对另一个信道的调制作用, 如图 6.28 所示。研究表明, 信号功率越大, 泵浦功率越大, 串扰越严重。

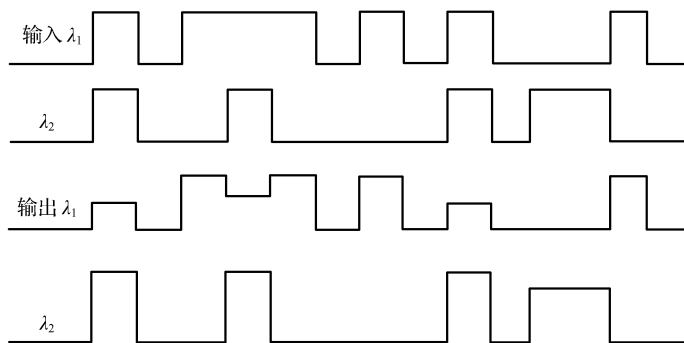


图 6.28 多信道情况下的串扰

瑞利散射噪声是喇曼放大器中的另一种重要的噪声源。瑞利散射(Rayleigh scattering)是由于介质折射率在微观上的随机起伏所引起的。光纤中, 瑞利散射使部分入射光变成后向传输的光, 形成瑞利背向散射。根据在光纤中反射的次数, 瑞利散射可分为单重瑞利散射和双重瑞利散射。瑞利背向散射会对喇曼放大器的性能产生不利影响: 一方面, 向某方向传输的 ASE 会由于瑞利散射在相反方向上获得喇曼增益, 从而导致 ASE 的多次反射和放大, 使信噪比恶化; 另一方面, 被放大信号光的多次瑞利反射会对原信号形成串扰, 影响信号的传输质量。前者即是拉曼放大器中瑞利散射噪声, 此处只讨论它的影响。

研究表明, 考虑到瑞利散射噪声后, 拉曼放大器的等效噪声指数表达式中添加

一项,表示为

$$NF \approx \frac{1}{G_N} \left(1 + \frac{P_{ASE}}{h\nu\Delta f} + \frac{P_{RS}}{2h\nu\Delta f} \right) \tag{6.32}$$

其中, P_{RS} 是瑞利散射光功率。一般来说,拉曼放大器增益越大,传输线路越长,瑞利散射光功率就越大,从而瑞利散射噪声就越大。

分析表明,输入信号光功率确定的情况下,存在一个最优的泵浦功率使拉曼放大器的等效噪声指数最小,因此在拉曼放大器设计时如果选择的泵浦功率与最优泵浦功率接近,就可以有效地降低放大器的噪声指数。

双重瑞利背向散射在拉曼放大器中得到两次放大,因此其影响比一般光纤传输系统要大。可采用插入光隔离器的方法对双重瑞利背向散射噪声进行抑制。插入隔离器后,正向信号光可以继续传播,而背向瑞利散射光不能通过隔离器,因此只是在一段光纤内被泵浦反向放大,而不会在整个光纤长度上累积,所以其影响会变小,如图 6.29 所示。

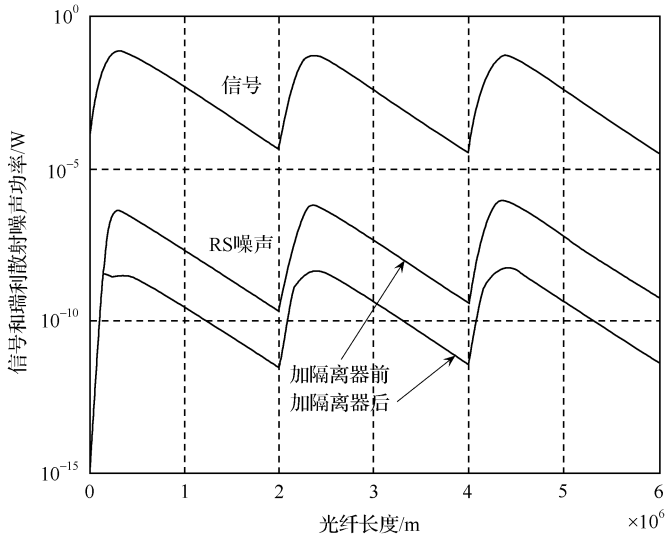


图 6.29 信号和瑞利散射噪声功率在加入光隔离器前后沿光纤的分布

6.3.4 FRA 的应用

拉曼放大器的噪声指数与 EDFA 和 SOA 相比,明显要小,因此拉曼放大器可作为前置放大器,同 EDFA 结合使用,降低传输系统的噪声,可以获得更好的性能。如在 EDFA 的输入端注入反向的拉曼泵浦光,信号光将会沿光纤实现分布式放大。这种情况可等效成在 EDFA 前放置一个放大器,则它具有的典型等效噪声指数是 3 dB 或更低(取决于所用的光纤)。以 EDFA 的噪声指数典型值 4 dB 来计

算,由分布式拉曼放大得到的全程噪声的降低是 7 dB 左右。因此,充分发挥 FRA 的宽带和低噪声两大优点,常采用多波长泵浦,并与 EDFA 混合使用,可降低输入端的入射光功率而不牺牲接收端的光信噪比,提高长距离光纤通信系统的总增益,降低系统的总噪声指数,从而扩大系统所能传输的最远距离。

使用多个泵浦波长形成超宽带光纤放大器是拉曼放大器的又一个应用。只要满足阈值条件,拉曼泵浦本身的增益谱范围很宽且相对稳定,优化泵浦波长的配置和泵浦功率的选择就可以得到宽且平坦的增益范围。采用这种技术,目前拉曼放大器的带宽可达 100 nm,不但能够工作在 EDFA 常用的 C 波段,而且也能工作在波长较短的 S 波段(1350~1450 nm)和波长较长的 L 波段(1564~1620 nm),完全满足光纤工作窗口的要求。

图 6.30 示出了一个使用 FRA 和 EDFA 的混合放大的、宽带、长距离光纤传输系统。为了得到宽带平坦增益,使用了 8 个不同波长的泵浦源(波长分别为 λ_{p1} 到 λ_{p8})。8 个不同波长的泵浦源不一定在同一点耦合入传输光纤,常常根据计算在不同点耦合入光纤,以便实现 FRA 的增益平坦。由于 FRA 的放大带宽可以覆盖 C 和 L 两个波段,但是 EDFA 只能在 C 波段或 L 波段分别放大,因此在混合放大的传输系统中,在发射端 C 波段信号和 L 波段信号分别用各自的 EDFA 放大后先波段复用(C 和 L 两个波段合波),再将复用信号送入 FRA(即传输光纤);在接收端先波段解复用,然后分别用 C 和 L 波段 EDFA 放大。

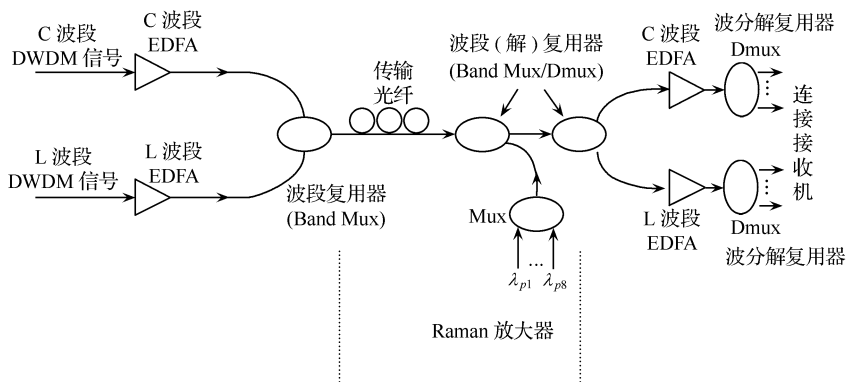


图 6.30 使用 FRA 和 EDFA 的混合放大的、宽带、长距离光纤传输系统示意图

拉曼放大器还可以作为远程泵浦源应用在一些无法在中继线路上使用集总 EDFA 的场合(如海底光缆通信等),解决系统单元跨距的延伸问题。

思考题与习题

- 6.1 SOA 的三项非线性效应都可用于制作全光波长变换器,试分析它们的优缺点。
- 6.2 定性分析 EDFA 的透明性。
- 6.3 为什么外差相干接收机和带有光前置放大器(EDFA)的光接收机可能达到或接近量子噪声极限?推导量子噪声极限灵敏度。
- 6.4 图 6.20 和图 6.21 都是设想的利用 EDFA 的光纤分配系统。方案中主要考虑了利用 EDFA 补偿分配时的功率损耗。若考虑到 EDFA 的串联噪声积累,结果将会怎样?
- 6.5 图 6.22(b)的 EDFL 方案可能实现多波长同时激射,即使用多对光纤光栅形成不同波长的谐振腔。如果光纤光栅都串联使用,各波长输出信号的性能是否有所不同?有哪些不同?
- 6.6 试对 EDFA 和 FRA 两种光纤放大器的优缺点做一比较。

参考文献

- [1] Hill A M, et al. 39.5 Million-way WDM Broadcast Network Employing Two Stages of Erbium-doped Fibre Amplifiers. *Electron. Lett.*, 1990, 26(22): 1882~1884.
- [2] Forrester D S, et al. 39.81 Gbits/s, 43 Million-way WDM Broadcast Network with 527 km Range. *Electron. Lett.*, 1991, 27(22): 2051~2053.

第 7 章 光纤传输系统

7.1 IM/DD 光纤传输系统

7.1.1 IM/DD 光纤传输系统概述

IM/DD 光纤传输系统即强度调制(indensity modulation, IM)/直接检波(direct detection, DD)光纤传输系统。虽然这样的系统灵敏度不高,频谱利用率也不高,但是结构简单、性能可靠,实际使用的光纤传输系统仍属于此类系统。本书主要介绍此类系统的结构、原理和相关的技术问题。在本章后半部分将介绍一些新型的、有些仍在研究中的光纤通信系统和技术。

任何通信系统都包括信息的获取、传输、交换和处理,光纤通信系统也不例外,本书不讨论信息如何获取、如何定量等问题,对信息的交换(组网问题)和处理(包括编解码问题)只做简单的介绍,重点讨论光纤传输系统的有关问题。

一个通信系统的典型框图如 7.1 所示。对于光纤通信系统,传输媒质是光纤;调制器和载波源中实现电光转换,将需要传输的电信号转换成光信号;在解调器中实现光电转换,将光信号转回到电信号。由于当前各种信息传感器都是将信息转换成电信号才进行处理和通信,而光纤传输系统传输的是光信号,因此必须要光电和电光转换。今后如果能将信息直接转换成光信号,则全光通信才能实现。图 7.1 中,信息源包括信息编码;信息输出包括信息解码。

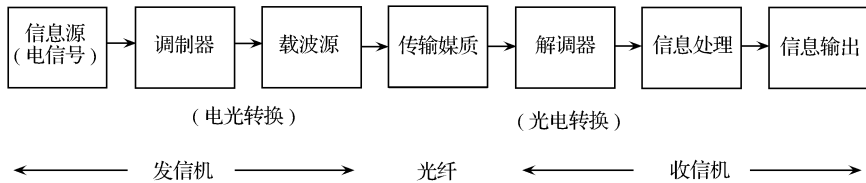


图 7.1 通信系统的一般结构

现有的光纤通信系统中,光纤输入端接光发射机,光纤的输出端接光接收机。光纤通信系统可按不同标准分为

- 1) 线性系统和非线性系统(特别是光孤子系统);
- 2) 相干系统和非相干系统;

- 3) 数字系统和模拟系统;
- 4) 单信道系统和多信道系统。

下面重点讨论 IM/DD(indensity modulation/direct detection)系统,它属于线性、非相干、数字、单信道系统。某些其他种类的系统将在本章后半部分做简要讨论。

IM/DD 系统是一种最简单、最基本的光纤传输系统,虽然其接收灵敏度不高,占有频带也比较宽,但由于光纤的优越特性,这一通信方式已经取得巨大成功,加之当前仍在蓬勃发展的波分复用(WDM)和光放大器(EDFA 和 FRA)技术,IM/DD 系统仍然是当前光纤通信发展的主流,并不断取得新进展。

单信道 IM/DD 系统框图(不包括编解码功能)及传输脉冲波形变化示意图如图 7.2 所示。

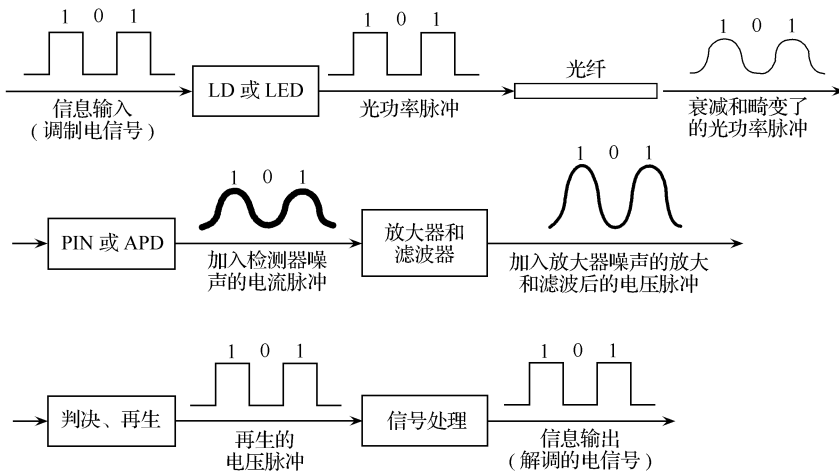


图 7.2 IM/DD 系统框图及传输脉冲波形变化图

LD (laser diode) 半导体激光器; LED(light emitting diode)发光二极管;

PIN 光电二极管; APD(avalanche photodetector)雪崩光电二极管

图 7.2 中 LD 或 LED 及其附属电路组成光发射机, PIN 或 APD 及其后的放大器、滤波器、判决再生和信号处理组成光接收机。光纤是传输媒质。

7.1.2 光发射机

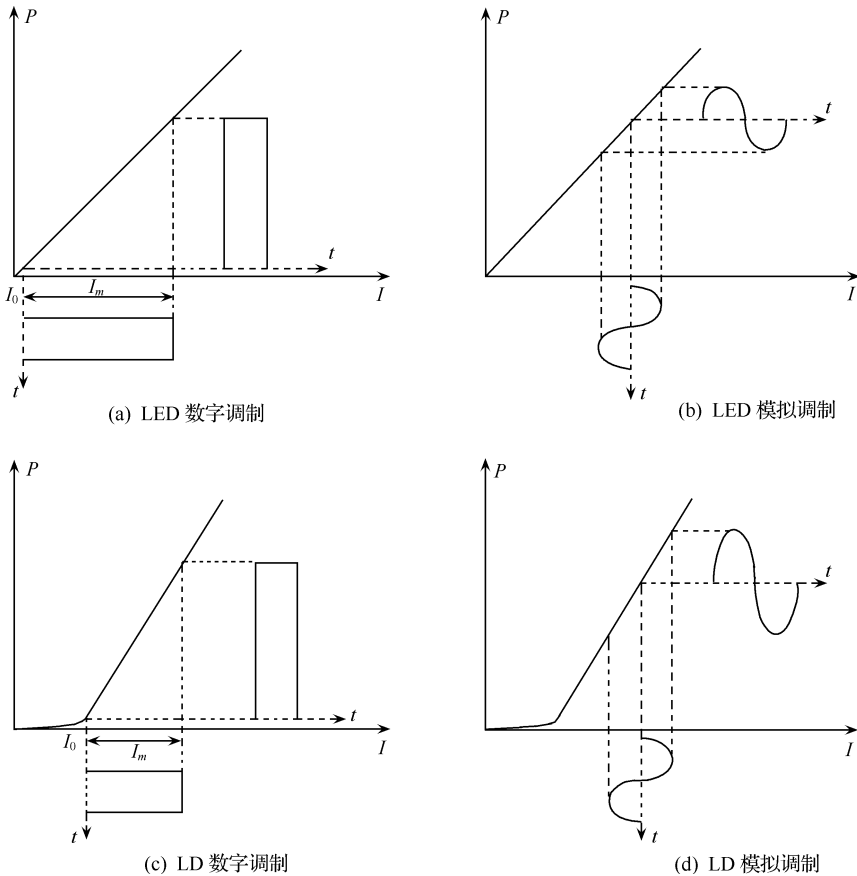
光发射机的核心是光源。当前主要采用半导体光源,包括 LD 和 LED。将来可能使用光纤激光器,某些情况下可能用固体激光器。

光纤通信技术中常用的各种激光器的原理、结构和应用已在第 5 章中做了简要介绍,这里主要介绍使用半导体光源的光发射机的一些相关技术问题。

1. 光源的直接调制及直接调制光发射模块结构

光源直接调制具有简单、经济和易于实现的优点,主要用于 LED 和 LD 的调制(外腔激光器、孤子激光器不适合采用直接调制)。

直接调制又分模拟调制和数字调制,它是利用了光源(LED 和 LD)输出光功率 P 与注入电流 I 成线性关系实现的,如图 7.3 所示。无论模拟调制或是数字调制,要求输出的光功率信号能够复现输入的电信号。从图 7.3 可见,只要 $P-I$ 曲线存在理想的线性段,上述要求就能实现。从该图还可看到,LED 直接调制的原理与 LD 类似,而且,LED 的调制问题也比较简单,不需要偏置(直流)电流。下面主要讨论 LD 的调制问题。

图 7.3 $P-I$ 曲线及光源直接调制原理

$P-I$ 曲线线性的不理想将造成输出光功率脉冲的畸变。同时,输入电路的带

宽不够宽,也会造成输出脉冲的畸变。

LD 注入电流的变化不但引起光功率的变化,而且会引起有源区载流子密度变化,进一步引起有源区折射率变化,最终导致输出光信号的波长(频率)变化,这就是 LD 直接调制引起(频率)啁啾的原因。信号啁啾与光纤色散的共同作用造成了传输信号波形的畸变,加重了光纤中的色散效应。因此啁啾是影响光纤传输系统性能的重要因素。在讨论光纤传输系统性能时应考虑它的影响。

现代干线光纤通信系统的发展趋势是高比特率、大容量、长距离工作,因而主要采用 LD 做光源,并且采用数字调制。下面对数字调制激光发射机的一些问题做一些简单讨论:

(1) “0”码电流 I_0 和调制电流 I_m 大小的选择

从图 7.3(c)可见,LD 的数字调制需要有“0”码电流 I_0 和调制电流 I_m 。它们的选择应遵从下述原则。

I_0 的选择:

1) I_0 大于零并应逼近阈值 I_{th} 。从第 5 章(5.30c)式可见,阶跃调制电流密度的跃变大小决定电光延迟时间,跃变越大电光延迟越大。因此,LD 调制的跃变电流的低电平 I_0 不能像 LED 的 I_0 那样接近零,而是应逼近阈值 I_{th} ,这样可以大大减小电光延迟时间,提高频谱利用率和通信容量,并且在一定程度上抑制张弛振荡。

2) 当 $I_0 \rightarrow I_{th}$ 时的另一好处是可用较小的 I_m 得到足够大的输出光功率脉冲。“0”和“1”码对应的电流差别小(即 I_0 与 $I_0 + I_m$ 差别小),发热效应也减小。

3) I_0 上升,以致超过 I_{th} 会使消光比恶化,信号的消光比定义为

$$EXT = 10 \log \frac{P_{\text{all-}1^n}}{P_{\text{all-}0^n}} \quad (7.1)$$

一般 EXT 应大于 8~10 dB,实际发射机可使 $EXT > 15$ dB,但若 I_0 上升到超过阈值, $P_{\text{all-}0^n}$ 相应上升,EXT 减小,使接收机灵敏度下降。

4) 实验观察到异质结激光器的散粒噪声在阈值处常有一很陡的峰值,因此 I_0 应避免开此峰值。

I_m 的选择:

I_m 应尽可能大使光脉冲达到一定的幅度,满足传输系统对传输信号功率的要求。光源的输出光功率也应有一个限度,不宜超过,否则,一方面可能损坏器件,另一方面可能增加光纤的非线性效应。

定义激光器的偏置电流 $I_b = (I_0 + I_m)/2$ 。对于“0”码和“1”码数目相等的非归零码,该定义的偏置电流与调制信号的直流电流相等。

(2) 激光器调制电路

在高速调制时,必须按微波电路的概念设计调制电路,因此需要考虑杂散电容

(管壳、盒子等)和杂散电感(单导线、管腿等)的影响,匹配问题以及电磁兼容问题(EMC,EMI)等。具体问题可参看有关微波电路的资料。

图 7.4 给出了调制电路的例子。数据电信号从图中右端送入驱动差分放大器,可调节 V_d 控制激光器的驱动电流,由偏置电阻和输出监视器(即 PIN 光电检测器)的反馈信号控制激光器的偏置电流,PIN 检测器安装在激光器模块内部,如图 7.8 所示,它用以监测激光器的输出背光功率(激光器正向输出光功率将耦合到器件的尾纤中,用以传输信息),并反馈控制激光器的偏置电流实现激光器输出功率的恒定。

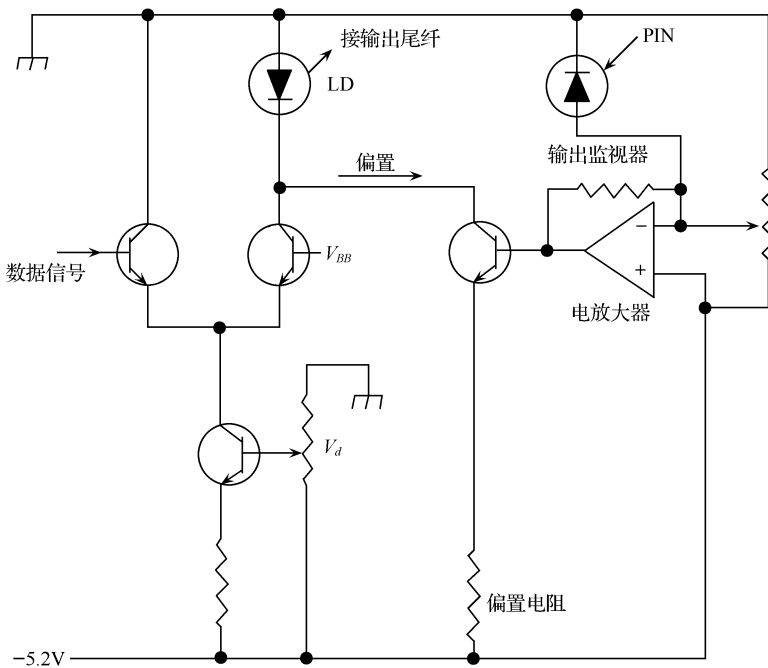


图 7.4 LD 调制电路的例子(V_d :驱动电压调节)

(3) 激光器控制电路

LD 有许多优点,但有一重要缺点,即其性能对温度非常敏感,因而可能影响系统的稳定工作(新发展的一些高质量激光器,温度影响较小,可以不用温度控制也能正常工作)。主要表现为

1) I_{th} 随温度呈指数规律变化 $I_{th}(T) = I_2 e^{T/T_0}$, 其中 I_2 和 T_0 为常量。在 T 为室温时, T_0 一般在 $120\text{ }^\circ\text{C} \sim 150\text{ }^\circ\text{C}$, 好的 LD(MQW)的 T_0 高达 $400\text{ }^\circ\text{C}$ 以上。 T_0 升高则 I_{th} 对 T 的依赖变小。

此外,器件老化, I_{th} 也要增加。

图 7.5 表示了 I_{th} 变化如何引起输出光功率的变化。从该图可以看出,同样注入电流 I_m ,不同温度(T_{th1} 和 T_{th2} , $T_{th2} > T_{th1}$,)引起不同阈值电流(I_{th1} 和 I_{th2} ,相应地,也有关系 $I_{th2} > I_{th1}$)的情况下,输出的光功率将有很大变化(从 P_1 变化到 P_2),因此阈值电流应该避免过大变化,否则不能实用化。

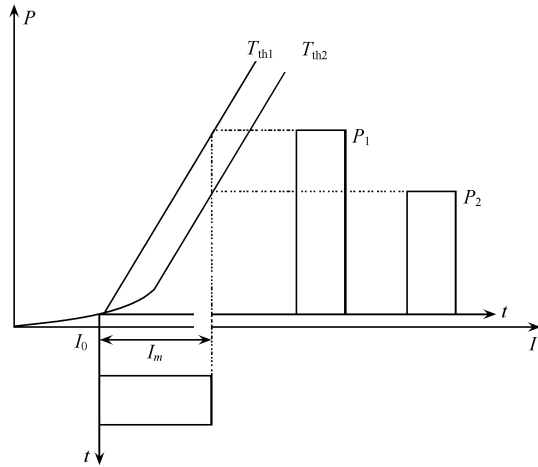


图 7.5 阈值电流的变化对 LD 输出功率的影响

2) 温度升高和器件老化可使微分量子效率 η 降低,从而使输出光功率下降。同样需要解决。图 7.6 示出了微分量子效率的变化(温度升高使微分量子效率从 η_1 变到 η_2)对 LD 输出功率的影响。

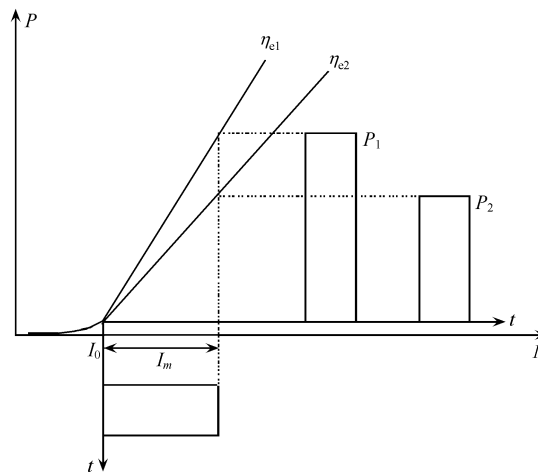


图 7.6 微分量子效率的变化对 LD 输出功率的影响

3) 温度升高, LD 的激射波长也变化。一般来说, 温度 T 升高, 激射波长 λ 也升高。例如: 对于 GaAs 材料制作的 LD, 其变化率为 $2.5 \text{ \AA}/\text{K}$; 对于 DFB LD, 其变化率为 $1 \text{ \AA}/\text{K}$ 。

为了解决温度变化引起的这些问题, 需要采用自动控制电路: 包括自动温度控制(ATC)和自动功率控制(APC)。

ATC 框图如图 7.7 所示。LD 被安装在用良导热体(铜)制作的热沉上, 热沉的另一端面紧贴致冷器的冷端。在热沉上留有小洞, 热敏电阻插入其中, 使其能够传感热沉的温度, 用它代表 LD 的温度。热敏电阻传感的信号送到控制电路进行处理, 并用反馈信号控制致冷器, 用于改变热沉温度, 即 LD 的温度, 使其稳定在固定值。

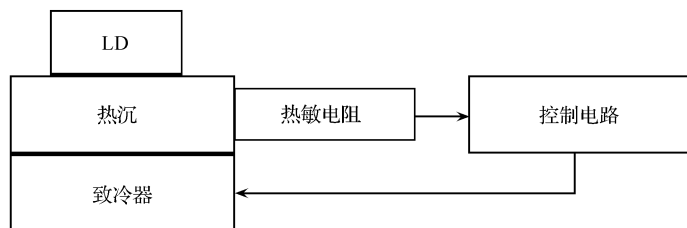


图 7.7 LD 的自动温度控制(ATC)

微型致冷器常用半导体致冷器(致冷硅)。当电流通过时, 可使其两面中一面吸热(可致冷), 一面放热。上述控温仪的性能与电路设计有关, 也与热结构设计有关。温控精度一般可达 $0.1 \text{ }^\circ\text{C}$ 。好的控温仪可小于 $0.01 \text{ }^\circ\text{C}$ 。

温度控制解决不了器件老化带来的影响, 而且上述三点影响中, I_b 的影响最大(η 的变化较小, λ 在频分(波分)复用系统中影响较大, 单信道系统影响较小)。因此仍需要 APC 电路。在许多发射机系统中, 在 LD 管芯的背光输出处放一个 PIN 管, 直接探测激光器发射的平均光功率, 用以反馈控制偏置电流, 以达到维持输出功率恒定的目的。APC 电路原理如图 7.4(右上角)所示。

因此, 现代激光器模块(module)包括:

① 激光器 LD 及电流驱动器(包括 I_b 和 I_m 驱动电路); ② 控温系统(控温电路在模块外面, 热敏电阻、致冷器在模块中); ③ 功率控制系统(PIN 封装在模块内, 电路在外面); ④ 光耦合系统(包括聚焦透镜、隔离器、输出光纤及支撑元件)。

LD 模块的结构示意图如图 7.8 所示。

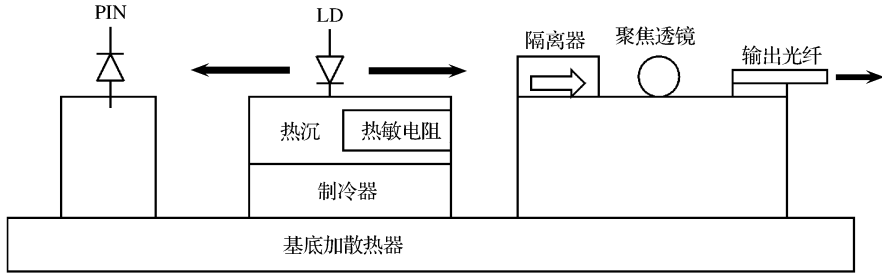


图 7.8 LD 发射模块的结构示意图

→ 为光路; PIN: 光电二极管; LD: 激光器

2. 光源的外调制和外调制器

在某些情况下,激光器不能使用直接调制,如外腔激光器、光纤激光器、孤子激光器等;而在某些情况下必须使用外调制,如超高速调制需要使用外调制以减小光信号的啁啾以减轻色散影响。

另外直接调制可以实现调幅、调频,实现调相较困难,因此相干系统中调相也常使用外调制器。

常用的外调制器主要有两类:铌酸锂(LiNbO₃)电光调制器和电吸收(electro-absorption, EA)调制器。其他,如声光效应和磁光效应也有被用作外调制器,但使用较少。这里只介绍上述常用的两类。

* (1) 电光调制器

常用的电光调制器有两种:条形波导相位调制器(strip waveguide phase modulation),另一种为 mach-zehnder 干涉仪型强度调制器(interferometric intensity modulation)。它们都是利用铌酸锂晶体的电光效应。该种晶体在外加电压作用下,其折射率将发生变化,进而改变波的传输速率和相位,此即晶体的电光效应。电光效应可直接用于制作相位调制器。应用光的干涉可将相位调制转换为幅度调制。首先简单介绍一下晶体的电光效应。

由于晶体的各向异性,在各向同性时晶体的介电常数(标量)转变成为介电张量。若选择晶体的主轴方向为笛卡尔坐标轴方向,则介电张量可写成对角矩阵形式,即电位移矢量和电场强度的关系可写成

$$\begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \epsilon_x \epsilon_x & 0 & 0 \\ 0 & \epsilon_y \epsilon_y & 0 \\ 0 & 0 & \epsilon_z \epsilon_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} \quad (7.2a)$$

或写成

$$D = \epsilon \cdot E \quad (7.2b)$$

即

$$\begin{cases} D_x = \epsilon_0 \epsilon_x E_x \\ D_y = \epsilon_0 \epsilon_y E_y \\ D_z = \epsilon_0 \epsilon_z E_z \end{cases} \quad (7.3)$$

ϵ 即为介电常数张量。(7.2)式表示晶体呈线形各向异性。晶体中存储的能量密度为

$$w_e = \frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} = \frac{\epsilon_0}{2} (\epsilon_x E_x^2 + \epsilon_y E_y^2 + \epsilon_z E_z^2) \quad (7.4)$$

或写作

$$\frac{D_x^2}{\epsilon_x} + \frac{D_y^2}{\epsilon_y} + \frac{D_z^2}{\epsilon_z} = 2 w_e \epsilon_0 \quad (7.5)$$

令

$$\mathbf{r} = \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \mathbf{D} / \sqrt{2 w_e \epsilon_0} \quad (7.6)$$

即取

$$x = D_x / \sqrt{2 w_e \epsilon_0}, \quad y = D_y / \sqrt{2 w_e \epsilon_0}, \quad z = D_z / \sqrt{2 w_e \epsilon_0}$$

并用

$$n_x^2 = \epsilon_x, \quad n_y^2 = \epsilon_y, \quad n_z^2 = \epsilon_z$$

则有

$$\frac{x^2}{n_x^2} + \frac{y^2}{n_y^2} + \frac{z^2}{n_z^2} = 1 \quad (7.7)$$

(7.7)式是一个椭球的解析方程,用此椭球可确定任意传输方向双折射大小,即可以确定不同方向的折射率,因此称作折射率椭球。

对此种各向异性晶体,在任一方向外加电场时折射率椭球就要倾斜(x, y, z 不再是椭球的轴),即折射率椭球的解析方程成为

$$\left[\frac{1}{n} \right]_1 x^2 + \left[\frac{1}{n} \right]_2 y^2 + \left[\frac{1}{n} \right]_3 z^2 + 2 \left[\frac{1}{n} \right]_4 yz + 2 \left[\frac{1}{n} \right]_5 xz + 2 \left[\frac{1}{n} \right]_6 xy = 1 \quad (7.8)$$

对于反演对称的晶体中可出现线性电光效应,即电场 \mathbf{E} 与其引起的 $(\frac{1}{n})$ 的变化之间存在线性关系,即

$$\Delta \left(\frac{1}{n} \right)_i = \sum_{j=1}^3 r_{ij} E_j, \quad i = 1, 2, 3, \dots, 6 \quad (7.9)$$

用矩阵表示为

$$\begin{bmatrix} \Delta \left[\frac{1}{n} \right]_1 \\ \Delta \left[\frac{1}{n} \right]_2 \\ \Delta \left[\frac{1}{n} \right]_3 \\ \Delta \left[\frac{1}{n} \right]_4 \\ \Delta \left[\frac{1}{n} \right]_5 \\ \Delta \left[\frac{1}{n} \right]_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \\ r_{41} & r_{42} & r_{43} \\ r_{51} & r_{52} & r_{53} \\ r_{61} & r_{62} & r_{63} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

其中 r_{ij} 称作电光系数。由电光系数组成的 6×3 矩阵称作电光张量。对于各种电光晶体,电光张量的元素可能有许多等于零。如果我们外加电场在某一轴上,则 E_j ($j=1,2,3$) 只有一个不为零。这样,对于铌酸锂晶体,若 \mathbf{E} 加在与 z 轴平行的方向,则在光传输方向折射率变化成为

$$\delta n = \pm \frac{1}{2} n_0^3 r E \quad (7.11)$$

(这里用 r 代替电光系数 r_{63})。由此可得光波传输了长度 L 后相位变化为

$$\delta \varphi = k_0 \delta n L = \frac{2\pi}{\lambda} \delta n L = \frac{2\pi}{\lambda} n_0^3 r E L = \frac{2\pi}{\lambda} n_0^3 r \frac{V L}{d} \quad (7.12)$$

其中 $V = Ed$ 为外加电场的峰值电压。因此上式中由正弦电压峰峰值(2 V)引起的折射率变化应为 $\delta n = n_0^3 r E$ 。

利用此电光效应即可做成各种电光调制器。

1) LiNbO₃ 条形波导相位调制器。该调制器的示意图如图 7.9 所示。若两电极间加变化的电压,则波导输出处的光波相位受变化电压的调制,也即该器件构成了相位调制器。

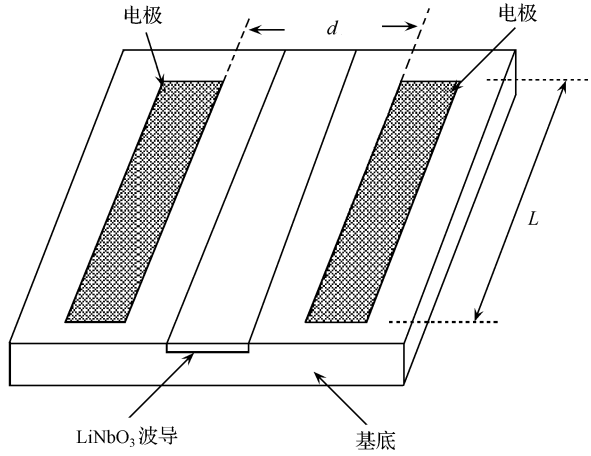
一般要求相位调制器的输出光波相位变化 π 。定义使相位变化 π 所需的电压为 V_π , 则

$$\delta \varphi = \pi = \frac{\pi}{\lambda} n_0^3 r \frac{V_\pi L}{d} \quad (7.13)$$

$$V_\pi = \frac{\lambda}{n_0^3 r} \frac{d}{L} \quad (7.14)$$

[由于是单向电压,与(7.12)式相比此式少因子“2”]。例如,若 $\lambda = 1.3 \mu\text{m}$, $n_0 = 2.1$, $r = 30.8 \times 10^{-12} \text{ m V}^{-1}$, $d = 25 \mu\text{m}$, $L = 2 \text{ cm}$, 则求得 $V_\pi = 5.7 \text{ V}$ 。这是调制器的一个典型值。若以 50Ω 的匹配阻抗计算,所需正弦波调制功率为 0.65 W 。

这是比较大的值。实际上总希望 V_π 越小越好,这就需要 $\frac{L}{d}$ 越大越好,这一要求在

图 7.9 LiNbO₃ 条形波导相位调制器

工艺上有一定的限制,因此 V_{π} 也不可能做得非常小。

2) Mach-Zehnder(M-Z)干涉仪型强度调制器。M-Z 干涉仪型强度调制器的示意图如图 7.10 所示。LiNbO₃ 光波导组成了一个 M-Z 干涉仪。当两电极间外加变化电压时,在干涉仪两臂上都产生了相位调制,而且相位变化反号。在波导输出处两分支信号相位不同。当两电极间施加高电平并使相位差(两分支相位变化绝对值的和)为 π ,则输出处光信号振幅近似为零,当两电极间没有电压时,相位差为 0(两臂信号同相),输出振幅最大。因而在器件输出处光输出信号振幅受到施加的电压信号调制,即产生振幅调制信号。这时输出光脉冲信号与调制信号反相。

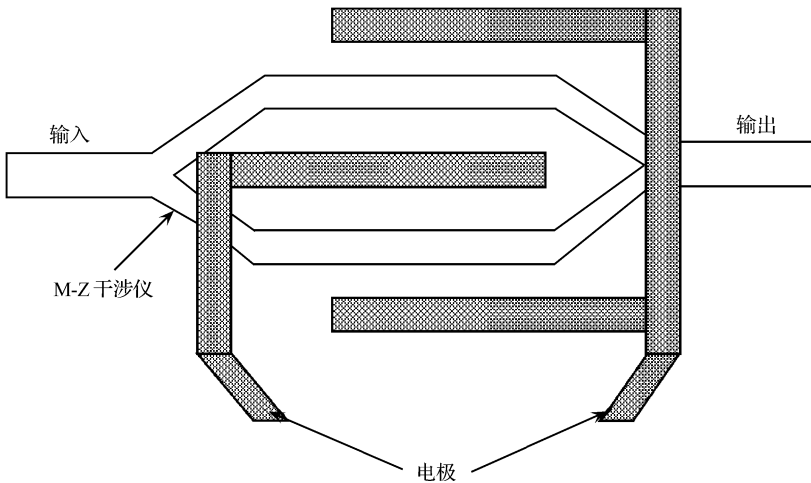


图 7.10 Mach-Zehnder 干涉仪型强度调制器

也可以调节 M-Z 干涉仪两臂的长度使电极没有电压时两臂传输信号的相位差为 π , 输出振幅为零, 当两电极间施加高电平时使两臂的传输信号相位差为零, 则输出光脉冲信号与调制信号同相。

(2) EA(electroabsorption, 电吸收)调制器(简写成 EAM)

LiNbO_3 电光调制器可以得到性能优良的振幅调制, 可以完全没有啁啾。但是 LiNbO_3 调制器要求较高的驱动功率; 体积较大, 因而较难和 LD 集成(有些产品将 LD 和 LiNbO_3 调制器混合集成在一个模块中, 但不是单片集成), 价格也比较高。

EA 调制器可以利用和 MQW-DFB-LD 同样的材料和类似的工艺制作, 体积很小, 可以和 LD 集成在一个芯片上, 制成的激光器模块与原激光器差不多大小, 驱动电压也较低, 因而很受用户欢迎。虽然 EA 调制器存在一定的啁啾(各种光源的啁啾系数分别如下: 直接调制 DFB-LD 为 6, 直接调制 MQW-DFB-LD 为 2, EA 调制器为 0.5, LiNbO_3 调制器为 0), 但由于上述优点, EA 调制器仍得到广泛的应用。

电吸收效应是一种量子效应, 包括外加电压的作用下的 Franz-Keldysh 效应和电子与空穴相互作用引起的激子吸收效应。在量子阱材料中, 这两种效应合并, 称为量子限制 Stark 效应(QCSE)。在体材料中, 激子吸收效应只能在低温下才能观察到, 不能应用; 而在量子阱材料(厚度在几十 nm 量级)中, 电子和空穴都被束缚在阱中, 激子束缚能增加, 理论计算表明, 在室温下都能观察到强的激子吸收现象。激子吸收有高强度和窄线宽的特点。利用 QCSE 就可制作 EA 调制器。

本书不对 EA 调制器的机理作详细讨论。下面只介绍 EA 调制器的几个特征参量:

1) 消光比(EXT)。设调制器长度为 L , 吸收系数为 α , 吸收区的光限制因子为 Γ , 则在加有高电平电压时(即存在最大吸收时)有关系式

$$\left. \begin{aligned} P_{\text{out}}^{(0)} / P_{\text{in}} &= \exp(-\Gamma\alpha L) \\ P_{\text{out}}^{(0)} &= P_{\text{in}} \exp(-\Gamma\alpha L) \end{aligned} \right\} \quad (7.15a)$$

其中, P_{in} 和 $P_{\text{out}}^{(0)}$ 分别表示最大吸收时(即输出“0”码光信号时)调制器的输入和输出功率。未加电压时(即输出“1”码光信号时)则有

$$P_{\text{out}}^{(1)} = P_{\text{in}} \quad (7.15b)$$

(7.15a)和(7.15b)式中忽略了调制器的固有损耗, 或者可以认为在下述消光比的表达式(7.15c)中固有损耗可以相消, 因此消光比表达式成为

$$\text{EXT} = 10 \log \left[\frac{P_{\text{out}}^{(1)}}{P_{\text{out}}^{(0)}} \right] = 0.434 \Gamma\alpha L \text{ (dB)} \quad (7.15c)$$

2) 达到一定消光比所需的外加电压。例如, EXT = 10 dB 时所需的外加电压为 2.5 V。

3) 3 dB 带宽。当带宽由调制器电容决定时, 其 3 dB 带宽为

$$[f_{3\text{dB}}]_1 = \frac{1}{\pi RC} \quad (7.16)$$

其中, R 为匹配电阻, C 为调制器电容, 包括结电容和寄生电容。

当调制器长度较长时, 调制器带宽决定于光通过样品的时间 τ , 其时, 调制器的 3 dB 带宽为

$$[f_{3\text{dB}}]_2 = \frac{1.39}{\pi\tau} = \frac{1.39c}{\pi n_g L} \quad (7.17)$$

式中, n_g 为波导的群折射率, c 为真空中光速。对于 InGaAsP 材料, $n_g = 3.24$, 则

$$[f_{3\text{dB}}]_2 = 4.13 \text{ (GHz} \cdot \text{cm/L)} \quad (7.18)$$

4) 插入损耗, 包括传输损耗、反射损耗和耦合损耗, 其中传输损耗可表示为

$$\alpha_{\text{tran}} = \Gamma\alpha_g + (1 - \Gamma)\alpha_{fc} + \alpha \quad (7.19)$$

(7.19)式右端第一项代表材料本身的吸收, 第二项代表自由载流子的吸收, 第三项代表散射损耗。

5) 啁啾。当调制器对激光束进行强度调制时可能同时出现频率调制(啁啾)。假定输入光场的幅值为 $|E_{\text{in}}|$, 频率为 ω , 则输出光场可表示为

$$\begin{aligned} E_{\text{out}} &= |E_{\text{in}}| \exp(i\omega t + ikL) \\ &= |E_{\text{out}}| \exp[i\omega t + i\varphi(t)] \end{aligned} \quad (7.20)$$

其中

$$k = k_0 n = k_0 (n' + in'') \quad (7.21)$$

$$|E_{\text{out}}| = |E_{\text{in}}| \exp(-k_0 n'' L) \quad (7.22a)$$

式中, $\varphi(t)$ 为调制器所加电压随时间变化引起的非线性相移(与光纤中自相位调制类似), 它可表示为

$$\varphi(t) = k_0 \Delta n' L \quad (7.22b)$$

上述各式中, k_0 为真空中波数, L 为调制器长度, n' 和 n'' 是调制器材料折射率的实部和虚部, 而 $\Delta n'$ 为所加电压变化引起的调制器材料的折射率实部的变化。由此得

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\alpha}{2S} \frac{dS}{dt} \quad (7.23)$$

其中, $S = |E_2|^2$ 与调制信号功率成正比, $\alpha = -\Delta n' / \Delta n''$ 为与啁啾有关的线宽增强因子[与自相位调制类似, (4.22b)式中的 $\Delta n'$ 与 $S, |E_2|^2$ 有关]。相位随时间变化引起瞬时的角频率变化。如果光纤是色散的, 这一角频率的变化将限制调制速率和传输距离。这一问题已在色散和色散补偿的相关章节中讨论。

3. 光源的啁啾特性的讨论

前面已经提到, 信号的载波频率随时间变化称作啁啾, 载波频率的变化量可以用相位对时间的微商表示

$$\delta\omega(t) = -\frac{d\varphi}{dt}$$

频率随时间线性变化则称作线性啁啾。设光纤输入信号为载波频率等于 ω 的线性啁啾高斯脉冲, 它可表示为

$$\begin{aligned} A(0, t) &= A_0 \exp\left[-\frac{1+iC}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right] \exp(-i\omega t) \\ &= A_0 \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right] \exp\left[-i\left[\omega t + \frac{C}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right]\right] \\ &= A_0 \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{T_0}\right)^2\right] \exp[-i(\omega + \delta\omega(t))t] \end{aligned} \quad (7.24a)$$

由此可得

$$\delta\omega(t) = \frac{C}{T_0^2} t \quad (7.24b)$$

对于这样的设定, $\delta\omega$ 与时间 t 成正比。比例系数中, C 为啁啾参量, T_0 为幅度等于脉冲峰值的 $1/e$ 时的脉冲半宽度, 它与半峰值高度的脉冲全宽度(半高全宽, FWHM) $T_{1/2}$ 的关系为

$$T_{1/2} = 2(\ln 2)^{1/2} T_0 = 1.665 T_0 \quad (7.25)$$

下面讨论啁啾高斯脉冲在色散光纤中传输时脉冲宽度的演化。假定载波波长远离零色散波长, 则高阶群色散可以忽略。仍然用脉冲峰值的 $1/e$ 时的脉冲半宽度衡量其宽度, 它随传输距离的变化记着 $T_1(z)$, 并有^[1]

$$\frac{T_1(z)}{T_0} = \left[\left[1 + \frac{C\beta z}{T_0^2} \right]^2 + \left[\frac{\beta z}{T_0^2} \right]^2 \right]^{1/2} \quad (7.26)$$

图 7.11 示出了在正常色散区 ($\beta_2 > 0$) 脉冲增宽因子 $T_1(z)/T_0$ 与归一化传输

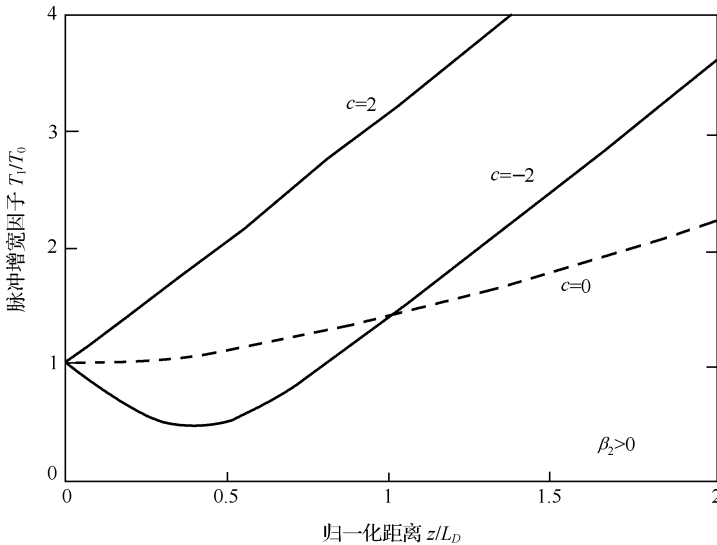


图 7.11 在正常色散区 ($\beta_2 > 0$), 在不同的啁啾参量下脉冲增宽因子与传输距离的关系

距离 z/L_D 之间的函数关系,其中 $L_D = T_0^2/|\beta|$ 称作色散长度。由图可见,无啁啾的情况下($C=0$)脉冲仍然增宽,因为此时的脉冲具有一定的谱宽。在 $C \neq 0$ 的情况下, $C > 0$ 时脉冲宽度单调上升,而在 $C < 0$ 时在传输的初始阶段脉冲宽度反而变窄,并有一个极小点,然后再上升。这一点可以定性解释如下:在 $C < 0$ 时载波频率随时间逐渐减小,即脉冲前沿紫移,后沿红移。而 $\beta > 0$ 时低频分量行进快,高频分量行进慢,因而后沿的红移分量将赶上前沿的紫移分量,脉冲变窄。但是,在脉冲宽度达到最小值后,红移分量将继续快速前进,使脉冲宽度又开始增宽。在 $\beta < 0$ 时有类似曲线,但是 $C < 0$ 时脉冲宽度单调上升,而 $C > 0$ 时脉冲宽度有一个极小值。

7.1.3 光接收机

下面讨论的光接收机都不包括光前置放大器。

1. 光接收机性能分析

(1) 光接收机与无线电(长波→微波)接收机性能比较

分析接收机性能就是要分析接收机接收到的有用信号和噪声与干扰的规律,以及接收机抑制噪声与干扰提取有用信号的能力。

由于载波不同,两种接收机性能出现了重要差别:

1) 无线电接收机用天线接收信号,检测接收点的场强。天线上感应的是电压信号,因此又称该系统为电压检测系统。而光接收机接收光子转换成电流(用光电二极管实现),光电二极管是一个电流源,因而光接收系统是电流检测系统,或称作光子检测系统。

2) 无线电频率比光频低很多,因而无线电波的量子能量 $h\nu$ 很小。其粒子性没有很大影响(好像能量是连续变化的)。但光频频率高得多,光量子的能量也大得多,光子的粒子性不能忽略,它产生散粒(量子)噪声,该噪声对光接收机产生重要影响,形成了光接收机的量子噪声极限,即当其他噪声都可忽略,只有未加调制的光载波投射到光检测器上时,光电流也是有起伏的,它就是量子噪声。这一噪声是无法消除的。

由于载波频率的不同热噪声也有较大差别。严格地讲热噪声谱密度为

$$W = \frac{h\nu}{e^{h\nu/KT} - 1}$$

式中, h 为普朗克常数; ν 为信号频率; K 为玻尔兹常数; T 为绝对温度。在 ν 很低时 $h\nu/KT$ 是小量,因此有 $e^{h\nu/KT} - 1 = (1 + h\nu/KT + \dots) - 1 \approx h\nu/KT$, 由此得 $W \xrightarrow{\nu \rightarrow 0} KT$, 这就是一般电路中热噪声谱密度的表达式。 ν 很大时 $W \xrightarrow{\nu \rightarrow \infty} 0$, 例如,在光频热噪声的谱密度就很小。

由此可得结论:在无线电频率量子噪声很小,热噪声很大,而在光频率量子

噪声很大而热噪声很小。

由此我们可以分析两种接收机性能。

无线电接收机主要噪声源是热噪声,其热噪声功率为 $N_T = KTB$, B 为接收机带宽。其他噪声源还有电的散粒噪声 N_{sh} (由电子的散粒特性引起的噪声)、脉动噪声 N_M 和闪烁噪声 N_F 。它们都比 N_T 小很多,或者不确定,因而作为电压检测系统的无线电接收机的接收信噪比成为

$$\left[\frac{S}{N} \right]_v = \frac{P_s}{N_T} = \frac{P_s}{KTB} \quad (7.27)$$

对于光子检测系统,噪声源有量子噪声 i_q^2 , 暗电流噪声 i_d^2 和电的预放大器噪声。一般情况下, $i_d^2 \ll i_q^2$ 可忽略。暂不考虑电放大器的噪声,则光子检测系统的接收信噪比为

$$\left[\frac{S}{N} \right]_{ph} = \frac{i_s^2}{i_q^2} = \frac{I_p^2 M^2}{2qI_p B M^2 F(M)} \quad (7.28)$$

其中, I_p 为未调制时的光电流, $I_p = RP$, R 为检测器的响应度, $R = \eta q / h\nu$, P 为检测器的接收光功率, η 为检测器的量子效率, M 是 APD 光电检测器的倍增因子, $F(M)$ 是 APD 的过量噪声因子。设 $M = 1$, $F(M) = 1$, $\eta = 1$, 则

$$\left[\frac{S}{N} \right]_{ph} = \frac{P}{2h\nu B} \quad (7.29)$$

从光和电接收机接收信噪比的两公式可见,电压检测系统噪声决定于 T , 而光检测系统决定于 ν , 并且在两公式中 KT 与 $2h\nu$ 相对应。

用 T 和 ν 的典型值, $T = 295 \text{ K}$ (室温), $\nu = 350 \text{ THz}$ ($0.85 \mu\text{m}$ 波长), 设两者的信号功率和带宽都一样, 则

$$10 \log \left[\frac{N_{ph}}{N_v} \right] = 10 \log \frac{2h\nu}{KT} = 10 \log \frac{2 \times 16 \ 827}{295} \cong 20.6 \text{ dB} \quad (7.30)$$

若考虑到光通信系统忽略的噪声项,光通信接收机的噪声功率比电压接收机的噪声功率大 30 dB。由此可见光通信接收机灵敏度是相当低的。而且,光通信的光源的有效功率又比微波功率小 20~30 dB。这些都是不利于长距离传输的。幸好作为传输媒质的光纤衰减特别小,在光纤传输过程中几乎没有信道噪声和干扰(外部噪声和干扰不能进入光纤纤芯),因而无中继距离反而超过了微波(同轴电缆)系统(可参看图 3.13)。

(2) 量子噪声极限

1) 量子噪声极限下的光接收器信噪比。量子噪声是由光的粒子性决定的,因而是固有的、不可消除的。因此理想的光接收机只是指不存在其他噪声的接收机,这时量子噪声仍然存在(实际上其他噪声也不可能不存在,只是相对于量子噪声可以忽略的情况)。当只有量子噪声时,光接收器信噪比为

$$\left[\frac{S}{N} \right]_q = \frac{I_p^2}{2qI_p B} \quad (7.31a)$$

$$I_p = RP = \frac{\eta q P}{h\nu} \quad (7.31b)$$

$$\left[\frac{S}{N} \right]_q = \eta \frac{P}{2h\nu B} = \frac{P}{\frac{2h\nu}{\eta} B} \quad (7.31c)$$

(7.31c)式就是量子噪声极限下的光接收机信噪比。该式右端分子为信号光功率 P ,分母为噪声功率 $\frac{2h\nu}{\eta} B$ 。由此可见,量子噪声的频谱密度为 $\frac{2h\nu}{\eta}$ 。

2) 量子噪声极限下的光接收器灵敏度。在量子噪声极限情况下,只需要考虑光的粒子性引起的量子噪声,不考虑其他噪声,因此讨论接收机灵敏度时只需要考虑光子到达时间的随机性引起的误比特率。光接收机灵敏度通常定义为误比特率为 10^{-9} 时接收机所需的最小光功率(注:当比特率达到 10 Gbit/s 以上时接收机灵敏度常定义为误比特率为 10^{-12} 时接收机所需的最小光功率)。量子噪声极限情况下接收机灵敏度可表示为

$$\bar{N}_{Rm} \approx 10 \text{ 个光子 / 比特} \quad (7.32a)$$

即每比特所需平均光子数为 10 个。换算成以 dBm 表示的最小接收功率可得

$$P_{\text{sen}} = \bar{N}_{Rm} h\nu B \quad (7.32b)$$

其中, h 为普朗克常数, ν 为光波频率, B 为比特率。如果比特率为 10 Gbit/s, 根据 (7.32b) 式可以得到 $P_{\text{sen}} = -59 \text{ dBm}$ 。比特率越高, 为保证一定误码率所需的功率越高。

2. 光接收机的简单模型及其等效电路

光接收机的简单模型如图 7.12(a) 所示, 其等效电路如图 7.12(b)。其中 i_s 为信号光电流, i_n 为检测器噪声电流, C_d 为结电容, R_s 为检测器串联的寄生电阻, R_L 为检测器负载电阻, i_b 为电放大器的偏置电流, C_i 偏置电路的杂散电容, R_a 、 C_a 分别为电放大器的输入电阻和电容。 i_n 和 e_n 是从有噪声电前置放大器(简称前放)分离出来的两个噪声源(噪声电流源和噪声电压源), 它们的大小决定于放大器的具体结构。 $R_s \ll R_L // R_a$ 可以忽略。

3. 接收机的热噪声及接收机输入信噪比

下面根据上述接收机的等效电路讨论接收机的噪声和信噪比。由于光接收机中电路热噪声是主要的噪声源, 因此下面首先讨论接收机的热噪声。

(1) 接收机热噪声

图 7.12(b) 所示的接收机等效电路中有两个并联电阻: 检测器负载电阻 R_L 和

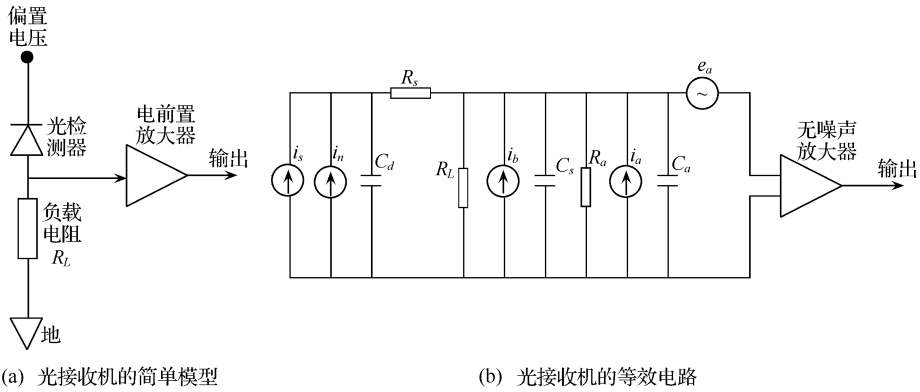


图 7.12 光接收机及其等效电路

电前放的输入电阻 R_a , 因此, 忽略串联的寄生电阻 R_s , 接收机的总输入电阻成为

$$R_{La} = \frac{R_L R_a}{R_L + R_a} \quad (7.33)$$

则由此电阻产生的热噪声的电流均方值为

$$\langle i_r^2 \rangle = \frac{4 KTB}{R_{La}} \quad (7.34)$$

(2) 接收机前放输入端的信噪比 $\frac{S}{N}$ 可由下式求出

$$\frac{S}{N} = \frac{I_p^2 M^2}{2q(I_p + I_D) M^2 F(M) B + 2qI_L B + 4 KTB / R_{La}} \quad (7.35)$$

(7.35)式的分子为经过 APD 倍增后的光电流平方, 分母中第一项是量子噪声和体积暗电流噪声项, 第二项是表面暗电流噪声项, 第三项为电路的热噪声项(这三项均用电流平方表示)。对于 PIN 管 $M=1, F(M)=1$ 。这时电路的热噪声占优势。对于 APD 管, 分母第一项与 $M^2 F(M) = M^{2+x}$ 成正比[假定 $F(M) = M^x$]。

(3) APD 的最佳倍增系数

在 M 由 1(相当于 PIN 情况)逐渐增加时, 开始热噪声占优势, 但是热噪声不随 M 增加, 而信号随 M^2 增加, 因此 M 增加将改善信噪比 S/N 。当 M 增加到很大, 量子噪声增加, 直到热噪声可忽略, 表面暗电流噪声也可忽略时, 则

$$\frac{S}{N} = \frac{I_p^2 M^2}{2qI_p M^2 F(M) B} = \frac{I_p}{2qF(M) B} \propto \frac{1}{F(M)} = \frac{1}{M^x} \quad (7.36a)$$

所以 M 增加, S/N 反而减小。由此可见 M 增加的过程中有一最佳值。将(7.35)式对 M 求微商就可求出这一最佳的 M 值(求极值)

$$M_{opt}^{2+x} = \frac{2qI_L + 4KT/R_{La}}{xq(I_p + I_D)} \quad (7.36b)$$

4. 数字光接收机的性能分析

由于噪声的存在和它的随机性,接收机接收的信号是有用信号加各种噪声。对于数字接收机,在接收信号中判决有用信号是“0”码或“1”码时就可能发生错误,称作误码。有两种误码,一种是发送“0”码,判决是“1”码,相当于雷达探测时的虚警;另一种是发送“1”码,判决“0”码,相当于雷达探测中的漏报。

如果认为噪声是大量独立无关的事件随机变化的结果,则其功率密度分布是高斯分布。设发送“1”码(称作 mark,传号)时,信号加噪声的幅度均值为 x_1 ,方差为 σ_1 ,则其幅度 x 的概率密度为

$$p_1(x) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-x_1)^2}{2\sigma_1^2}\right] \quad (7.37a)$$

同样,设发送“0”码时(称作 space,空号),信号加噪声的幅度均值为 x_0 ,方差为 σ_0 ,则其幅度 x 的概率密度为

$$p_0(x) = \frac{1}{\sigma_0 \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma_0^2}\right] \quad (7.37b)$$

(7.37)式所表示的概率密度函数如图 7.13 所示,其纵轴为幅度(向下为正),横轴为概率密度。

下面考虑理想情况,即消光比为无穷大(“0”码时光电流为零),并且没有码间干扰(即码元脉冲为理想的矩形)。因此,由于“1”码时光电流不等于零,因而存在量子噪声,而“0”码时光电流等于零,没有量子噪声。因而一般说 $\sigma_1 > \sigma_0$,即 $p_1(x)$ 比 $p_0(x)$ 宽,但矮些。

设判决门限为 d ,则传号误判为空号的概率为

$$P_{e1}(d) = \int_{-\infty}^d p_1(x) dx \quad (7.38a)$$

而空号误判为传号的概率为

$$P_{e0}(d) = \int_d^{+\infty} p_0(x) dx \quad (7.38b)$$

设发送的信号为二进制码, p_m 为信号中出现传号(“1”码)的概率,则总的误码率成为

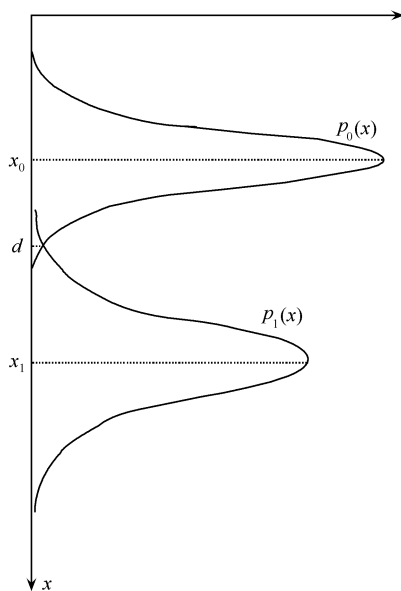


图 7.13 发送“0”码和“1”码时信号幅度 x 的概率密度函数

$$P_e = p_m \cdot \frac{1}{\sigma_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^d e^{-\frac{(x-x_1)^2}{2\sigma_1^2}} dx + (1-p_m) \frac{1}{\sigma_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_d^{+\infty} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma_0^2}} dx \quad (7.39)$$

一般 $p_m = \frac{1}{2}$, 则

$$P_e = \frac{1}{2} [P_{e1}(d) + P_{e0}(d)] \quad (7.40)$$

选门限 d 使 $P_{e1}(d) = P_{e0}(d)$, 则 $P_e = P_{e1}(d) = P_{e0}(d)$, 即

$$P_e = \frac{1}{\sigma_1} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_d^{+\infty} e^{-\frac{(x-x_1)^2}{2\sigma_1^2}} dx = \frac{1}{\sigma_0} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^d e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma_0^2}} dx \quad (7.41)$$

令

$$Q = \frac{d-x_0}{\sigma_0} = \frac{x_1-d}{\sigma_1} \quad (7.42a)$$

即

$$x_1 - x_0 = Q(\sigma_1 + \sigma_0), \quad x_1 = x_0 + Q(\sigma_1 + \sigma_0) \quad (7.42b)$$

在(7.41)式中换元

$$y = \frac{x-x_0}{\sqrt{2}\sigma_0} = \frac{x_1-x}{\sqrt{2}\sigma_1} \quad (7.43)$$

则可得误比特率与 Q 值之间的关系为

$$P_e(Q) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{Q}{\sqrt{2}}}^{\infty} e^{-y^2} dy = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left[\frac{Q}{\sqrt{2}} \right] \right] \quad (7.44)$$

式中, $\operatorname{erf}(k)$ 为误差函数, 可以查表得到, 因此 $P_e \sim Q$ 的曲线可以画出, 如图 7.14 所示。

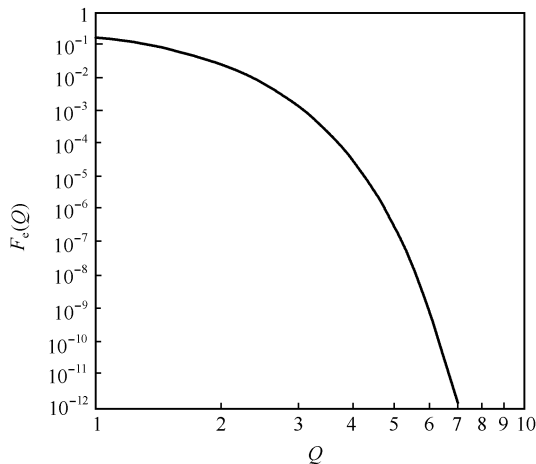


图 7.14 光接收机的误比特率与 Q 值之间的关系

在设计系统时,一般设定误比特率为 10^{-9} 时系统所需的最小光功率为接收机灵敏度。由图 7.14 求得该误比特率对应的 $Q=6$,再代入 x_1 的式子求出 x_1 ,就可求出为达到 10^{-9} 误比特率所需的传号信号的最小幅度,以致最小功率,也即可求出接收机灵敏度。(注:在比特率高于 10 Gbit/s 时定义误比特率为 10^{-12} 时系统所需的最小光功率为接收机灵敏度,从图 7.14 可见,对应的 Q 值应为 7。)

5. 光接收机结构

光接收机的基本结构如图 7.15 所示(这里不讨论带有光前置放大器的情况)。下面将其分成两个部分分别进行讨论。

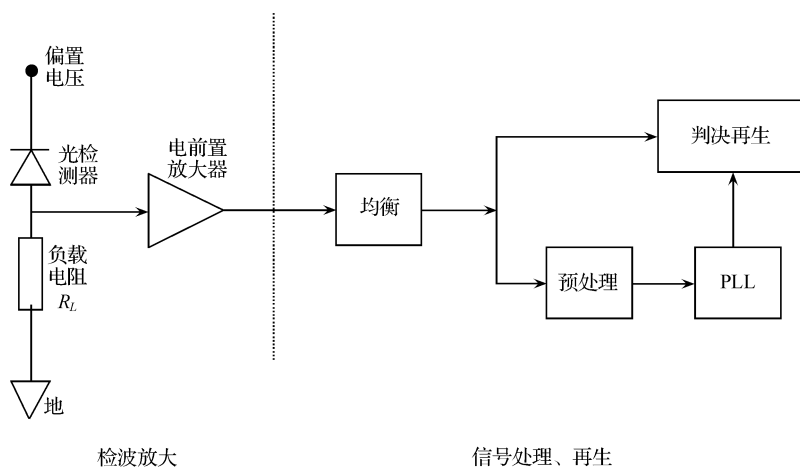


图 7.15 光接收机结构示意图

(1) 检波放大

这是接收机前级,其目的是尽可能提高灵敏度,又能高速工作。用 APD 可抑制热噪声,在 APD 的倍增系数最佳 (M_{opt}) 的情况下工作可有较高灵敏度(较高 S/N),这一点前面已提到过。但 APD 速度不够快而且要高电压工作,使用不方便,所以光接收机仍常用 PIN-FET [PIN 光电二极管加 FET (场效应晶体管) 前置电放大器] 作前端,但此种结构存在低噪声和高比特率要求的矛盾需要解决,其中电的前置放大器(简称前放)设计是至关重要的问题。下面对几种前放的性能做一个简要分析。

1) 低阻前放。从接收机前端等效电路知,前端总电容为

$$C_T = C_d + C_a \quad (7.45a)$$

总电阻为

$$R_a = \frac{R_L R_a}{R_L + R_a} \quad (7.45b)$$

则前端电路的时间常数为 $R_a C_T$ 。如果我们要求接收机响应带宽为 B ,则需要

$$\frac{1}{2\pi R_{La} C_T} \geq B \tag{7.46}$$

当检测放大器电路已确定,为满足此条件只有选择低的 R_L ,为了微波电路的匹配可选择 $R_L=50\Omega$ 。

但从热噪声角度看,低阻是很不利的,因为热噪声电流均方值为

$$\langle i_n^2 \rangle = \frac{4KTB}{R_{La}} \approx \frac{4KTB}{R_L} \quad (\text{当 } R_L \ll R_a \text{ 时}) \tag{7.47}$$

R_L 小,则 $\langle i_n^2 \rangle$ 大,最终导致 S/N 下降,以致接收机灵敏度下降(使用 APD 可以适当提高灵敏度,但是 R_L 小,灵敏度下降的规律不会改变)。

2) 高阻前放。为了降低热噪声, R_L 、 R_a 都应大,这样 $\langle i_n^2 \rangle$ 下降,接收机灵敏度上升。这一点是有利的。但 R_{La} 大,响应速度要减慢, B 要减小,不能用于高比特率系统,这又是不利的。在过去比特率不太高时,可用均衡电路来压低低频响应,补偿高频响应的降低,这样又带来动态范围减小的问题。一种均衡电路的例子及各级波形示意图如图 7.16 所示。

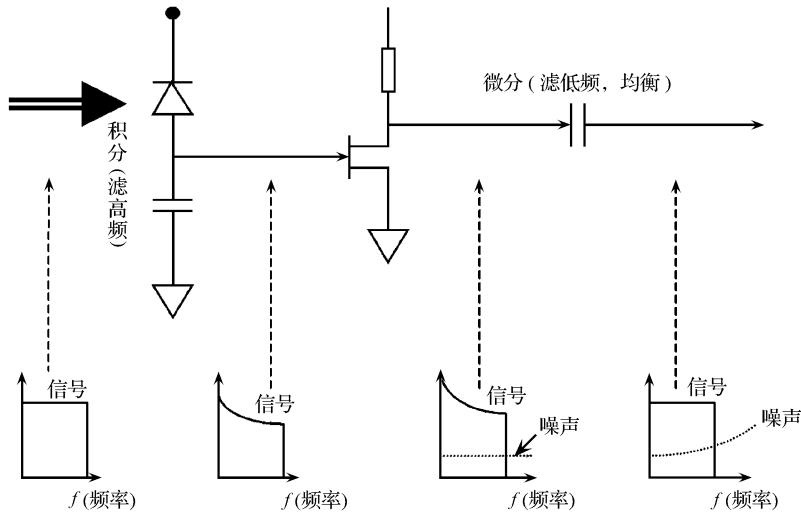


图 7.16 一种均衡电路及其各级信号频谱示意图

图中积分(滤高频)电容即是限制接收机带宽的、前放电路固有的输入电容。它的存在使高频响应变差,即图中下方的第一个频谱图变成了第二个频谱图(图中可以看到高频响应下降)。经过(场效应)晶体管放大,并引入白噪声,成为第三个频谱图。微分(滤低频)电容的作用就是压低过高的低频响应使信号频谱变平(即均衡),同时高频噪声将增大。

为了较好的解决接收灵敏度和接收带宽的矛盾,人们提出了互阻前放方案。

3) 互阻前放。由上述分析可知,低阻和高阻前放各有优缺点,即低噪声和高

比特率是相互矛盾的。在早期光纤通信系统中,由于比特率较低,再加上均衡,高阻前放使用较多。而低阻前放,热噪声大,不是理想情况,很少采用。在比特率提高后,高阻前放也不好用,采用互阻前放可以缓解这一矛盾,使系统优化。

互阻前放实际上就是在前放增加了并联负反馈电路。将图 7.12(b)所示的等效电路简化,并加上并联负反馈电路,得到互阻前放的等效电路,如图 7.17 所示。

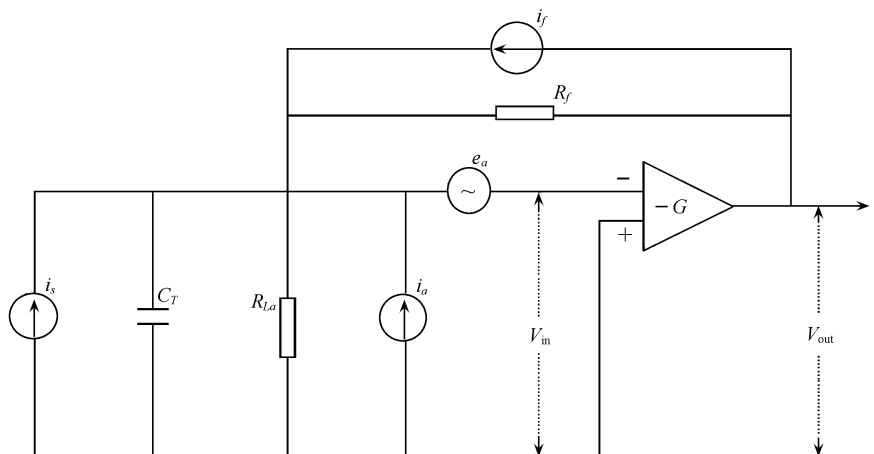


图 7.17 互阻前放的等效电路

其中, C_T 和 R_{La} 分别代表探测器输出总电容和总负载电阻, R_f 为并联负反馈电阻。

从图 7.17 可知,忽略 i_a 和 e_a , 开环(无并联负反馈)电流/电压转移函数 $H_{oL}(\omega)$ (与低阻、高阻前放表达式一样)为

$$H_{oL}(\omega) = \frac{V_{out}}{i_s} = -G \frac{V_{in}}{i_s} = -G \frac{R_{La} \frac{1}{j\omega C_T}}{R_{La} + \frac{1}{j\omega C_T}} = -\frac{GR_{La}}{1 + j\omega R_{La} C_T} \quad (\text{单位为 V/A}) \quad (7.48)$$

其中, G 为放大器的开环增益。从(7.48)式可知系统无均衡的最大带宽为

$$B = \frac{1}{2\pi R_{La} C_T} \quad (7.49a)$$

即

$$B \leq \frac{1}{2\pi R_{La} C_T} \quad (7.49b)$$

当加入并联负反馈后,闭环电流/电压转移函数 $H_{cL}(\omega)$ 为

$$H_{cL}(\omega) \approx -\frac{R_f}{1 + j\omega R_f C_T / G} \quad (G \gg 1 + \frac{R_f}{R_{La}}) \quad (7.50)$$

式中, R_f 为反馈电阻。这时无均衡的最大带宽成为

$$B \leq \frac{G}{2\pi R_f C_T} \quad (7.51)$$

由于 R_f 可以选择得比 R_L 小很多,而 G 可以选择得比较大,因此(7.51)式决定的带宽比高阻前放的带宽大得多。

互阻前放的噪声性能:作为一个好的近似可认为 R_f 即为放大器的输入电阻,以此建立噪声模型。这样当 $R_f \ll R_{Ls}$ 时热噪声为

$$\langle i^2 \rangle = \frac{4KTB}{R_f} \quad (7.52)$$

R_f 虽比 R_{Ls} 小很多,但比低阻前放中的 R_L 要大得多,而且带宽公式中分子上多了一个 G ,这样,即使同样带宽,互阻前放的 R_f 也可为低阻前放 R_L 的 G 倍。一般 G 都很大,并且 R_f 可很大,并且噪声性能可接近高阻前放。互阻前放提出了一个折衷的方案,较好的解决了低噪声和高比特率的矛盾。

例 7.1 求解

① 输入端总电容 $C_T = 1$ pf,电阻 $R_{Ls} = 1$ M Ω ,求没有均衡的高阻前放的最大带宽。

② 当工作温度为 300 K 时,求高阻前放产生的单位带宽的均方热噪声电流。

③ 若加上并联负反馈构成互阻前放, $R_f = 50$ k Ω ,放大器开环增益 $G = 400$,求这种结构的最大带宽和噪声。

解 各问题的解答如下:

$$\text{① } B = \frac{1}{2\pi R_{Ls} C_T} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 10^6 \times 1 \times 10^{-12}} = 159.6 \text{ kHz}$$

$$\text{② } \langle i^2 \rangle = \frac{4KT}{R_{Ls}} = \frac{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 300}{1 \times 10^6} = 1.66 \times 10^{-26} \text{ A}^2/\text{Hz}$$

③ 构成互阻前放后,其带宽和单位带宽的均方热噪声电流分别为

$$B = \frac{1}{2\pi R_f C_T} = \frac{400}{2\pi \times 50 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-12}} = 1.27 \times 10^9 \text{ Hz} = 1.27 \text{ GHz}$$

$$\langle i^2 \rangle = \frac{4KT}{R_f} = \frac{4 \times 1.38 \times 10^{-23} \times 300}{50 \times 10^3} = 3.31 \times 10^{-25} \text{ A}^2/\text{Hz}$$

由计算可知互阻放大器带宽比高阻放大器带宽大了约 8 000 倍,而噪声只增加了 20 倍。如果不用互阻结构,若要求 B 增加 8 000 倍,则输入电阻要减至 1/8 000,噪声要增加到 8 000 倍。

(2) 信号处理、再生

1) 时钟提取。在接收信号的判决再生电路中需要时钟信号,该信号可以从接收的调制信号中提取。时钟提取电路包括预处理和 PLL(锁相环,在早期的低速系统中有时用高 Q 值滤波器)两部分的功能。

预处理的目的:

① 有效地将接收信号的功率转换到 Bit 频率(钟频率)的谱线上去。由于 NRZ 码没有钟频谱线(正好为零),而 RZ 码的钟频谱线也极大的衰减了。产生钟频谱线是时钟提取的先决条件。

② 该钟频谱线的相位应是恒定的,与数据图样无关,即没有相位抖动。

③ 预处理所产生的其他新谱成分在下面的 PLL 的带宽内必须很低,可以忽略。

在低比特率时,可用预滤波和平方处理实现时钟提取,而在高比特率时则需用微波电路来实现(原理类似)。

图 7.18 示出了一种时钟提取电路及各参考点的波形。

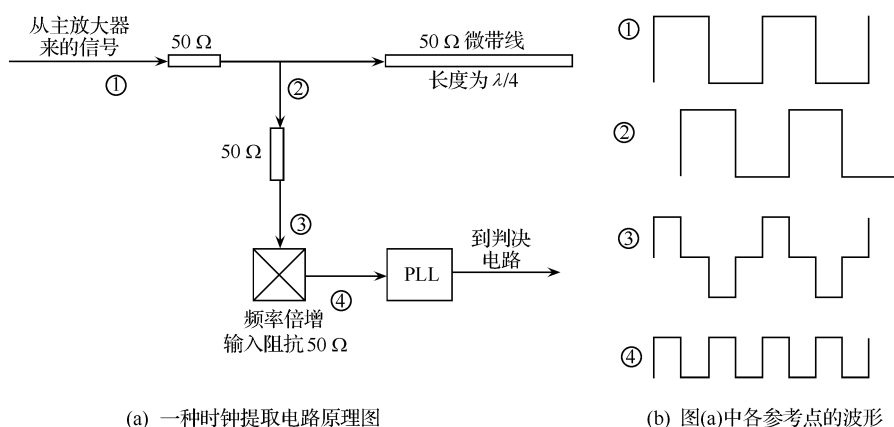
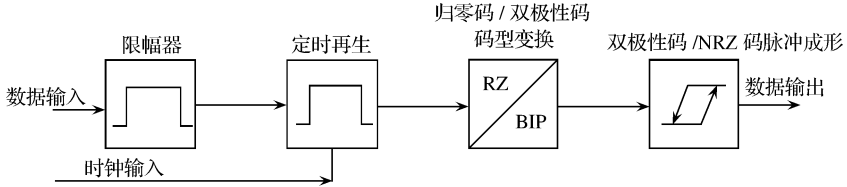


图 7.18 一种时钟提取电路及参考点波形

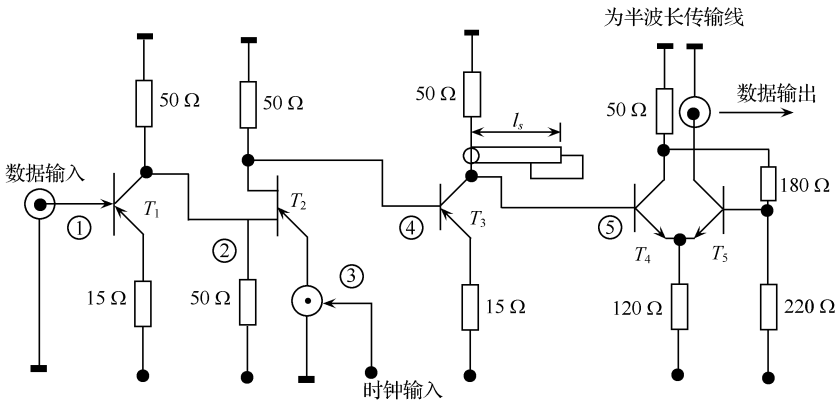
图 7.18 所示的时钟提取电路是适用于较高速率的微带电路。从主放大器来的信号经过 $50\ \Omega$ 匹配电阻分成两路,一路向下输入到频率倍增电路,另一路输入到长度为 $1/4$ 波长的微带线,信号在微带线终端全反射,在分支处与向下的输入信号分量会合。分支应设计成使两支路的信号在到达频率倍增电路时幅度相等,因此这两部分信号合成形成③处的信号波形。频率倍增电路是一个平方电路,因此得到④处的信号。该处的信号脉冲重复频率已成为时钟频率。PLL 电路用以锁定信号相位,使其抖动降至最小。PLL 电路也可以用高 Q 值的滤波器代替,用窄带滤波实现时钟的提取。

2) 判决再生。举一个判决再生的具体电路例子,如图 7.19 所示。图(a)表示判决再生电路框图,每个框图中显示了器件功能;图 7.19(b)为电路图,图 7.19(c)为电路图中标示点的信号波形图。比较图 7.19(a)和图 7.19(b)可以看出 T_1 起着限幅器(slicer)的功能, T_2 起着提取时钟(time regeneration)的功能, T_3 起着码型变换(pulse forming)的功能,即将归零码(RZ)转换为双极性码(BIP), T_4 和 T_5 组成一个比较电路起着判决再生的功能。图 7.19(c)表示了相应点的信号波形。右

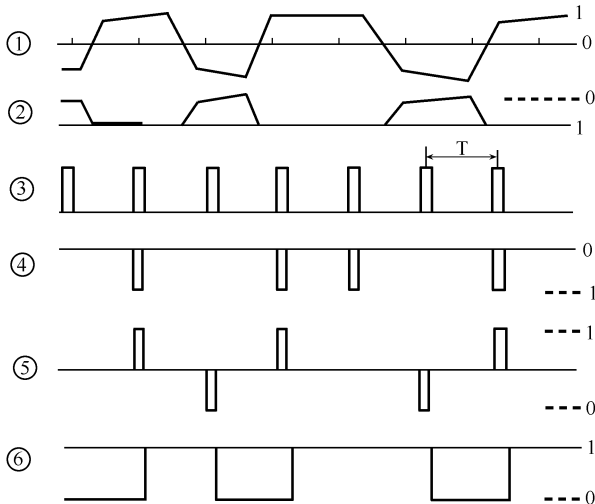
边的“0”和“1”表示“0”、“1”码电平位置。为了清楚地表示其电平的位置,增加了一些短线。



(a) 判决再生电路框图



(b) 相应的电路图 ($I_s \approx \frac{1}{2} \frac{1}{f_b}$)



(c) 电路图中标示点的信号波形图

图 7.19 一种判决再生电路及参考点波形

7.2 几种新型的光纤通信系统技术

前面已经提到,光通信系统最主要的性能指标是传输比特率和(无电中继)传输距离。新型系统技术的主要目标也是提高传输比特率 B 和延长传输距离 L 。虽然有些系统技术为了实现其他目标,如:安全性、可靠性或者低成本等,但是上述两个目标则贯穿在光通信系统发展的整个过程。因此本节只讨论为了实现这两个主要目标所提出的各种新型的系统技术。

为了提高系统传输容量提出了各种电的和光的复用技术。显然电的复用技术不是本书讨论的范围,因此本节主要讨论光的复用技术。

为了延长传输距离,除了研制各种性能优良的光纤,如研制低损耗及良好的色散和非线性性能的光纤,在系统技术方面提出了光孤子通信技术和相干光纤通信技术。前者能够同时克服光纤的色散和非线性的影响实现长距离的信息传输,后者能够提高接收灵敏度和频谱利用率,同时实现大容量、长距离信息传输。

下一节首先讨论各种复用技术,其中主要讨论波分复用(WDM)技术和光时分复用(OTDM)技术,然后讨论相干光纤通信技术和光孤子通信技术。

7.2.1 各种光复用技术

1. 概述

第一个商用的 IM/DD 系统完成于 1977 年,建在美国亚特兰大,其比特率为 45 Mbit/s,工作于 $0.85 \mu\text{m}$ 波段,采用多模光纤。我国第一套商用系统建于 1979 年,比特率为 8 Mbit/s。

到 1992 年商用 IM/DD 系统的比特率提高到 2.5 Gbit/s(SDH 体系,电复用)。为了进一步提高传输容量,可以有两条发展方向。一条是采用电的或光的时分复用(ETDM 或 OTDM)技术继续提高单一波长信道的传输比特率,当时人们已经感到 ETDM 将受到电子器件工作速率的限制,即所谓的“电子瓶颈”的限制,因此人们开始研究采用 OTDM 技术的方案。另一条就是采用波分复用(WDM)技术。

WDM 技术的提出是比较早的,首先发展的是 $1.3/1.55 \mu\text{m}$ 的复用技术,在一段时间内得到了应用。但此种复用技术在单根光纤中只能传输两个信道,作用不很大。在 20 世纪 80 年代中期,已有人做了密集波分复用(DWDM)技术的实验,但由于没有合适的光放大器补偿光纤的损耗(在 DWDM 系统中使用电中继器在经济上是非常不合算的),传输距离只有几十千米,意义也不大。因此上述两种复用系统虽有研究,但影响都不大。1990 年商用 EDFA 出现后,DWDM 与 EDFA

相结合取得了巨大成功,引起了光纤通信技术的革命性变化。现在系统的总比特率不是以 Mbit/s 为单位,光纤传输系统的容量常常是 Gbit/s,甚至是 Tbit/s 量级。

除去 OTDM 和 DWDM 技术外还可以有多种光复用技术。它们都可以用来提高系统的通信容量,即在不同信道中传输的通信容量用各种手段复用在一起,成为一个传输系统。常用的其他复用技术有:

1) 空分复用(SDM)。即不同的信道在不同的空间传输,互不干扰。这一复用方式的主要特点是可以采用空间光开关进行复用信道间的交换。

2) 码分复用(CDM)和码分多址(CDMA)。CDM 是针对发射技术而言的,即不同的信息用不同的码发送。这是一种复用技术。和其他复用技术一样,它的应用增加了系统的信息传输容量。CDMA 是针对接收技术而言的。码分多址(CDMA)在卫星通信和移动通信中得到成功的应用,特别是移动通信取得了巨大成功,因此人们希望将这一技术移植到光域,形成光的码分多址(OCDMA)技术。码分多址信号的检测是用本地信号码与输入的地址码相关来接收信号,当两码完全一致,互相关系数最大即为要接收的信号。在电域,由于电压可有正、负,互不相关信号的互相关系数接近零(相互正交),容易判决。但光强度没有负值,互相关系数不可能等于零,因而判决是否相关不容易。为此人们提出了用正交码、素数码等方案。也有人提出采用相位编码的方案。相位可有正、负,但检测相位对信号的相位稳定提出较高的要求。总之,OCDMA 也是一个研究热点,也有许多进展,但距离实用还有一定距离。

3) 副载波复用(SCM)。在该复用方案中将所传输的各路信号先调制在副载波(微波)上,这一调制可以是振幅调制(AM)和频率调制(FM)等(当前采用的多是模拟调制,今后也可能用数字调制)。然后将各个频率不相同的副载波相加(微波频分复用),一起调制单一波长的光信号(光载波),由光信号传送信息。也可以将副载波分组相加调制不同波长的光信号,再采用光波分复用后送入光纤中传输,形成 SCM/WDM 复用方式。后一种方式的最大好处是调制在每个光信号上的副载波较少,比较容易克服光器件非线性引起的副载波信道之间的串扰。

以上几种复用方式的目的是提高整个系统的传输容量,大多数是为了充分利用光纤的巨大带宽,使单芯光纤的传输容量增加。而 SDM 只是在空间光开关处容量是巨大的,而在单根光纤中只传输有限的容量。

2. 波分复用(WDM)技术

(1) WDM 技术的发展

前面已经提到,20 世纪 80 年代曾经有人研究过两种 WDM 方案,即 1.3/1.55 μm 的 WDM 技术和无光放大器的 DWDM 技术。前者由于成本低廉,在一段

时间内得到过发展和应用。但是毕竟只提高了一倍的信息传输容量,意义不是很大。同时期单信道传输比特率提高很快,从早期的 8 Mbit/s 或 45 Mbit/s 发展到 1992 年的 2.5 Gbit/s。当时,无论从技术上或是经济上继续提高单信道比特率都遇到一些困难。而需要传输的信息量迅速提高,特别是因特网(Internet)的出现和发展迫切要求提高光纤的信息传输容量。

另一方面,光纤具有巨大的带宽资源。一般认为,光纤具有 200~400 nm 的低损耗可用带宽。而 2.5 Gbit/s 的信道所占带宽(加上附加的啁啾所占带宽)仅有 0.2 nm 左右,仅占光纤可用带宽的千分之一左右。一般认为当今电子器件速率极限可达 40 Gbit/s,即使达到这样的速率,加上对啁啾的抑制,单信道所占带宽也仅在 0.5 nm 左右,仍有 99% 以上的光纤可用带宽没有被利用。

波分复用的基本思想就是在单信道速率受到限制的情况下,在光纤可用带宽内设置多个具有不同波长的信道,每个信道加载比特率足够大的信息,而相邻信道间具有足够大的波长间隔,使得各个信道能够独立传输,相互不受影响。如果单根光纤中可设置 N 个波长信道,则单根光纤的传输容量就增加到 N 倍。对推动波分复用技术的研究和应用做出杰出贡献的美籍华人科学家厉鼎毅博士形象地比喻这一思想为采矿(mining),即把光纤的带宽资源比喻成矿藏,波分复用技术可以把这一矿藏开发出来。

1996 年波分复用思想,特别是密集波分复用(DWDM)思想得到全世界的公认,就在这一年利用 DWDM 技术实现了单根光纤传输容量超过 1 Tbit/s。由此至今,波分复用技术得到迅速发展和广泛应用,并显示出巨大的优越性,经济效益也极为显著。当前 1.6 Tbit/s 的波分复用(160×10 Gbit/s)系统已经达到实用要求,而实验室研制的系统已经超过 10 Tbit/s。

为了在城域网(MAN)中推广使用 WDM 技术,有人提出了粗波分复用(CWDM)的思想。一般说,DWDM 系统中信道间隔约为 1 nm 左右,而 CWDM 系统中信道间隔约为 20 nm 左右,这样可以降低对所用器件的技术要求,降低成本。当前在干线系统中采用的主要还是 DWDM 系统。下面主要讨论有关 DWDM 技术的相关问题。

WDM 技术的提出还为光波长交换、光波长路由,以致全光网(当前发展的是光传送网)的发展打下了基础,使大容量信息交换成为可能。有关内容将在第 8 章中讨论。

(2) DWDM 光纤传输系统的基本结构

参照原信息产业部发布的光波分复用系统技术要求的规定,DWDM 系统的基本结构和参考点位置如图 7.20 所示。

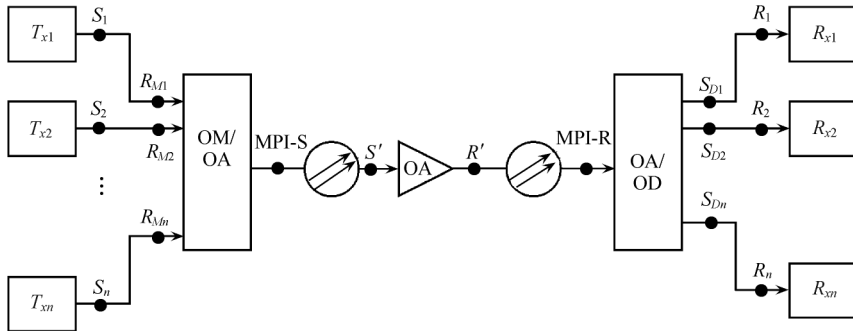


图 7.20 DWDM 系统的基本结构

- T_x : 光发射机; R_x : 光接收机; OM/OA: 波分复用器+光放大器;
- OA/OD: 光放大器+波分解复用器;
- S_1, \dots, S_n : 通路 1 ... n 在发射机光输出连接器处光纤上的参考点;
- R_{m1}, \dots, R_{mn} : 通路 1 ... n 在 OM/OA 的光输入连接器处光纤上的参考点;
- MPI-S: OM/OA 的光输出连接器后面光纤上的参考点;
- S' : 线路光放大器的光输入连接器前面光纤上的参考点;
- R' : 线路光放大器的光输出连接器后面光纤上的参考点;
- MPI-R: OA/OD 的光输入连接器前面光纤上的参考点;
- S_{D1}, \dots, S_{Dn} : OA/OD 的光输出连接器处光纤上的参考点;
- R_1, \dots, R_n : 接收机光输入连接器处光纤上的参考点。

图中表示了一个点到点的波分复用系统。在发送端, N 个不同波长[按照国际电联(ITU-T)标准规定的波长]的光发射机输出的载有信息的光信号在波分复用器中合波后, 首先由光功率放大器(booster)放大, 再耦合到一根光纤中传输。传输过程中光信号将被光纤衰减, 因此在传输一定距离后必须用光线路放大器将光信号放大, 使其能够继续传输。在被接收机接收前光信号还需经过光前置放大器, 用以提高光接收机灵敏度。被放大的光信号在解复用器中解复用(分波), 即不同波长的信道被分开, 并在不同的端口输出, 由各个相应的接收机接收。

(3) DWDM 光纤系统中的关键问题

1) 系统的功率预算和色散预算。系统的功率预算与光放大器的配置有关。国际电联在推荐的标准中已经规定了各主要参考点处各信道的功率。

例如, 对于一个 8×2.5 Gb/s 的 DWDM 系统, $N=8$, 单信道比特率 $B=2.5$ Gbit/s。各参考点的参量典型值示于表 7.1。

表 7.1 各参考点的参量典型值

参量名称	单位	数值
单个发射机输出 S_1, \dots, S_n		
发射机类型		
线路码型		NRZ
光谱特性		
—最大(-20 dB)谱宽	nm	0.2
—最小边模抑制比	dB	35
—啁啾系数		
中心频率		
—标称中心频率	THz	192.1~193.9
—最大中心频率偏移	GHz	+/-20
通路间隔	GHz	200
平均发送功率		
—最大	dBm	-2
—最小	dBm	-9
最小消光比	dB	+10
眼图模板		符合 G·957 标准建议的眼图模板
光通道(S_n-R_n 参考点之间)		
光通道代价	dB	2
单个接收机输入(R_1, \dots, R_n 参考点)		
接收机类型		
接收机最小灵敏度(BER = 1.0×10^{-12})	dBm	-28
接收机最大过载	dBm	-9
接收机反射	dB	-27
光信噪比	dB	22
MPI-S 和 S' 点的光接口		
光发送端串音		
每通路输出功率		
—最大	dBm	+9.0
—最小(只有一路时)	dBm	-2.0
总发送功率		
—最大	dBm	+15.0
—最小	dBm	+7.0

续表

参量名称	单位	数值
MPI-S 点每通路信噪比		
MPI-S 点的最大通路功率差		
光通道(MPI-S~MPI-R)		
光通道代价		
衰减范围		
—最大	dB	(24×8)
—最小	dB	(22×8)
色散	ps/nm	12 800
反射	dB	-27
MPI-R 和 R' 点的光接口		
平均每通路的输入功率		
—最大	dB	-13.0
—最小	dB	-26.0
平均总输入功率		
—最大	dB	-7.0
MPI-R 点每通路最小光信噪比	dB	22
光信号串音	dB	
MPI-R 点的最大通路功率差	dB	

根据表 7.1 可以进行功率预算和色散预算。

首先进行两种情况的功率预算,即处于灵敏度极限的情况和接收机功率饱和情况。

灵敏度极限情况:

每个光发射机的输出功率采用最小值, -9 dBm, 经复用器衰减(最大可达 10 dB), 8 路信道合束总功率为 $(-9-10+9)$ dBm = -10dBm(假定 8 路信号功率相等, 即总功率成单路功率的 8 倍, 相当于 9 dB, 即上述括号中最后一个“9”), 此功率输入光功率放大器(OA), 它的(S'点)最小输出功率为 +7 dBm, 即 OA 的增益最小应达到 17 dB。

经过 8×80 km 的光纤传输, 总衰减取最大值(24×8)dB, 假定每个线路放大器的增益正好补偿一段光纤的衰减, 7 个线路放大器的总增益为(24×7)dB, 补偿了 7 段光纤的损耗, 传输线路的剩余损耗是一段光纤的损耗, 即 24dB。这样, 到达 R' 点的功率应为 $(7-24=-17)$ dBm。该点要求的每路输入功率最小值为 -26 dBm, 也即总输入功率为 $-26+9=-17$ dBm, 与上述预算结果相当。在光通道中

应该留有一定的裕度,以补偿附加的衰减(如接头衰减,辐射损耗等),因此线路放大器的增益应适当提高。

由于单个接收机的灵敏度为 -28 dBm ,不考虑前置光放大器和解复用器(OA/OD)的增益和衰减,8路光信号的总功率应为 $-28+9=-19(\text{dBm})$ 。考虑到解复用器的 10 dB 的损耗和通道代价 2 dB ,则前置光放大器输出功率应大于 -7 dBm 。因此前置光放大器的增益应大于 10 dB ,例如,取 15 dB ,留有裕度。

接收机饱和情况:

每个光发射机的输出功率采用最大值, -2 dBm ,经复用器衰减(最大可达 10 dB),采用与上述情况类似的算法,8路信道合束总功率为 $(-2-10+9)\text{dBm}=-3\text{ dBm}$,此功率输入Booster。仍取Booster的增益为 17 dB ,则 S' 点输出功率为 $+14\text{ dBm}$,小于最大值 $+15\text{ dBm}$,即Booster增益不应大于 18 dB 。

经过 $8\times 80\text{ km}$ 的光纤传输,总衰减取最小值 $(22\times 8)\text{dB}$,假定每个线路放大器的增益正好补偿一段光纤的衰减,7个线路放大器的总增益为 $(22\times 7)\text{dB}$ 。这样,到达 R' 点的功率应为 $(14-22=-8)\text{dBm}$,小于该点的最大平均总输入功率 -7.0 dBm 符合要求。仍取前置放大器增益为 15 dB ,则前置放大器输出功率成为 $+7\text{ dBm}$ 。经过解复用器(衰减 10 dB),则输入单个接收机的功率为 $(+7-10-9=-12)\text{dBm}$,小于单个接收机的最大过载功率为 -9 dBm ,也符合要求。

各个光放大器的增益可调,在系统正式交付使用前应对各个光放大器的增益进行调节,保证各参考点的功率符合要求,满足上述补偿光纤损耗的要求。

根据色散最大容纳量为 $12\ 800\text{ ps/nm}$,要求传输距离为 640 km ,因此允许的色散系数为

$$D = \frac{12\ 800\ \text{ps/nm}}{640\ \text{km}} = 20\ \text{ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$$

即只要传输光纤的色散系数小于 $20\text{ ps/nm} \cdot \text{km}$ 就可以在信号传输 640 km 情况下保证系统的性能。

2) 信道间串扰问题。信道间的串扰问题是WDM系统的特殊问题,单信道系统就不存在这一问题。在理想的线性情况下,光纤中各信道独立传输,互不干扰;如果各个光器件也具有理想线性的性能,则不引起信道间串扰。但是,实际上光系统并不能理想工作。引起点到点WDM系统信道间串扰的原因主要有:

光纤和光器件的非线性引起的串扰。有关光纤非线性引起信道间串扰的问题,本书已在光纤非线性一节中介绍,其中光纤中的FWM影响在DSF光纤中特别突出,从而导致DSF光纤不适合在DWDM系统中应用。

光器件非线性引起信道间串扰的原理与光纤类似,例如光放大器的非线性就可能引起信道间串扰。由于SOA的非线性比较大,因此DWDM系统多采用EDFA和FRA,而较少采用SOA作为线路放大器。

光滤波器的非理想特性引起的串扰。一般系统中总是希望滤波器具有理想矩形的通带。但是这是不可实现的。滤波器通带两边总有拖尾,从而导致信道间串扰。

图 7.21 表示了光滤波器响应非理想矩形引起串扰的示意图。图中表示了第 i 信道(chi)滤波器的响应曲线。从该图可看出,该滤波器滤出第 i 信道的信号的同时,相邻的一些信道的信号也通过了该滤波器,从而造成对第 i 信道的串扰。这种串扰是不可避免的,只要将串扰限制在一定的幅度以下系统仍可正常工作。

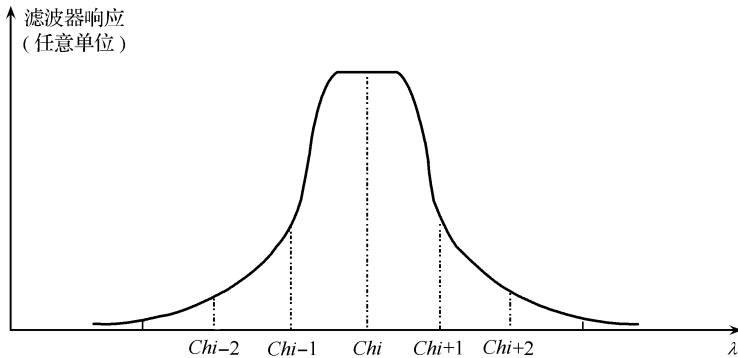


图 7.21 光滤波器响应非理想矩形引起的串扰

从第 4 章介绍的波分解复用器原理可知,该器件对每一信道就是一个光滤波器,它们的通带响应也不是理想矩形,因此会产生串扰。一般要求波分解复用器的串扰低于 -25 dB。这一条件下,系统可以正常工作。

3) 光发射机的频率稳定性问题。从图 7.21 可见信道间隔越小,滤波器响应曲线不理想引起的串扰越大。如果相邻信道光发射机的光载波频率不稳定,它们可能向该图的中心漂移,使第 i 信道与相邻信道的间隔变小,串扰增大。因此,国际电联规定了 WDM 系统各信道中心频率的漂移量应小于信道间隔的十分之一。在早期,LD 的频率稳定性不够好,因此除去使用 LD 的温度控制以稳定其频率外,还要使用 LD 的频率跟踪锁定。现在,LD 的频率稳定性已足够好,只要使用温度控制即可满足当前 WDM 系统的要求(频率间隔一般大于 50 GHz)。如果频率间隔继续减小,WDM 系统对 LD 的频率稳定性将提出更高的要求。例如,在多信道相干光通信系统中信道的频率间隔可小到几十 GHz,甚至几个 GHz,这时就可能需要 LD 频率的跟踪锁定。有关问题可参考在下一节的相干光纤通信技术的讨论。

4) 增益均衡和功率均衡问题。WDM 信号的长距离传输必须使用光放大器。但是光放大器在其放大带宽内增益谱不够平坦,加之信号传输过程中光纤和各个器件的非线性、器件的响应频谱不平坦等原因以致光纤传输系统输出各处各信道输出功率不相等。如果差别较大,输出功率较小的信道将可能达不到该信道接收机

的灵敏度要求,而输出功率过大的信道有可能出现饱和,它们都可能使得系统不能正常工作。为了解决这一问题,常需要放大器的增益均衡和功率均衡,以致传输链路上的动态功率均衡。特别是在 WDM 光网络中,由于各信道传输路径可能不同,经历的衰减和其他效应都不一样,更加需要各信道的动态功率均衡。

有关 EDFA 光放大器的增益均衡和功率均衡方案已在相关章节做了介绍,这里只介绍链路上功率均衡的方案。

最简单的功率均衡方案是使用(电控)可变光衰减器在波分解复用器输出处调节各信道的功率使各信道功率一致(功率均衡)。该方案结构复杂,但可实现功率均衡。

已有一些公司推出了动态功率均衡器(DGE)产品。该产品仅需一根光纤输入,一根光纤输出,不需要波分解复用即可实现功率均衡。器件的原理是利用微机电的自动调节动态地改变器件的频率响应以实现输出功率的均衡。详细情况可参看有关公司的产品说明。

5) 色散补偿问题。长距离 WDM 传输系统都使用光放大器补偿传输功率损耗,而光放大器只有功率放大功能,没有信号再生功能,此类系统中色散的影响是积累的。因此,对于使用光放大器的高比特率、长距离 DWDM 传输系统必须进行色散补偿。DWDM 传输系统色散补偿的特殊问题是在色散补偿的同时还需要进行色散斜率补偿。

为了理解色散斜率补偿的原理,可参考图 7.22 中的简化示意图。

图 7.22 中使用色散补偿光纤(DCF)补偿传输光纤的色散。假定光纤 I 为传

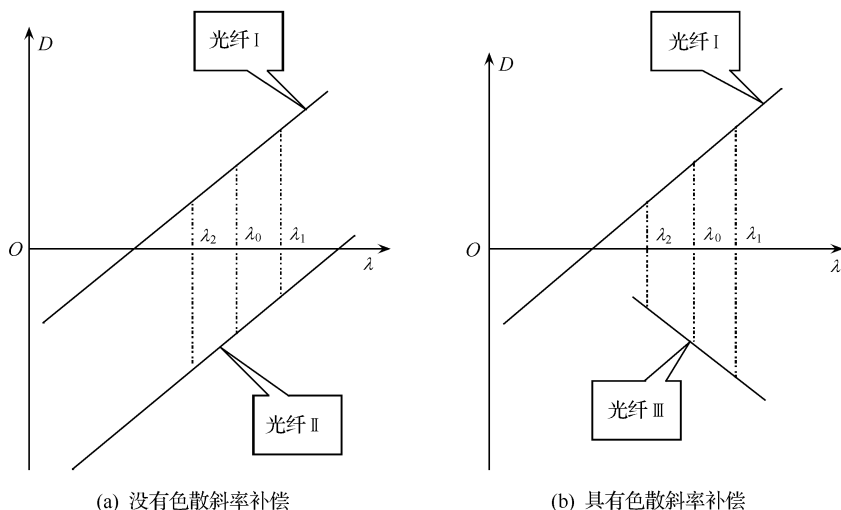


图 7.22 色散斜率补偿的简化示意图

输光纤, 光纤 II 和 III 为 DCF 光纤, 为便于说明, 假定三种光纤的色散斜率的绝对值相等, 在波长为 λ_0 处的色散系数 D 的绝对值也相等(实际上为了使用尽可能短的 DCF 光纤, 使设备不致过于庞大, DCF 光纤的色散系数绝对值都尽可能做得大些)。从图 7.22(a) 可见, 在 λ_0 处光纤 I 和 II 的色散系数大小相等、符号相反, 如果光纤长度相等, 则可实现完全的色散补偿。但是由于没有斜率补偿(它们的色散斜率都为正), 偏离 λ_0 , 例如在右边的 λ_1 处或左边的 λ_2 处都不能实现完全的色散补偿。若光纤 III 的色散和色散斜率都与光纤 I 大小相等、符号相反, 如图 7.22(b) 所示。因此无论在 λ_0 处, 还是在 λ_1 或 λ_2 处两根光纤的色散系数都是大小相等、符号相反, 因此都能实现色散补偿。由此可见, 色散斜率补偿是为了用同一根 DCF 光纤在一定的波长带宽内实现完全的色散补偿。图 7.22 中将色散曲线画成直线也是一种简化。实际上色散曲线可能弯曲, 也就是存在更高阶的色散, 其补偿就会更复杂。

6) 光纤非线性影响问题。单信道传输系统中非线性的影响主要是传输信道的能量损失、振幅调制向相位调制的转换(SPM 效应)以及拍频噪声(ASE 噪声自身的拍频以及 ASE 噪声与信号之间的拍频)的产生等。而 WDM 系统中非线性效应引起的最大的问题是可能引起的信道间串扰, 其中主要是 FWM 和 SRS 引起的串扰问题。这些问题在光纤非线性的讨论中已经做了说明, 这里不再重复。

7) 系统监控管理和保护倒换问题。由于 WDM 系统的传输容量非常大, 因而其生存性问题成为至关重要的问题。一旦系统出现故障, 可能很大容量的传输被迫中断, 其损失将是巨大的。因此 WDM 系统必须具有监控管理系统和保护倒换功能。由于光网络中系统的监控管理和保护倒换问题更为重要, 因此这一问题将在第 8 章介绍。

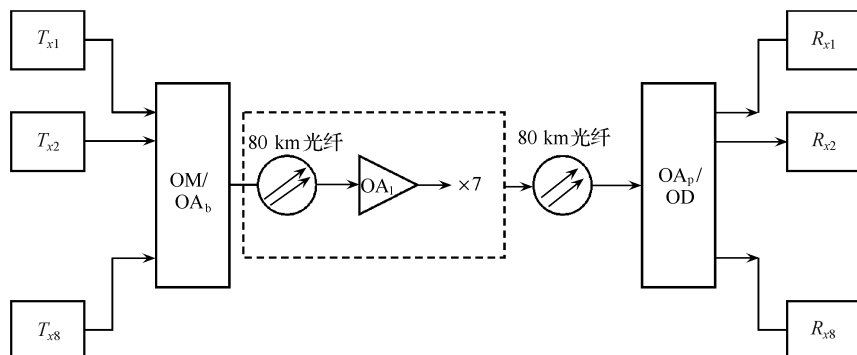
(4) DWDM 光纤传输系统实例

图 7.23 示出了一个 8×2.5 Gbit/s DWDM 光纤传输系统框图。系统包括 8 个发射机(T_x), 发送的信息在波分复用器(OM)中复用, 并经光功率放大(OA_0)后送入传输光纤。传输光纤总长 640 km。为了补偿光纤的损耗, 将光纤分成 8 段, 每段 80 km, 前 7 段后接光线路放大器(OA_1), 最后一段后接光前置放大器(OA_p)。光前置放大器输出接波分解复用器(OD), 解复用信号分别接 8 个接收机(R_x)接收传送的信息, 完成信息的传输。

3. 光时分复用(OTDM)技术

(1) 概述

前面已经指出, 提高单信道的传输比特率是提高单根光纤(简称单纤)传输容量的有效途径之一。在比特率低于 40 Gbit/s 的情况下可以采用电的时分复用

图 7.23 一个 8×2.5 Gbit/s DWDM 光纤传输系统框图

(ETDM 或简称 TDM)技术。但是,比特率提高到 40 Gbit/s 以上,用 ETDM 技术继续提高比特率时遇到了所谓“电子瓶颈”问题,即用现有 ETDM 技术很难继续提高单纤的传输比特率,因此人们提出了 OTDM 技术。(在前几年,用 ETDM 技术达到 40 Gbit/s 也有困难,因而也采用 OTDM 技术实现单纤 40 Gbit/s 的传输,现在用 ETDM 技术达到 40 Gbit/s 传输比特率已经没有问题。采用 7.3 节介绍的新型调制技术也可用电复用技术实现 100Gbit/s 的传输比特率)。

当前,采用 OTDM 技术在实验室条件下已可实现单纤 1 Tbit/s 的传输。但是有些关键技术还不够成熟,因而 OTDM 系统还没有实用化。

与 WDM 技术相比,OTDM 技术具有许多优点,它没有波长信道间的串扰问题和功率均衡问题;发射机不需要严格的频率稳定;只有单信道系统中存在的光纤非线性以及色散问题。但是 OTDM 技术也存在一些难题需要克服。有人认为在 OTDM 技术逐渐成熟后 OTDM 技术与 DWDM 技术的结合将是提高单纤传输容量的最终方案。

(2) OTDM 技术原理和系统的基本结构

1) OTDM 技术原理。OTDM 技术是一种光的比特间插技术,如图 7.24 所示。图中左端四路信号逐次延迟 1 个比特周期,然后四路信号合波则成为右端的、四路信号相互比特间插的输出信号。由于一个比特占有一个时隙,一个时间段中各个输入信道占有不同的时隙,共同复用成一个高比特率的输出信号。这就是 OTDM 技术。很显然,如果是 n 路时分复用,则输入信号的比特周期必须大于 n 倍比特脉冲宽度。

2) OTDM 光纤传输系统结构框图。OTDM 光纤传输系统结构框图如图 7.25 所示。

超短光脉冲发生器是 OTDM 光发射机的光源,其输出光信号为占空比较小(脉冲宽度比较小,脉冲间隔比较大)的超短光脉冲串。经分束器后的 n 路信号

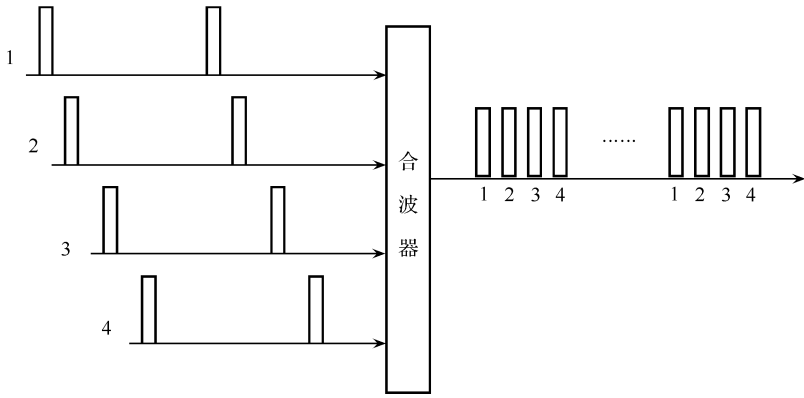


图 7.24 OTDM 技术原理示意图

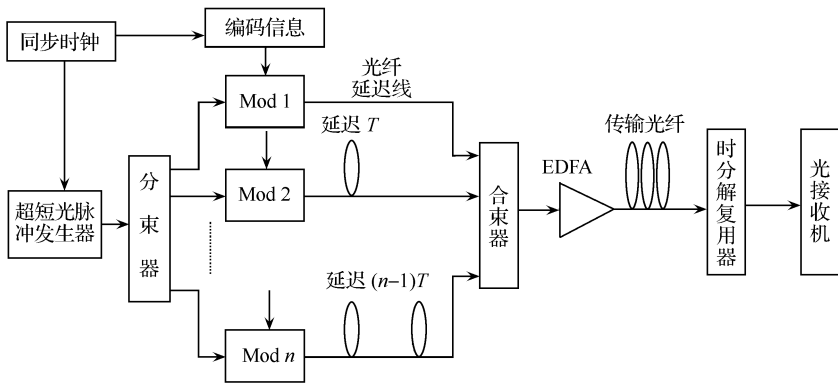


图 7.25 OTDM 传输系统示意框图(Mod: 调制器)

在外调制器中被编码信息调制。编码信息脉冲应与超短光脉冲同步,以便产生编码信息光脉冲。输出的 n 路带有调制信息的光脉冲经过光纤延迟线逐次延迟一个时隙 T ,正如图 7.24 所示那样。 n 路信号在合束(波)器中实现比特间插,也即实现光的时分复用。经过光放大器放大和光纤传输后由时分复用器解复用,并分别由光接收机接收。有关时分复用器的原理将在下面专门介绍。

3) OTDM 技术的关键问题。

① 超短光脉冲的产生。从图 7.24 可知,为了实现 OTDM,各信道的信息光脉冲都必须占空比很小的超短光脉冲,以便能够实现比特间插。因此为了发送 OTDM 信号,首先需要产生超短光脉冲。这一点与光孤子发射机类似(光孤子脉冲占空比应该更小)。许多产生超短光脉冲的技术也是从光孤子脉冲产生技术借

鉴来的。本书将把这一问题放在光孤子技术一节中介绍。

② 时分分解复用技术。OTDM 技术中时分复用(MUX)技术原理相对比较简单,前面已做了介绍。从技术上看,MUX 的难点在于时钟同步和延迟线的延迟精度问题。而时分分解复用(DMUX)技术原理则比较复杂。

为了实现时分分解复用常常需要应用光学非线性效应。利用光纤非线性环境(NOLM)和 SOA 的 TOAD 实现时分分解复用是常用的两种方案。后者已在光放大器中做了介绍。下面介绍 NOLM 的时分分解复用原理。

NOLM 的示意图如图 7.26 所示。

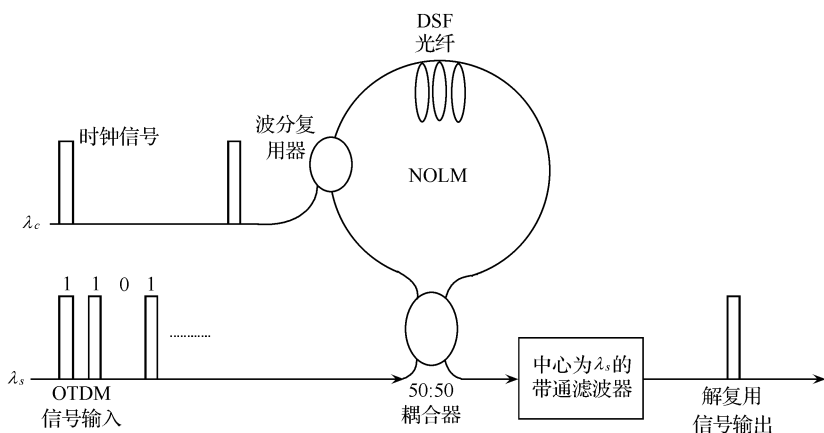


图 7.26 用 NOLM 实现时分分解复用

图 7.26 中 λ_c 为时钟信号的波长, λ_s 为 OTDM 信号的波长。假定 OTDM 信号是 n 路比特率为 B 的低速信号时分复用得到的,其合成速率应为 nB (单位 bit/s)。图中时钟频率为 B (单位 Hz)。如果没有时钟信号,正如以前介绍的那样,NOLM 将全反射输入信号,没有信号输出。如果上述时钟信号耦合到环中,并设它与第一路信号同步。因此在经过 DSF 光纤同步传输时,如果时钟信号功率足够大,它们之间将产生交叉相位调制(光纤的 XPM)使顺时针传输的信号相位变化;而逆时针传输的信号不能与时钟信号同步传输,因而不能产生明显的 XPM,也即逆时针信号相位几乎没有变化。这样,在返回到耦合器时它们之间产生了相位差。如果该相位差等于 π ,则该路信号将向右传输,并经过带通滤波器输出。由此可见,只要时钟信号与某一路 OTDM 信号时间对准,能够在 DSF 中同步传输就可以将该路解复用。该方案中利用 DSF 光纤的非线性实现 XPM,但是光纤的非线性系数毕竟较小,因而需要较长的光纤。如果使用 SOA 代替 DSF,由于 SOA 的非线性系数较大,器件小,比使用 DSF 光纤紧凑得多。

光学时分复用方案还有多种,但都是正在发展中的技术,还没有实用化。

③ 全光 3R 技术。所谓全光 3R,即在光域对接收机接收的信号进行全光信号处理,实现全光 3R(reamplifying, retiming, reshaping, 即再放大、再定时和再整形)。第 6 章图 6.22 示出了利用 NOLM 实现全光信号再生的例子,还可能有多种实现全光 3R 的方案,例如可以利用多段 DFB 激光器的自脉动实现全光时钟提取。有兴趣的读者可以参阅相关文献^[2]。

7.2.2 相干光纤通信技术

1. 概述

相干光纤通信技术是相对于 IM/DD 系统技术而言的,即它不是强度调制而是振幅、频率、相位调制,甚至可以是偏振调制;其采用的接收技术不是直接检波,而是外差或零差检测,其中又分同步、异步和差分检测。相干光纤通信技术的提出受到了电通信技术的启发。在电通信技术中直接检波是一种很落后的技术,其接收机灵敏度低,频谱利用率也低,信道间分辨率差、串扰大。因此在电通信中,外差和零差检测已经成为普遍采用的技术。由于集成技术的发展,外差和零差检测不但可靠性高,价格也便宜。由此人们想到,在光通信中采用外差和零差技术应该同样能够提高灵敏度和频谱利用率。事实上这正是相干光通信的两个主要优点,即接收灵敏度高和频谱利用率高(信道间隔可以做得很小,而信道间串扰很小)。相干光通信系统的信道间隔可以做到几十或几 GHz 量级,甚至可以达到几百 MHz 量级(这时信号比特率不能太高)。由于信道的分离是用电滤波器实现的,而滤波器的通带可以做得非常接近矩形,因而信道可以非常密集地放置,在光纤可用带宽内,可能安放数千个信道,使光纤的可用带宽得到更充分利用。

在波分复用全光网中可能有广播方式。系统可以设 N 个发射站,即可能有 N 个广播节目,并通过星型耦合器送到各家各户,每个分支还可用分束器将节目送到更多用户,如图 6.19 和图 6.20 所示。只是上述系统中只用了十几个信道,不需要用相干通信技术。但是,如果信道数达到几百甚至几千,则采用相干光通信技术就可以发挥其优势。在这种结构中每个用户可以任意选择接收 N 个节目中任一个。为了实现这一点,也可用可调谐光滤波器,但光滤波器要做得带宽很窄是很困难的,价格也比较高,要做到数千个节目几乎是不可能的。利用相干光通信的优点,频率(或波长)分辨率高,频谱利用率高,则比较容易实现几千个信道。

相干光纤通信系统框图如图 7.27 所示。

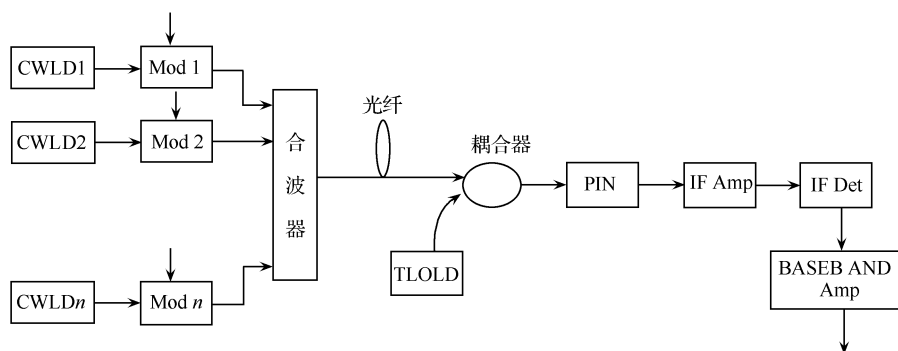


图 7.27 多信道相干光纤通信系统框图

CWLD: 连续波激光器; Mod: 光外调制器; TLOLD: 可调谐本振激光器; PIN: 光电检测器;

IF Amp: 中频放大器; IF Det: 中频检波器; BASEB AND Amp: 基带放大器

多个连续波激光器输出信号分别用信息数据调制后进行合波(由于信道间隔小,因此常称作频分复用,FDM)并耦合进入传输光纤。在接收端接收到的复用信号与本振信号在耦合器中合波并被 PIN 接收。由于 PIN 管的非线性效应(平方率检波),本振信号与被接收的信号混频,产生和频和差频输出,其差频就是输出的中频(IF)(对于零差检测,中频等于零,也即本振频率等于接收信号频率)。只有接收信号频率与本振信号频率的差等于中频时,差频信号才能在中频放大器中放大和滤波。其他信道的差频信号和所有和频信号的频率都不在中频放大器通带内,都被滤除。(中频放大器是一个带通放大器。实际上中频放大器就相当于波分解复用器。)这时调制的信息数据已调制在中频上,因此经过中频检波后输出的信号就是基带数据信号。在零差检测的情况下,混频输出就是基带数据信号。

在这一相干接收机中有一波长可调谐的本振激光器,当混频时,其频率与某一发射载波频率的差为中频放大器的中心频率时,中频信号才可通过中频放大器的通带,这一发射波长所携带信息就被接收。可以设想如果每一个波长调制一个高分辨率电视节目,则用此方法可像使用现在电视机一样,只要用一个旋钮调节本振激光器频率,就可选择收看不同的高分辨率电视节目。

有一段时间相干通信的研究处于低潮,其原因是接收机比较复杂,成本高,商业上没有竞争力。如果相干接收机的前端可以集成(光电集成),并能批量生产,成本可以下降,当前许多大公司和研究机构已经看到了这一机遇,正致力于这一研究工作。一旦这一集成技术可以实用化,相干通信还是可能得到广泛应用,甚至成为光纤通信系统的主流技术。

2. 相干光纤通信的几个相关问题

(1) 相干接收机的灵敏度有可能达到量子噪声极限

接收的某一路信号和本振输出信号可分别表示为

$$e_s(t) = E_s e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (7.53a)$$

$$e_L(t) = E_L e^{j(\omega_L t + \varphi_L)} \quad (7.53b)$$

其中忽略了振幅噪声和相位噪声,因此本振的振幅 E_L 、频率 ω_L 和相位 φ_L 都是常量;而接收信号则可能振幅 E_s 、频率 ω_s 或相位 φ_s 被调制。在考虑接收灵敏度时可以暂时不考虑调制信号。因此 PIN 管的输出总光电流成为

$$i \propto [E_s \cos(\omega_s t + \varphi_s) + E_L \cos(\omega_L t + \varphi_L)]^2 \quad (7.54)$$

$$i = \frac{\eta e}{h\nu} \{P_s + P_L + 2 \sqrt{P_s P_L} \cos[(\omega_s - \omega_L)t + \varphi]\} \quad (7.55)$$

其中, $\varphi = \varphi_L - \varphi_s$ 。从(7.54)式推导出(7.55)式时略去了和频和倍频项。带有信息的信号电流成分为

$$i_s = \frac{\eta e}{h\nu} \cdot 2 \sqrt{P_s P_L} \cos[(\omega_s - \omega_L)t + \varphi] \quad (7.56)$$

由于量子噪声正比于光功率,而光功率项中由于 $P_L \gg P_s$,所以光功率近似等于 P_L 。而热噪声与光功率无关,因此在 P_L 足够大时量子噪声成为占优势的噪声,因而可以忽略热噪声,只保留量子噪声,即接收机达到了量子噪声极限,用(7.56)式和量子噪声表达式可以导出极限信噪比 SNR 为

$$\text{SNR} = \frac{\overline{i_s^2}}{\langle (i_s - \overline{i_s})^2 \rangle} = \frac{4 P_s \eta}{k B h \nu} \quad (7.57)$$

其中, B 为光接收机的通带宽度。

(2) 相干光纤通信中的各种调制制式

相干光纤通信中可以有多种数字调制制式,它们是振幅键控(ASK)、频移键控(FSK)、相移键控(PSK)、差分相移键控(DPSK)以及连续相位频移键控(CPFSK)或最小频移键控(MSK)。这些调制制式在一般的通信原理的书中都有介绍。此外,接收技术中还分同步检测、异步检测和差分检测。其中零差 PSK 灵敏度最高,但是系统的实现难度最大(必须是同步检测)。差分外差 DPSK 和 CPFSK 具有相近的灵敏度和难度。相对而言,异步外差 FSK 比较容易实现,FSK 又分单滤波器方案和双滤波器方案。一个两信道外差单滤波器 FSK 相干光纤通信系统的原理和组成框图可见参考文献[3]。

表 7.2 列出了以每比特需要接收的光子数表示的各种检测技术的接收灵敏度。详细的表达式和说明可参见参考文献[4]。

表 7.2 以每比特需要接收的光子数表示的各种检测技术的接收灵敏度

调制制式 检测方式	PSK	ASK	FSK		DPSK	MSK
零差 (必须同步)	9	平均功率 18	36			
		峰值功率 36				
同步外差	18	平均功率 36	36			
		峰值功率 72				
异步外差	无	平均功率 40	DF	SF		
		峰值功率 80	40	80		
差分外差					20	20

注：DF：双滤波器；SF：单滤波器。

从上表可见,差分外差 DPSK 只比同步外差 PSK 灵敏度略低,但是实现起来要容易得多。异步外差 ASK 和 FSK 的灵敏度也只略低于同步外差 ASK 和 FSK,同样实现起来也容易得多。因此实际研究中采用 DPSK 方案或异步 FSK 方案的系统比较多。此外,在研究工作中采用什么方案与实现的可能性有关。从下面关于线宽对系统性能的影响的讨论可见,采用普通的半导体激光器仍很难实现同步零差 PSK 方案,异步 FSK 方案则容易实现。用最好的半导体激光器(线宽可达数 MHz 量级)可能实现外差 PSK、DPSK 和 CPFSK。

(3) 激光光源的频率锁定和中频跟踪锁定

在多信道相干光纤通信系统中信道间隔都很小,因此对光源的频率稳定性要求极高,一般的半导体激光器常不能满足这一要求。为了解决这一问题,需要锁定光源的频率。这是多信道系统的共同问题,只是这里要求的稳定度更高。任何频率锁定系统都需要一个频率标准,被锁定的信号频率都锁定在这一标准上(或与标准频率的差值固定)。在光纤通信技术使用过的标准有 FP 腔标准具^[3]、衍射光栅等,也有人试图采用原子光谱中的谱线作为频率标准。当然,后者的稳定度要比其他器件高,系统也要复杂些。

中频跟踪锁定则是相干光纤通信系统的特殊要求。所谓中频跟踪锁定就是当信号光源频率漂移时本振激光器的频率跟踪信号光源频率一起移动,以保证外差输出频率仍在中频放大器的中心频率附近,使接收机能够正常接收信号^[3]。实际上,这里的频率标准就是光源本身。采用 DSP 数字技术实现信号光与本振光锁相的方案在数字相干接收机一小节中介绍。

(4) 关于“相干”含义的讨论

在发展相干光纤通信技术的初期,有关“相干”含义曾经引起一场有意义的讨论,并提出了“弱相干”的概念。

光学上两束光的“相干”需要很严格的条件,即两束光应具有相同的频率,偏振方向一致,有固定的相位差,波阵面相互重合(传输方向一致)。在相干光纤通信系统中,上述条件有些可以成立有些则很难成立。如信号光和本振光的波阵面在光纤中是重合的,偏振方向可以控制到一致,或用偏振分集接收技术也可满足条件,比较难的是频率和相位的控制。在外差系统中只能保持两束光的频率差恒定,零差系统中可以控制两束光的频率相等,这就需要频率锁定。而两束光的相位差恒定的条件则很难满足。由于半导体激光器的相位噪声比较大,从而使两束光的相位差不稳定。为了满足相位条件,在相干光纤通信技术研究中已经从两个方面做工作。在 PSK 调制制式中(无论是外差或是零差,但是都应是同步检测),信号调制在相位上,因此需要将两束光的相位差锁定。在用半导体激光器的系统中这是一个比较困难的工作(现在应用数字技术可以锁定相位差,有关问题将在下一部分中讨论)。另一方面的研究是探索可以容忍较大的相位噪声的系统方案,也即“弱相干”的方案,在此方案中不需要保持相位信息,可以采用包络检波,但是偏振方向一致的要求仍要满足。异步 FSK 调制方案是被考虑的方案之一,而且异步 FSK 调制比较容易实现,有关的研究得到较大发展。其他,如相位分集接收等方案也被提出。下面将对相干条件做进一步讨论。

(5) 激光器相位噪声对系统性能的影响

在 IM/DD 系统中激光器的相位噪声对系统性能没有直接影响,因为接收的是信号强度,与相位的变化无关。只有在该系统中存在鉴频器件(其输出幅度与输入信号频率有关)时可将相位噪声转换为振幅噪声,从而影响 IM/DD 系统的接收。这种情况在 IM/DD 系统中也是少见的。

但是,如上所说,相位噪声的存在将影响两束光的相干,轻则降低接收灵敏度,重则使接收机不能正常接收信号。虽然包络检波方案可以不需要相位锁定,但是相位噪声引起的信号相位不稳定可以转化为频率的不稳定(信号相位的微商即信号频率),如果中频带宽较窄,则严重的频率不稳定可能使信号溢出到中频频带以外。在采用异步检测方案时,较大的相位噪声需要系统具有较大的中频带宽,因而降低了信噪比,也即降低接收灵敏度。

相位噪声与激光器线宽存在一定的关系。由于线宽可以测量,因此常用线宽来描述相位噪声的大小。各种调制制式对线宽的要求又与比特率联系在一起,即采用 $\Delta\nu T$ 作为判断的标准($\Delta\nu$ 为激光器线宽, T 为调制码元的持续时间)。在参考文献[4]中给出了各种调制式对线宽的要求,现引用如下:

同步零差 PSK 要求 $\Delta\nu T$ 在 $10^{-4} \sim 10^{-6}$ 量级,即对于 1Gbit/s 速率的信号要求激光器线宽小于 1~100KHz,对于可以内调制的半导体激光器(如 DFB 激光器),这是很难实现的。

差分外差检测(DPSK 和 MSK)要求 $\Delta\nu T \sim 0.34\%$ 量级。

异步检测方案(ASK和FSK)对线宽没有一定的要求,线宽大,则要求中频滤波器带宽增加。例如当 $\Delta\nu T = 1$ 时中频滤波器带宽必须比匹配滤波器的带宽大6倍,因而灵敏度将大大下降。

上面已经提到,可从两方面解决这一问题。下面举例说明这两方面的解决方案。

1) 零差和外差 PSK 系统中采用的相位锁定方案^[4]。相位锁定就是将本振信号的相位锁定在接收信号的相位上,或使两者的相位差恒定。在采用半导体激光器的光通信系统中,相位锁定是很困难的。常采用的方案是锁相环(PLL)方案。这里不作详细介绍。有兴趣的读者可参阅上述参考文献。

2) 电反馈压窄半导体激光器线宽^[5,6]。电反馈压窄半导体激光器线宽的方案是 Saito S 于 1985 年提出的。参考文献[6]采用的该方案的实验中将自由运转时的激光器线宽 12 MHz 压窄到 1 MHz,也即降低了相位噪声,有利于相干光纤通信系统的工作。

3) 相位分集接收技术。相位分集接收技术分双相位(相位相差 90°)和三相位(相位两两相差 120°)分集接收技术。以双相位分集接收技术为例,输入信号和本振信号输入 90° 光混波器(hybrid),两信号在混波器两输出端的分量都相差 90° 相位。两路信号分别相干接收,再相加。可以证明,在比较大的相位噪声情况下,可以得到解调数据输出。详细说明可参见参考文献[7]。

(6) 偏振控制和偏振分集接收

如前所说,外差和零差检测同样需要两束光的偏振方向一致。如果两束光偏振方向夹角 $\theta \neq 0$,则外差输出信号电流表达式(7.56)式应乘 $\cos\theta$, $\theta = \pi/2$,即两束光偏振方向正交,输出为零。

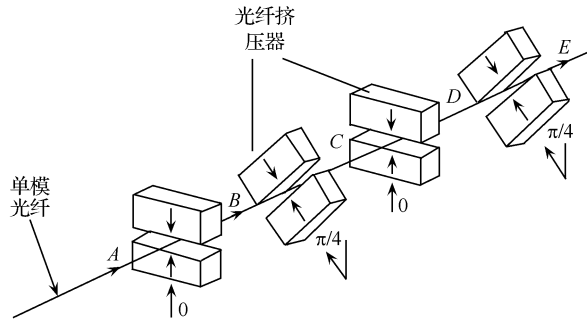
光纤中的偏振态是极不稳定的,不同的偏振态不可能完全相干,即使都是线偏振态,方向不一致,相干输出也要减小。因此为了解决偏振不一致问题,保证两束光有效地相干,可以采用三种方法:①采用保偏光纤(PMF);②对两束光的偏振态进行控制,使保持线偏振态,并且方向一致;③采用偏振分集接收技术。

1) 采用保偏光纤。如果图 7.27 中的传输光纤、本振 LD 的输出光纤及耦合器均用 PMF 制作则能够保证两束光的偏振方向一致,实现相干(外差或零差)。显然,这种方法是很费钱的。PMF 比标准单模光纤(SSMF)贵得多,保偏耦合器也很难制作。因此人们都不愿采用这一方案,而是探索其他技术方案。

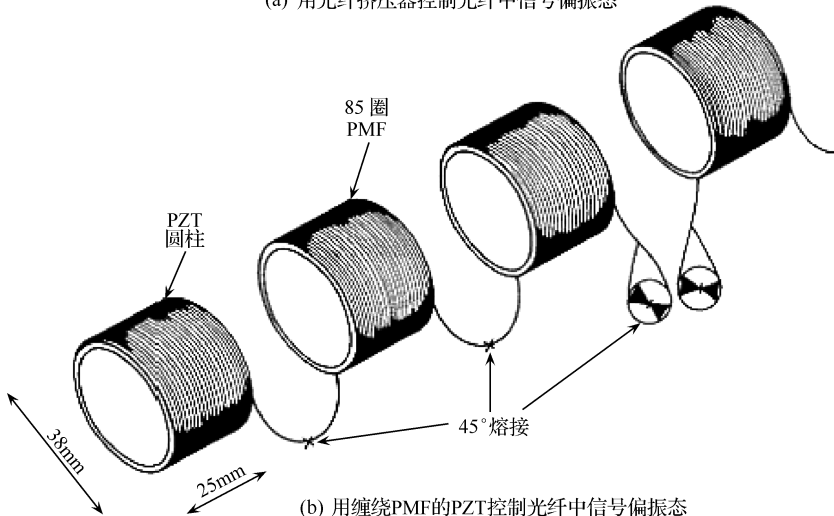
2) 偏振控制技术。偏振控制技术分手动和自动两种。手动偏振控制器结构简单,但是不能实用。自动偏振控制是通过机械、电光和磁光技术反馈控制偏振态。一些方案调节偏振态的范围不够宽,不能实现无缝调节。下面介绍的两个方案都可以实现无缝调节,两者各有优缺点。图 7.28 示出了这两个方案的原理示意图。

图 7.28(a)所示方案^[8]利用挤压器挤压光纤改变光纤的偏振态。该方案用了四个挤压器,它们相互旋转 45° ,如图 7.28(b)所示。抖动信号加在挤压器的直流

偏置电压上,用一个控制算法,根据接收到的解调信号的变化反馈控制光纤中信号的偏振态。该方案的一个缺点是挤压器可能压坏光纤。



(a) 用光纤挤压器控制光纤中信号偏振态



(b) 用缠绕PMF的PZT控制光纤中信号偏振态

图 7.28 两种无缝偏振控制技术

图 7.28(b)所示方案^[9]利用四个圆柱形压电陶瓷(PZT),每个上面绕 85 圈(高双折射)保偏光纤(PMF),四个光纤线圈相互连接,并使偏振主轴相互旋转 45°。PZT 上施加电压时膨胀,使 PMF 受力,引起光纤中信号的偏振态变化,同样可以用一个控制算法反馈控制偏振态。

3) 偏振分集技术。偏振分集接收的基本思想是将接收信号和本征信号都分解成两个(偏振)正交的分量,在两个正交方向的信号中,同方向的接收信号和本征信号分量分别进行相干接收。最后将两个正交方向的接收信号再相加。可以证明,无论接收信号是什么偏振态,两个正交方向接收的信号的和都不会很低(与严格相干接收的信号相比,功率损失 3 dB)。

图 7.29 示出的是相干偏振分集接收机框图。从光纤传送来的接收信号(由

LD₁ 发送)和本振信号(由 LD₂ 发送)在耦合器中合波后送入偏振分束器分成两个偏振正交的分量,并分别用接收机接收。接收后的信号在相加器中求和。相加器的输出就是偏振分集接收机的输出信号。

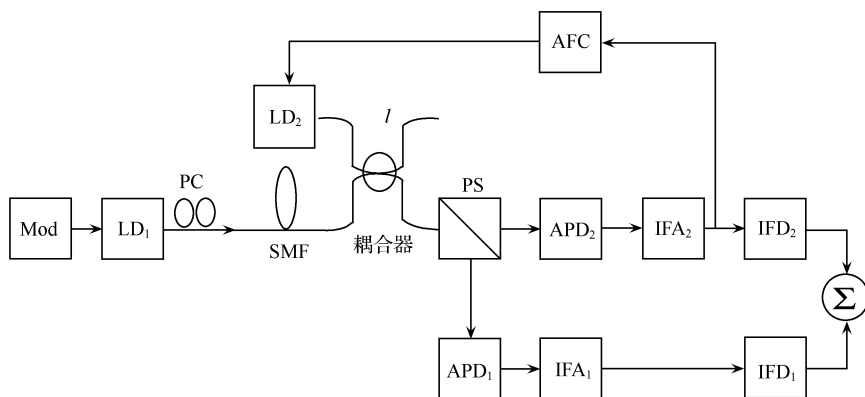


图 7.29 偏振分集接收机示意图

Mod: 调制器;PC: 偏振控制器;PS: 偏置分束器;AFC: 自动频率控制;
IFA: 中频放大器;IFD: 中频检波器; Σ : 求和

4) 平衡接收机技术。图 7.30 示出了相干光纤通信系统平衡接收机框图。从该图可以看出平衡接收机的一个明显优点是它利用了耦合器两个输出端口的信号功率(相对于单臂接收,功率增加了 3 dB)。平衡接收机的另一优点是它可以抑制本振信号中的过量噪声,详细说明可参看参考文献[7]。

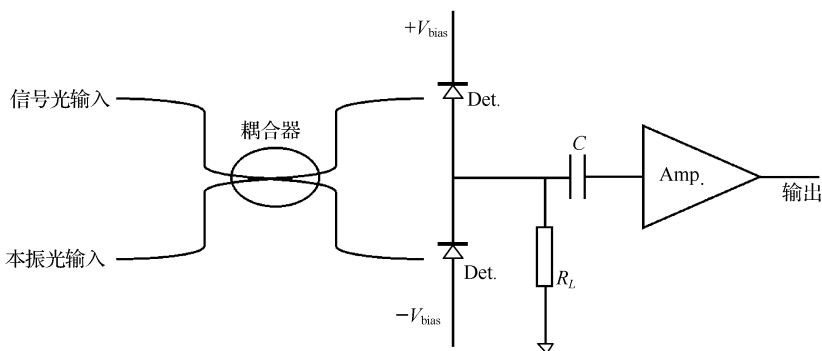


图 7.30 平衡接收机框图

(7) 频谱利用率问题

由于在中频进行滤波,中频电滤波器可以做得很理想,因而可以实现非常密集的频分复用(FDM),可能实现几百路、几千路的复用,而且很容易实现广播选择

网,这一点上面已经讲过,不再重复。

3. 数字相干接收机

相干接收技术最早兴起于 20 世纪 80 年代末,因其灵敏度和频谱利用率高的优点而得到研究者青睐,但是后来由于 EDFA 的出现和成熟,使得相干通信的优点不再突出,而且由于其硬件实现复杂,接收机的造价高,当时的技术条件下难以实用。研究者将重心转向了波分复用的强度调制/直接检测(intensity modulation/direct detection, IM/DD)系统,后者迅速发展起来并实现了商用化。从 2004 年开始相干通信重新成为研究的热点问题,主要是由于光电子器件的技术进步和数字信号处理(digital signal processing, DSP)的处理能力的增强使得实现相干通信的客观条件正逐步成熟^[10]。实时 DSP 技术在过去几年内有较大发展,并且已经成功用于商用的 10 Gbit/s 直接调制系统补偿色散^[11]。

基于 DSP 的相干接收机原理图如图 7.31 所示。经光纤链路传输并带通滤波后的光信号首先在 90 度光混频器和本地振荡器产生的直流光混波。在 90 度光混频器中,输入光信号分别与本振直流光和相移 90 度之后的本振直流光相干混频,混频得到的光信号随后由 O/E 变换器平衡接收,并由 ADC 转换为数字信号。最后 ADC 采样量化得到的两路数字信号由联合 DSP 模块处理,输出均衡后比特序列。由于输入光信号同时与本振直流光和相移 90 度后的本振直流光相干混频,通过 DSP 技术联合 DSP 模块可以估计出输入光信号载波的相位,从而本振直流光并不需要和输入光信号相位锁定。

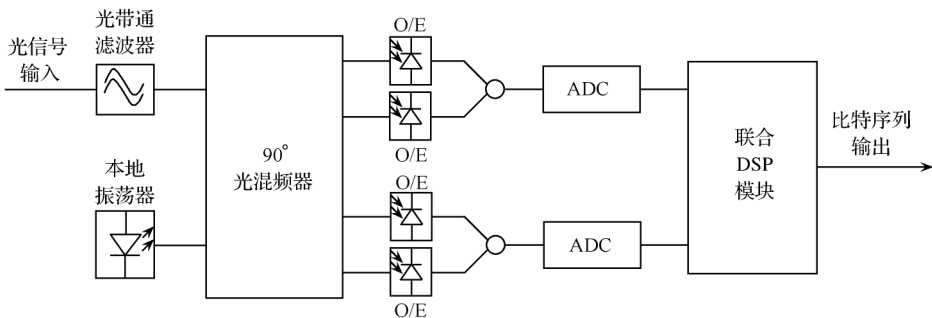


图 7.31 基于 DSP 的相干接收机原理图

基于 DSP 的相干光通信系统有如下优点:①借助 DSP,相干接收不再需要传统的光锁相环来克服激光器线宽引入的载波相位噪声,结构大为简化,相干通信本身的优势可得到充分的发挥;②DSP 使得可以在电域进行各种线性损伤的补偿,包括色散、PMD、窄带滤波效应等,大大提高了链路的灵活性,而且如果投入规模

化生产后,专用集成电路芯片的造价将远远低于昂贵的光器件,可以大幅度降低系统成本;③系统容量大,且易于升级,接收机对于多进制相位调制信号和正交幅度调制信号具有硬件上的透明性,即其相干接收机结构完全相同,只是后续的 DSP 处理有区别。如果需要进一步提高系统容量,可能只需更换接收端的 DSP 芯片即可实现。当采用偏振分集接收时,可以实现偏振复用而无需控制接收偏振态,偏振解复用和 PMD 补偿均在电域实现,从而可以使系统容量加倍;④可以利用电滤波器的陡峭的边缘特性来减小信道间隔,从而使一根光纤可容纳更多的信道。

7.2.3 光孤子通信技术

1. 概述

光孤子通信技术是利用光纤的非线性补偿光纤色散的技术。光纤非线性如利用不当,则是光纤传输的不利因素,但利用恰当可成为有利因素。在理想条件下,非线性完全抵消色散的影响,实现光纤中光脉冲无畸变地传输,即形成光孤子。首先介绍“孤子”的概念。

(1) 孤立波(solitary wave)和孤立子,简称孤子(soliton)

孤立子的概念来源于孤立波。孤立波的最早发现是 1844 年,当时苏格兰海军工程师 Scott Russel J 在一个小河中浅水表面看到的一种水表面波,这种波沿水渠几乎无形变地前进,他感到很奇怪,因为以往所知道的波都在传输过程中逐步衰减,波形也要畸变。他骑马跟踪了一英里多,该驼峰形波一直不变形。他就称这种波为孤立波。当时他不知道如何解释这种波的成因。

1895 年荷兰学者 Kortaway 和 de Vries 导出了描述这种波传输的非线性波动方程为

$$\frac{\partial h}{\partial \tau} + h \frac{\partial h}{\partial \xi} + \frac{\partial^3 h}{\partial \xi^3} = 0 \quad (7.58)$$

式中, h 为波的幅度, ξ 是以波的相速度 v 运动的参照系中的坐标, $\xi = x - vt$, τ 是时间, $\tau = t$ 。式中第二项为非线性项,第三项为色散项。此方程式常以研究者的名字命名,称作 KdV 方程,其解为

$$h(\tau, \xi) = 3\eta \operatorname{sech}^2 \left[\frac{\sqrt{\eta}}{2} (\xi - \eta\tau) \right] \quad (7.59)$$

此解就是 Russel 观察到的驼峰形波,称作孤立波,亦称 KdV 波。它的波峰宽度 ($2/\sqrt{\eta}$) 和运动速度 ($\eta + v$) 均与波峰高度 (3η) 有关。这是非线性系统中波传输的特点(在线性系统中,波峰宽度与运动速度都与波峰高度无关)。

从方程(7.58)可以看到,孤立波的产生是色散和非线性共同作用的结果。当

色散单独作用时波形展宽,而非线性作用过大,波形就要压窄,甚至分裂(破裂)。这种情况可以在海边看到,当涌浪向海岸推进时可以看到 KdV 波。但是,由于海岸有一坡度,非线性系数不是常数。在向岸推进的过程中,由于水越来越浅,非线性系数越来越大,因而可以看到波峰的增高和破裂。这些现象也是孤立波的特点,即只有在一定的条件下波形才没有畸变(色散和非线性的作用相互抵消)。在浅水中非线性产生的原因是水底与水流的摩擦力具有非线性特性。因此,只有在浅水中水底的摩擦力才对水表面波产生影响,非线性才显著。

光孤子与 KdV 波具有类似的性质。当光纤的非线性小,色散作用大时,波形要变宽,而非线性大,色散小,则波包的宽度要变窄,直至最后破裂。但 KdV 波与我们所说的光孤子有一个重要不同,这种水表面波不是包络波,没有载波。但由于性质类似,且比较形象,在日常生活中也可看到,例如在浅水沟,或海岸边都可能看到,因此介绍 KdV 波便于理解孤子特性。

1965 年美国 Bell 实验室的 Zabasky 和 Kruskal 用数值方法求解 KdV 方程,特别研究了两种不同速度的 KdV 波的“碰撞”问题,发现在碰撞的过程中除相位外,两波的幅度、形状及运动特性均保持不变。为了强调这种类粒子特性,他们称 KdV 波为孤立子。随后 Gardner 用量子力学逆散射方法解析求解了 KdV 方程,证明了孤立子解相应于 Schrodinger 方程的束缚态,从而给出了孤立子解具有类粒子解的数学证明。

(2) 光纤中的光孤子

1972 年前苏联学者 Zakharov 和 Shabat 完成了另一类孤立子非线性波动方程—非线性 Schrodinger 方程的初值问题的求解,得到了包络孤立子(波包中存在载波),它有别于 KdV 孤立子。光纤中的光孤子就是这种包络孤立子。因此 Zakharov 等人的工作为光孤子的研究和应用奠定了理论基础,1973 年 Hasegawa 等人从理论上指出了在光纤的反常色散区形成孤立子的可能性。1980 年由美国 Bell 实验室的 Mallenauer 在实验上首次在光纤中观察到光孤子,此后在 1991 年光孤子通信研究形成高潮,关键技术有突破,许多研究者认为已接近实用。但在与线性系统竞争中并未取得主导地位,其主要原因是作为非线性系统它需要的传输功率较大,因此需要较多的 EDFA,EDFA 间距较小,因而成本较高。其次为了避免相邻脉冲间相互作用,需要孤子脉冲的占空比较小,一般占空比小于 1/5。这样比特率很高时脉冲要非常窄,不利于比特率的提高。再次 Gorden-Haus 效应使传输距离受限制(不超过 10^4 km)。此后几年在克服这些问题方面做了大量工作,如为了克服 Gorden-Haus 效应,用了滑频滤波器;为了降低功率,用了色散补偿。这些问题解决使一些人认为光孤子系统又可以实用了。

总之光孤子通信研究非常有意义,在国际上不断有光孤子通信研究的成果报道,是值得注意的研究方向。

2. 单模光纤中的光孤子

在反常色散区 $\beta < 0$, $D > 0$, $dv_g/d\omega > 0$, 即在此区域频率高、波长短的光波群速度大, 反之群速度小, 这就是群(速度)色散, 它引起脉冲前沿蓝移和后沿红移(由于频率高, 群速度大, 因而高频成分向前沿集中, 前沿频率升高, 这就是前沿蓝移。并不是波长移到蓝色, 只是形象地说明光频率升高。同样, 后沿的红移只是指光频率降低, 也不是移到红色。), 这些内容已在光纤色散一节讲过。

若光纤中存在 SPM 非线性, 即存在非线性折射率

$$n(\omega, |E|^2) = n(\omega) + n_2 |E|^2 \quad (7.60)$$

不同强度的脉冲分量将引起不同的介质折射率, 相速度也随之变化, 在传输中产生不同的相移, 即 SPM(信号自身的振幅调制通过非线性折射率的作用转换为相位调制)。SPM 可以使脉冲载波的前沿红移, 后沿蓝移, 正好与反常色散区的色散效应相反, 即补偿了色散引起的脉冲增宽。

光孤子传输是一种理想的传输状态, 原则上传输的脉冲信号振幅和波形可以无畸变地沿光纤传输, 即克服了衰减和色散两方面影响的理想情况。实际上光纤衰减总是存在的, 只能近似地实现光孤子传输。相关问题将在下面讨论。

(1) 光孤子传输方程及其解

可以证明在单模光纤中(假定光纤为无损耗非线性介质)脉冲包络的非线性传输方程可化为无量纲非线性薛定谔(Schrödinger)方程

$$i \frac{\partial u}{\partial \xi} + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 u}{\partial \tau^2} + |u|^2 u = 0 \quad (7.61)$$

其中

$$\xi = \frac{z}{L_D} = \frac{|\beta|z}{T_0^2} = \frac{\pi}{2} \frac{z}{z_0} \text{ 为归一化空间坐标;}$$

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta|} \text{ 为色散作用距离;}$$

$$z_0 = \frac{\pi}{2} \frac{T_0^2}{|\beta|} \text{ 为孤子周期;}$$

$$\tau = \frac{T}{T_0} = \frac{1}{T_0} \left(t - \frac{z}{v_g} \right), \text{ 为归一化时间, } T_0 \text{ 为脉冲包络 } 1/e \text{ 幅度的半宽度;}$$

$u = u(\xi, \tau)$ 为归一化电场包络。

方程中第二项为色散项, 第三项为非线性项。该方程存在无穷多解, 其中最简单的稳定解为一阶孤子解, 其表达式为

$$u(\xi, \tau) = \text{sech}(\tau) \exp(i\xi/2) \quad (7.62)$$

若将指数因子 $\exp(i\xi/2)$ 归并到载波部分, 则包络即为

$$\text{sech}(\tau) = \text{sech}[(t - z/v_g)/T_0] \quad (7.63)$$

这是双曲正割形脉冲,也是光孤子脉冲的标准形状,其脉宽为 T_0 ,并以群速度 v_g 沿 z 方向运动,在运动中保持脉冲形状不变,形成光孤子。

假定光纤的输入脉冲为

$$V(z = 0, t) = A \operatorname{sech}(t/T_0) \tag{7.64}$$

式中,系数 A 为脉冲的振幅,对应光功率。当 $A=1$ 时相当于光功率为

$$P_1 = \frac{\lambda_0 A_{eff}}{4n_2 z_0} \sim \frac{D}{T_0^2} \tag{7.65}$$

用上述输入脉冲作为初条件可数值求解方程,得到以下结论:

1) 当输入光强很低时($A \ll 1$),脉冲在时域展宽。这是由于光强低,非线性效应低,不能抵消色散的影响,因而色散仍起作用,使脉冲变宽。

2) $A=1$ (为基本孤子,又称作一阶孤子),此时非线性效应和色散效应正好抵消,在无耗情况下,脉冲在传输过程中波形不变,即形成光孤子。

3) $A > 1$ 时会出现复杂情况。这时非线性效应大于色散效应,因而开始时脉冲变窄,窄到一定程度就开始分裂,在到达 z_0 距离时复原,因而称 z_0 为孤子周期。

图 7.32 示出了脉冲强度对传输特性的影响^[12]。其中图 7.32(a)表示了锁模激光器送入光纤的脉冲自相关曲线,此时脉宽为 17 ps,图 7.32(b)为该脉冲线性传输情况(脉冲功率较小, $A < 1$)下脉冲的增宽,脉宽为 20 ps,图 7.32(c)为高阶孤子传输的情况(即 $A > 1$ 的情况),脉宽压缩到 7.6 ps。

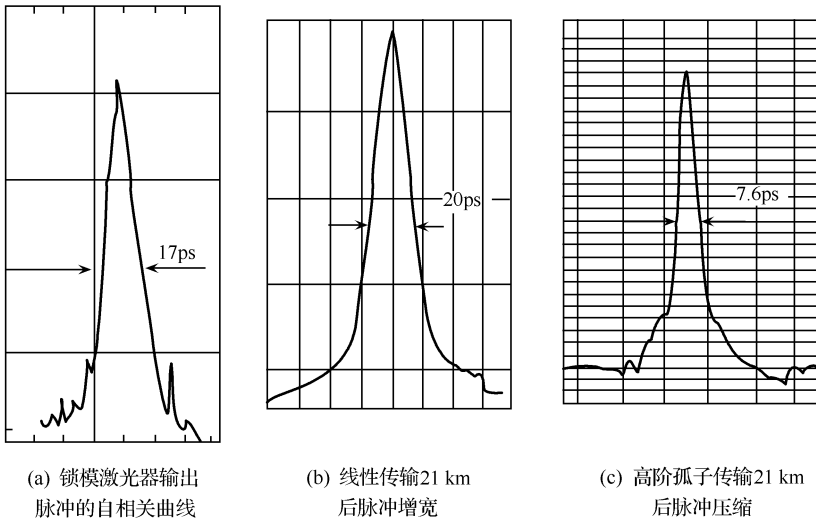


图 7.32 线性脉冲传输和高阶孤子传输的比较

高阶孤子对应的 A 不一定是正整数,以下讨论中就有 A 不是正整数的情况。

从(7.65)式中可以看出: A_{eff} 越大所需功率越大,这是可以理解的,因为非线

性是功率密度有关的, A_{eff} 越小, 功率密度越大, 非线性效应越大, 这就可以用较小的功率实现光孤子传输; D 越大需要 P_1 越大, 因为色散越严重, 需要更大的非线性来补偿; T_0 越小(脉宽越窄), 所需 P_1 越大, 这是因为窄脉冲的频谱成分比较丰富, 色散也变得严重, 需要更大的非线性补偿。

(2) 光孤子传输技术中几个问题的讨论

1) 光纤损耗的补偿。严格说, 为了在光纤中形成光孤子, 在光纤沿线传输的光功率必须始终保持为 P_1 。但由于光纤中存在损耗, 因此必须使用光放大器补偿光纤的损耗, 使光纤中一阶孤子存在的条件成立。

理想情况下, 应采用均匀分布式光放大器使光纤中单位长度的增益等于损耗, 使传输功率等于 P_1 。早期在光孤子系统中采用的拉曼放大器就是一种分布式光放大器。有关拉曼放大器(FRA)的问题已在第6章中有关光放大器的一节中做了讨论。实际上, FRA 虽然是分布式光放大器, 但是不可能分布式进行泵浦, 也不可能沿光纤沿线分布式均匀补充能量。即使使用 FRA, 由于集中提供泵浦功率, 光纤沿线的增益也不是均匀的, 也不可能沿光纤线路完全抵消损耗。

由于 FRA 的泵浦效率比较低, 要求泵浦功率比较大, 早期还没有大功率半导体激光器能够实现有效的泵浦, 因此多采用色心激光器或固体激光器作为泵浦光源。它们体积大, 成本高, 不易实用化。在 EDFA 光放大器出现后, 人们想到用 EDFA 补偿传输能量的损耗。EDFA 可以做成分布式放大器, 但整个传输光纤都需要掺饵, 成本较高, 而且同样不能进行分布式泵浦, 仍然实现不了沿光纤增益均匀。因此实际的光孤子系统还是用集总式 EDFA 补充能量, 并提出动态光孤子的概念。

动态光孤子是一种近似的光孤子传输, 其中光孤子脉冲被周期地放大。初始输入光脉冲功率对应的 $A > 1$, (例如 $A = 1.4$, 称为预加重), 则初始非线性效应大于色散效应, 脉冲被压缩。但由于光纤的衰减光功率下降, A 也下降。当 A 下降到小于 1 时色散效应大于非线性效应, 脉冲又增宽。当脉冲宽度恢复到初始大小时在线路上加一 EDFA, 使振幅 A 回到 1.4。这样振幅周期地变化, 脉宽也周期地变化, 但在传输过程中脉宽变化不大, 都接近归一化值 1。此种情况可以从图 7.33 中看出。若初始时 $A = 1$, 则由于光纤的损耗, 功率下降。如果在传输一段距离后加一集总式 EDFA, 则整个传输过程中, $A \leq 1$, 脉宽

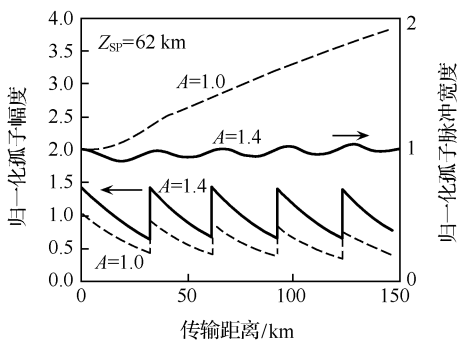


图 7.33 集中泵浦的光孤子(动态孤子)传输系统中光信号脉冲归一化幅度和宽度沿光纤变化情况

始终增加,不能维持光孤子传输。

图 7.34 示出了动态孤子在传输过程中啁啾变化情况。

由于已经研制成功可用于 FRA 泵浦源的半导体激光器,实用化的分布式

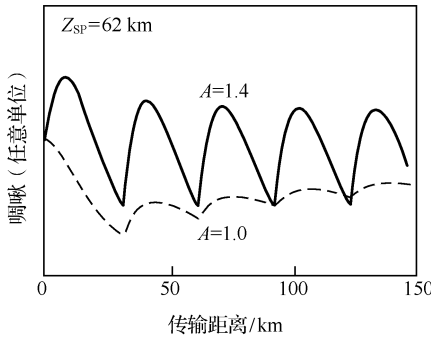


图 7.34 动态孤子在传输过程中啁啾变化情况

FRA 的研究又提到议事日程上,并已逐步实用化。光孤子能量补充方案的最终确定将取决于两种方案(集中放大或分布式放大)的竞争结果,一种趋势是集中式 EDFA 和分布式 FRA 联合使用,可能效果更好。

2) 色散系数 D 的影响。在早期研究中光孤子系统都是单信道的,没有四波混频引起的信道串扰,因此常常采用 DSF 光纤使 D 尽可能小。由于 D 的减小有许多好处:

- ① 增加了 z_0 , 因此可增大光放大器间隔;
- ② 降低了 P_1 , 可用较小的光功率实现光孤子传输,使光源和光放大器容易实现,有利于降低成本;
- ③ 降低了相邻脉冲之间的相互作用,有利于提高传输比特率。

但是为了提高传输容量 WDM 技术得到了广泛的应用,WDM 光孤子系统也得到了发展。而当 $D \cong 0$ 时,由于满足相位匹配条件,FWM 的影响大大增加,造成了信道间串扰的增加。为了避免这一问题的产生,与线性系统一样光孤子传输系统也可以采用色散管理系统。根据理论分析,该系统可用 NZ-DSF 光纤,(色散系数 D 正负相间排列,相互补偿色散,而 D 的绝对值都比较小,又不等于零)所需功率可以比较小,达到了和 DSF 同样的效果。

3) Gordon-Haus 效应^[13] 及其限制的突破。由于系统中使用了 EDFA,其 ASE 噪声将作为加性噪声影响信号的接收。另一方面,由于 ASE 噪声的随机性造成脉冲到达时间的抖动,使误比特率(BER)增加,这就是 Gordon-Haus 效应。

理论分析证明脉冲到达时间的起伏为高斯分布,其方差为

$$\sigma^2 = 4 \cdot 138 n_{sp} F(G) \frac{\alpha_{oss}}{A_{eff}} \frac{D}{\tau} Z^3 \tag{7.66}$$

其中, Z 为传输距离,单位为 km, α_{oss} 为损耗系数,单位为 km^{-1} , D 为色散系数,单位为 $\text{ps}/\text{km}/\text{nm}$, τ 为信号脉冲宽度,单位为 ps, A_{eff} 为光纤的有效截面积,单位为 μm^2 , G 和 n_{sp} 分别为放大器的增益和过量自发辐射因子, $F(G) = [G - 1]^2 / G(\ln G)^2$

例如, $\tau=50$ ps, $D=1$ ps/km/nm, $A_{eff}=35 \mu\text{m}^2$, $\alpha_{oss}=0.25$ dB/km(0.0576 /

km), $F=1.24$ (放大器间距=28 km), $n_{sp}=1.5$, 则 $Z=9\ 000$ km 时得

$$\sigma = 13.6 \text{ ps}$$

这样大的时间抖动可能引起较大的误码。从(7.66)式可知 $\sigma \propto Z^{3/2}$, 即传输距离越长, 抖动越大。由此可知 Gordon-Haus 效应限制了传输距离。理论分析可知, 由此限制决定的极限传输距离为 10 000 km 左右。由于 Gordon-Haus 效应, 光孤子不能无限制地传输。由于地球上最长传输距离可能超过 10 000 km(例如“FLAG”系统为 26 000 km, “Africa One”系统为 40 000 km), 所以这一限制不突破, 光孤子在长距离传输中的优势就不再存在。

为了突破这一限制, 人们提出了频域滤波和时域滤波两种技术, 结果是有效的, 但仍有许多问题需要研究, 这里不做详细讨论, 有兴趣的读者可参看参考文献[4]。

4) 光孤子源问题。

光孤子源是一种特殊的超短光脉冲源。有几种产生超短光脉冲的方法:

① GS-DFB+滤波的方法。增益开关(GS)的原理是利用半导体激光器(LD)的张弛振荡现象, 再加上高速电控开关产生超短光脉冲, 其原理框图如图 7.35 所示。图中 DFB LD 用高频大幅度正弦波调制, 其阈值处于正弦波的顶部。当正弦波信号上升沿超过阈值后 LD 形成张弛振荡, 在信号顶部产生逐渐衰减的脉冲串。在第 5 章讨论半导体激光器的问题时对此做过介绍, 张弛振荡的波形如图 5.19 所示。调整正弦信号的偏置使张弛振荡的第一个峰下降但第二个峰未起来的时候使正弦信号电流降到 LD 的阈值以下, 则激光器被关闭, 并输出一个与张弛振荡第一个峰的宽度相当的窄光脉冲。若以很高频率的正弦电流调制 LD, 则可产生高重复频率的超短光脉冲。

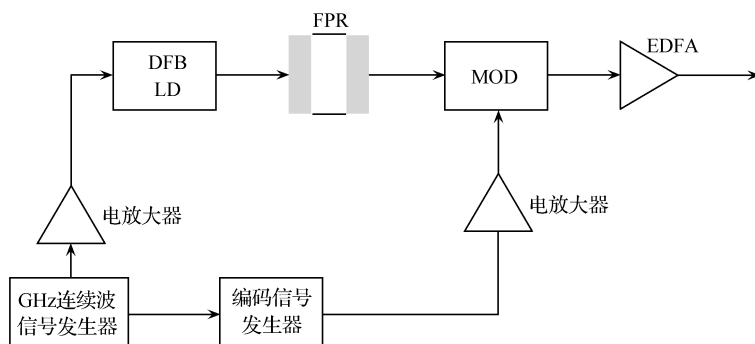


图 7.35 GS-DFB 光孤子源

DFB LD: DFB 激光器; FPR: 法布里-泊罗谐振腔; MOD: 调制器; EDFA: 掺铒光纤放大器

LD 的有源区的折射率随载流子浓度(也即随注入电流)的变化而变化, 而折射率的变化又引起 LD 激射频率的变化。因为 GS-DFB 是大幅度调制, 其调制电

流变化很大,因而输出光脉冲带有很大的啁啾(频率调制),在脉冲的主要部分具有近线性负啁啾。啁啾导致信号谱线加宽。这儿脉宽用 $\Delta\tau$ 表示。当 $\Delta\tau$ 相同的情况下,无啁啾的光脉冲具有最窄的谱宽,其脉宽谱宽积 $\Delta\tau\Delta\nu$ 最小,称作变换极限。无啁啾的高斯脉冲和双曲正割脉冲的 $\Delta\tau\Delta\nu$ 分别为0.4416和0.315。由于啁啾使 $\Delta\tau\Delta\nu$ 上升,而且 $\Delta\tau\Delta\nu$ 越大啁啾越严重,因此我们可以用此数值判断脉冲的啁啾大小。当光脉冲的 $\Delta\tau\Delta\nu$ 接近变换极限时称作近变换极限脉冲。

在色散不为零的光纤中传输时,带有啁啾的光脉冲将有严重的分散(即色散现象),不利于光孤子的形成。因此为了形成光孤子脉冲必须消啁啾。消啁啾的方法主要有两种:

滤波方法(如用FP腔滤波器),即将多余的频谱滤掉一部分。很有意思的是对于符合变换极限的脉冲,按富氏变换的规律,频谱变窄,脉冲变宽。但这儿的脉冲不是正弦填充的脉冲,而是调频信号填充的脉冲,即填充信号的瞬时频率是变化的,而且脉冲两边的瞬时频率在频谱的两边。因而当滤波器的中心频率对准信号频率的中心时,滤掉的频谱成分正好在脉冲两边,因而滤波后脉冲变窄了。

对于双曲正割形变换极限光孤子脉冲的脉宽谱宽积

$$\Delta\tau\Delta\nu \cong 0.315 \quad (7.67)$$

GS-DFB产生的脉冲的脉宽谱宽积可达1左右。经过滤波,脉宽和谱宽都下降,可接近0.315,即接近变换极限。

另一方法是用DCF光纤消啁啾。GS-DFB光源的输出脉冲是负啁啾,即对于时域脉冲开始瞬时频率高,结束瞬时频率低,或者说,高频在脉冲前沿,低频在脉冲后沿。而DCF光纤的 $\beta > 0$ 或者说 $dv_g/d\omega < 0$,即高频走得慢,低频走得快。这样后沿将追赶前沿使脉冲变窄,实现脉冲压缩。

② 光纤环孤子激光器。这是当前比较好的一种光孤子源方案,其结构与特性可参看参考文献[4]。

关于光纤FP孤子激光器、DFB+EA光孤子源和锁模外腔激光器(ML-ECL)等激光器的介绍,读者可参阅上述著作及其所引文献。

7.3 光纤通信系统技术的一些新进展

7.3.1 前言

20世纪90年代,波分复用(wavelength division multiplexing, WDM)和掺铒光纤放大器(erbium doped fiber amplifier, EDFA)技术的成熟使得光纤通信技术

迅速发展,光纤通信系统成为长途大容量骨干网络的必然选择。WDM 和 EDFA 全光放大技术使得一根光纤中能够传输多个波长信道,可以更有效地利用光纤的巨大带宽,大大地增加系统的容量。同时光纤传输还具有抗干扰能力强、光缆体积小、重量轻(施工方便)和安全性能好等优点,使得光纤通信在不到 20 年左右的时间高速发展,成为当今信息技术的中坚力量。

随着社会的高速发展,人们对通信业务的要求越来越高。过去传统的电信业务以语音传输为主,对通信带宽的要求并不大。随着信息化的深入,数据业务渐渐超过语音业务成为通信业务的主体,宽带接入等服务迅速渗透进社会生活的各个方面,对通信系统传输容量的要求不断增加。同时视频业务的不断发展,语音、数据和视频业务的不断融合也成为网络传输的主要发展方向。所有这些上层的应用和新的服务最终要由物理层的光纤传输来完成,甚至无线网络中到达基站后的传输也是在光域中进行的。因此,数据业务、宽带接入的发展对核心网络的承载能力提出了更高的要求^[14]。目前已经铺设的商用光纤通信系统大多采用 10 Gbit/s 的传输速率,调制格式是二进制开关键控(on-off keying,OOK),已经不能满足未来社会发展的需要。采用 40 Gbit/s 的光纤通信系统已经提上日程, $N \times 40$ Gbit/s 和 $N \times 100$ Gbit/s WDM 技术将成为下一代光传输系统的主体技术^[15]。

当光纤传输系统往大容量($N \times 100$ Gbit/s)、长距离($>3\ 000$ km)的方向发展时,面临更严重的传输损伤。关键的技术难题有光信噪比(optical signal-to-noise ratio,OSNR)、色度色散(chromatic dispersion,CD)和色散斜率补偿、偏振模色散(polarization mode dispersion,PMD)、非线性效应等问题。目前该领域的研究热点主要集中在新型调制码型的应用、偏振复用传输、全光信号处理和相干接收技术等方面。这些技术的发展,能有效地提高 WDM 系统的性能并降低系统成本,对光纤通信的发展具有重大的意义。本节的内容将对高速 WDM 传输技术中的关键问题进行介绍。

7.3.2 波分复用光传输系统的发展综述

直到 20 世纪 80 年代后期,光纤通信还主要局限于单信道传输系统。然而,对于光纤约 25 THz 的带宽来说,这无疑是一种资源浪费(大量的光纤带宽未被利用)。而光纤巨大的有效带宽是采用多信道光通信系统的条件和原动力。WDM 技术的出现使得一根光纤中能够传输多个波长信道,可以更充分地利用光纤的巨大带宽,大大地增加系统的容量。EDFA 的出现则是 WDM 这种多波长系统真正走向商用化的关键,它可以提供相当于 THz 频率间隔的波长范围内多个波长的平坦增益。1987 年,英国南安普敦大学和 AT&T 贝尔实验室率先报道了 EDFA。1990 年,贝尔实验室开始了长途 WDM 的系统研究。1995 年,AT&T 安装了全球

第一套采用 EDFA 的 WDM 陆地商用系统。1996 年, AT&T 和 Alcatel 公司铺设了首次采用 EDFA 的单信道速率为 5 Gbit/s 的跨大西洋 WDM 系统。从此, WDM 光通信系统的应用及研究便在全世界范围内大规模展开。

WDM 的主要优点有

- 1) 增加光纤带宽的利用范围, 提高系统容量, 降低成本;
- 2) 对不同的光信道传输的信号速率、格式具有透明性, 可以多信道公用一个 EDFA, 因而节省了光纤和中继器, 也便于对现有系统扩容;
- 3) 提供波长选择性, 便于实现灵活、动态的波长路由全光网络。

不断向着更高速率、更多复用信道、更大容量、更长传输距离发展是 WDM 试验系统研究的方向。国际上各大通信设备公司竞相投巨额资金开发研究 WDM 试验系统, 随着现有商用系统升级扩容的需要, 单信道速率为 40 Gbit/s 乃至 100 Gbit/s 的实验系统不断被报道。目前实验室已经可以①利用偏振复用(polarization division multiplexing, PDM)技术和正交相移键控(quadrature phase-shift keying, QPSK)调制格式实现 72×100 Gbit/s 信号的 7 040 km 传输^[16]; ②利用 PDM 技术, 光正交频分复用(optical orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)调制格式实现 135×111 Gbit/s 信号的 6 248 km 传输^[17]; ③利用 PDM 技术, 归零码八电平正交幅度调制(return-to-zero 8 quadrature amplitude modulation, RZ-8QAM)格式实现 320×114 Gbit/s 信号的 580 km 传输^[18]。

100 Gbit/s WDM 技术对系统提出了更高的要求, 也面临更难解决的问题。其关键的技术难题有光信噪比(OSNR)、色度色散(CD)、偏振模色散(PMD)、非线性效应等问题, 下面分别对这几个问题进行说明。

1. 光信噪比(OSNR)

OSNR 是指光信号功率和噪声功率的比值, 一般以 0.1 nm 分辨率时的光谱测试结果衡量。接收端 OSNR 的高低直接决定着系统的误比特率(bit error rate, BER)等性能。若采用 OOK 调制信号, 100 Gbit/s 信号的光接收机中的电滤波器带宽是 10 Gbit/s 信号接收机的 10 倍, 噪声功率也就是 10 倍, 这就要求光功率增加 10 倍, 以保证电信噪比满足正常接收的要求。由于光噪声没有变, 因此 100 Gbit/s 所要求的光信噪比需要比 10 Gbit/s 高 10 dB。例如, 对于达到 $1E-9$ 的 BER 的系统, 10 Gbit/s 信号所需的 OSNR 典型值为 18 dB, 而 100 Gbit/s 信号需要 ~ 28 dB^[15]。在光纤通信系统中, 光噪声的主要来源为 EDFA 的自发辐射噪声。对于不同速率的光信号, 系统中的光噪声实际变化不大。所以从物理本质上看, OSNR 值的提高实际上是要求光信号功率的提高。对于高速率光信号, 高 OSNR 要求光信号在光纤中传输保持较高的功率值。从工程应用角度, 多是用 OSNR 值来衡量

系统的要求。

光纤通信系统中的有源器件、特别是光放大器是影响 OSNR 的关键因素。随着传输距离的增加,光信号功率不断衰减。这就需要在传输链路上周期性地放大光信号功率。在放大光信号的同时,也必然引入噪声,造成光信号 OSNR 的劣化。光放大方式的改进是保证 40 Gbit/s 传输所需要的 OSNR 的重要措施。

2. 偏振模色散(PMD)

PMD 是指光纤中相互正交的两个偏振模的传输速度不同而引起的色散。它起因于光纤不是理想轴对称而引起的双折射。一般而言,信号在传输过程中所经历的 PMD 由光纤和各个模块的 PMD 组成。差分群时延(differential group delay, DGD)容限用以衡量信号对 PMD 的容忍能力,与信号的比特率成正比关系。

在 10 Gbit/s 以下速率的光纤传输系统中,PMD 问题可以不加考虑,特别是采用质量较好的光纤的系统,PDM 影响很小。但在 40 G 或 100 Gbit/s 传输速率下,特别是要在已经铺设的高 PMD 值(质量较差的光纤)的标准单模光纤(SSMF)上实现长距离传输,PMD 就成为必须面对的问题。它是限制高速光纤通信系统传输距离以及频谱效率提高的重要因素之一。

3. 色度色散(CD)

色度色散是指由于不同频率的光在光纤中传输速度的不同而引起的色散。现在使用的光纤绝大部分是标准单模光纤(SSMF),1550 nm 处色度色散系数约为 $D = +17 \text{ ps/nm/km}$ 。色度色散一般简称为色散。

色散会使信号脉冲展宽,引起脉冲间的重叠和串扰,从而降低信号质量、增大误比特率,影响系统性能。在 40 Gbit/s 系统中,信号脉冲宽度是 10 Gbit/s 信号的 1/4,对色散的容忍能力更差。色散容限用以衡量信号对色散的容忍能力,与信号比特率的平方成反比。因此,当数据速率提高时,色散容限将会大大降低。40 Gbit/s 系统的色散容限仅是 10 Gbit/s 系统色散容限的 1/16。如 40 Gbit/s 非归零(nonreturn-to-zero, NRZ)信号的色散容限仅约为 50 ps/nm。

光信号在光纤的传输中,不同频段的色散也不同,即存在色散斜率。色散斜率是色散对波长的微分。这就要求在高速率系统中进行色散补偿的同时,还要进行色散斜率的补偿。

对采用不同调制格式的 40 Gbit/s 和 100 Gbit/s 系统而言,所需要的 OSNR, DGD 容限和 CD 容限如表 7.3 所示^[15]。

表 7.3 不同调制格式的 40 G 和 100 G 系统所需 OSNR, DGD 容限和 CD 容限

调制格式 \ 参数	100 G NRZ	100 G Duobinary	100 G (RZ-)DQPSK	100 G Pol-muxed (D)QPSK	40 G (Binary)	10 G (Binary)
所需 OSNR (BER=1E-3)	21 dB	25 dB	18 dB	16 dB	14~15 dB	8~9 dB
DGD 容限 (1 dB 代价)	~3 ps	~3 ps	~8 ps	很大(相干接收,过采样)	~10 ps	~40 ps
CD 容限 (2 dB 代价)	±8 ps/nm	±25 ps/nm	±26 ps/nm	很大(相干接收,过采样)	±50 ps/nm	±800 ... 2 000 ps/nm

4. 非线性效应

光纤中的非线性效应可分为

1) 非线性散射。受激布里渊散射(stimulated brillouin scattering, SBS)和受激拉曼散射(stimulated raman scattering, SRS)等的影响。

2) 与克尔效应相关的影响,即与折射率的变化相关的非线性效应,如自相位调制(self-phase modulation, SPM)、交叉相位调制(cross-phase modulation, XPM)、四波混频(four-wave mixing, FWM)以及信道内交叉相位调制(intrachannel cross-phase modulation, IXPM)和信道内四波混频(intrachannel four-wave mixing, IFWM)等。

SBS 和 SRS 存在阈值效应,只有在光功率高于一个较高的阈值时才会发生。SBS 效应产生的布里渊散射光的方向和信号传输方向相反,且其强度远小于入射光强度。WDM 系统中影响较大的非线性效应是 SPM、XPM、FWM 以及 IXPM、IFWM。在 10 Gbit/s 以下的 WDM 系统中, XPM 和 FWM 起着重要作用;而在 40 Gbit/s 以上的高速传输中,信道内的非线性作用占主导地位,如图 7.36 所示^[19]。

图 7.36 显示了给定频谱效率和光纤色散的条件下,对不同占空比的 OOK 调制格式占主导地位的非线性效应。应按以下的方法理解该图:对于一个给定的频谱效率值(上 x 轴),图 7.36 给出了最佳的单通道比特速率(下 x 轴)。在该速率下对于给定的非线性引起的损伤,信号的入纤功率达到最大值,即在接收端 OSNR 值达到最大。对于相同的信号失真, BER 的值最小。其次,图 7.36 给出了对于不同的光纤色散值(纵轴),限制传输性能最重要的非线性效应是什么。举例来说, 2.5 Gb/s 或 10 Gb/s 的 OOK 信号主要受 FWM、XPM 或 SPM 效应的影响。在 40 Gb/s 以及更高的速率情况下,当光纤色散值超过几个 ps/km/nm 时,信道内非线性效应是限制 OOK 信号性能的主要原因。图 7.36 顶端箭头中间的断裂表明,

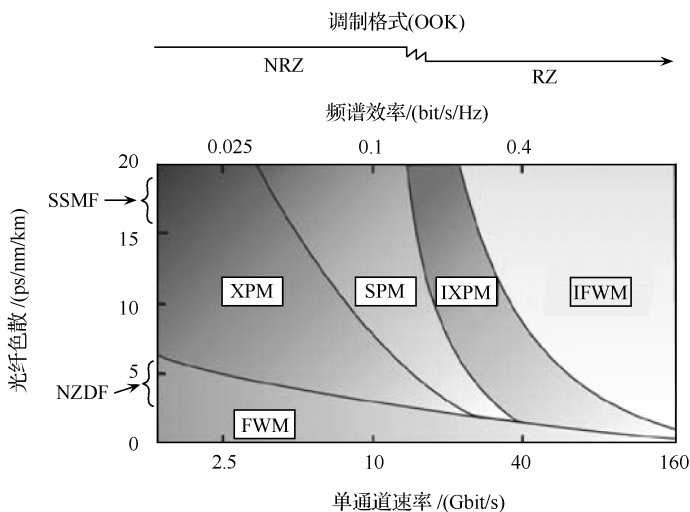


图 7.36 非线性效应随单通道速率、色散和频谱效率的变化

对于非线性传输来说,最佳调制码型在单通道速率为 10 Gb/s 左右时从 NRZ 变为 RZ(50%和 33%占空比)。

40 Gbit/s 和 100 Gbit/s 系统要求更高的 OSNR。为了延长传输距离和提高光信号的 OSNR,需要提高光信号的入纤功率。但光信号功率的提高会引起非线性效应的增强,降低系统性能。高速率传输系统中,需要采用新型调制格式,以及(或者)配置系统结构和系统参数以兼顾足够的 OSNR 和非线性效应的抑制。

7.3.3 高速率波分复用光传输系统的关键技术

40 Gbit/s 和 100 Gbit/s 高速率 WDM 传输系统对 OSNR、色度色散容限、偏振模色散容限和非线性效应等方面提出更高的要求。为了应对这些挑战,可以在传输系统中应用新型调制码型、偏振复用技术和全光信号处理等一些关键技术。下面对这些技术做一些简要介绍。

1. 新型光调制码型

为了克服和减小传输损伤对系统性能的影响,近年来人们把电域的调制技术引入光纤通信领域,发展了多种新型光调制技术。采用新型调制码型可以提高系统对色散和非线性效应等光纤损伤的抵抗力,同时支持更高的信道密度和光谱效率。采用新型的光调制格式只需要在光传输系统的发射端和接收端更换相应的设备,不需要对已有的传输线路做很大的改动,就能升级为更高速的传输系统,有利于降低系统的升级成本。高速光通信系统的线路码型或称信号调制码型的选择和

设计应考虑的主要问题有:易于从光信号中提取时钟分量,易于同步;线路码型频谱中是否含直流分量;码型的频带利用率问题;码型在传输中受色散、偏振模色散和非线性等效影响的程度;码型调制、解调设备的复杂性。

(1) 光调制技术分类

由于光传输系统中的传输速率通常受到可用的光电器件的速度的限制,所以在设计新型光调制码型的同时应充分考虑到调制技术的实现。对于选用特定码型的特定光传输系统,应采用性价比最高的调制技术。目前最常用的三种调制技术是:直接调制、电吸收调制和马赫-曾德尔调制技术。

1) 直接调制技术。直接调制是指把数据信息直接调制到激光器的驱动电流上,从而开或关激光器的输出光,这是最简单的调制方式。由于这种方式的易实现和价格低廉的优势,已被广泛应用于 2.5 Gbit/s 的速率系统,及一些 10 Gbit/s,乃至 40 Gbit/s 的系统。然而,直接调制的最大缺点是由器件产生的固有啁啾。具体表现为残余的相位调制会伴随着强度调制产生;激光器啁啾会展宽信号的光谱,加剧了在密集波分复用系统中由色散引起的信号失真,使系统性能下降。因此直接调制方式不适用于高速、长距离的 WDM 传输系统。

2) 电吸收调制技术(electro-absorption modulator, EAM)。EAM 属于外调制方式,即在激光束形成以后,在通过外调制器时加载调制信号。EAM 的基本原理是通过改变调制器上的偏压,使量子阱的吸收边界发生变化,进而改变光束的通断,实现调制。EAM 的优点有:体积小、易集成、成本较低,以及所需的驱动电压较低和较低的偏振敏感性。它的缺点有:与直接调制方式类似,会产生残余啁啾(但比直接调制产生的啁啾小);吸收特性是对波长依赖的;动态消光比较低,通常不超过 10 dB。因此,在已报道的 40 Gbit/s WDM 系统中,极少使用电吸收调制器。

3) 马赫-曾德电光调制技术(Mach-Zehnder modulator, MZM)。MZM 也是外调制方式的一种,其基本原理可参看第 4 章 4.7 节的内容。最常见的 MZM 是基于铌酸锂(LiNbO_3)的电光效应制作的,它有很好的消光比特性(通常为 20 dB),具有波长独立的调制特性,消啁啾特性。然而它的插入损耗较大,因此需要较高的驱动电压;体积较大,难与光源集成;对偏振较敏感。MZM 是目前高速长距离光传输系统中应用最广泛的调制技术,也是多种新型光调制格式产生的基础。

(2) 新型光调制码型分类

光通信系统中的信号可以表示为 $E(t) = eA\cos(\omega t + \varphi)$, 其中 $E(t)$ 表示电场矢量, e 是极化方向上的单位矢量, A 、 ω 和 φ 分别为光载波的振幅、角频率和初相位。光调制过程即是对 e 、 A 、 ω 和 φ 中的一种或者多种参量进行调制,可产生偏振位移键控(polarization shift keying, PolSK)、幅移键控(amplitude shift keying, ASK)、频移键控(frequency shift keying)、相移键控(phase shift keying, PSK)和

幅度相位联合调制等信号。对于偏振态调制码型,接收端需要复杂的动态偏振管理去克服光纤中偏振态的随机变化,因此在性价比上不具有实用性,较少受到关注。FSK 调制码型的使用也比 PSK 调制码型少,而强度调制码型和相位调制码型是当今讨论的热点,下图给出了比较重要的码型的分类^[19]。图 7.37 详细介绍了其中最常用几种码型。

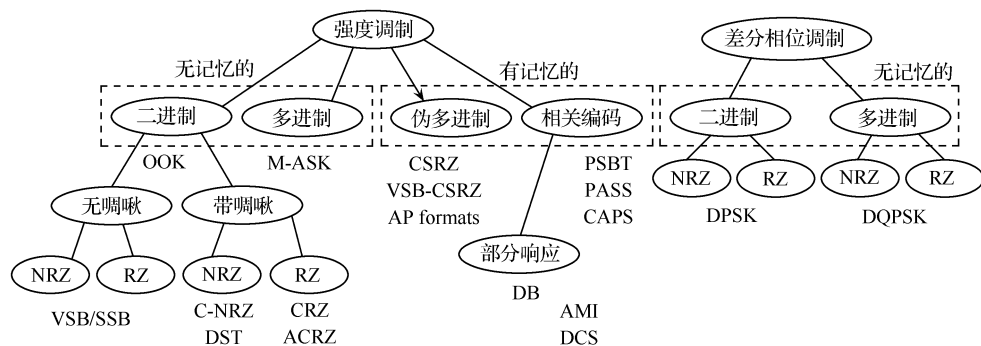


图 7.37 常见的强度调制和相位调制码型分类

- ACRZ: 交替啁啾归零码; AMI: 交替传号反转码; AP: 交替相位;
- CAPS: 振幅相位联合编码(DB 的别名) C-NRZ: 啁啾非归零码;
- CRZ: 啁啾归零码; CSRZ: 载波抑制归零码; DB: 双二进制码;
- DCS: 双二进制载波抑制码(AMI 的别名);
- DPSK: 差分相移键控; DQPSK: 四进制差分相移键控; DST: 支持色散传输码(C-NRZ 的别名);
- M-ASK: 多进制幅移键控; NRZ: 非归零码; OOK: 开关键控;
- PASS: 调幅相移信号(DB 的别名); PSBT: 相位成形二进制(DB 的别名);
- RZ: 归零码; SSB: 单边带; VSB: 残留边带。

1) 非归零开关键控码(NRZ-OOK)。NRZ-OOK 是最简单也最常用的光调制码型,常简称为 NRZ,此调制方法用无光信号代表比特“0”,有光信号代表比特“1”。当传输比特速率在 10 Gbit/s 以上时,对于中、短距离传输, NRZ 信号通常采用直接调制或 EAM 调制方式产生;对于长距离传输,则多采用无啁啾 MZM 调制方式。图 7.38 显示了理想 NRZ 信号的光谱和光强度眼图(图中插图)^[19]。NRZ 光谱由一个对应独立 NRZ 数据脉冲形状连续谱线和一个位于载波频率的强离散谱线组成,还有一些频

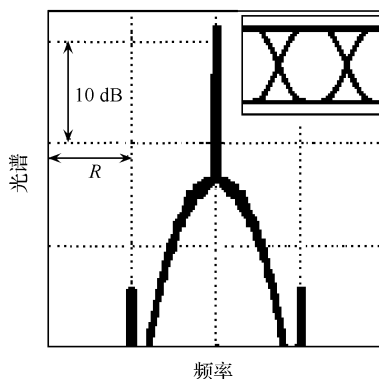


图 7.38 理想 NRZ-OOK 码型的光谱图和光强度眼图

率数倍于数据传输速率 R 的谱线,这些谱线一般比位于载波频率的谱线弱很多。

NRZ 的产生最简单,成本最低,是目前商用系统中广泛使用的码型,通常传输速率在 10 Gbit/s 以下,然而其对码间串扰很敏感,对 OSNR 的要求较高,无法满足更高频谱效率和超长距离的 WDM 系统的传输要求。因此有关采用 NRZ 码的 WDM 系统的研究仅集中在 2001~2002 年。随着光电子技术的快速发展,使得较为复杂的新型光调制码型的产生成为可能。将新型光调制码型应用到 WDM 传输中能够提高信号对系统损伤的抵抗力,因此相继出现的一些码型成为近年来研究的热点。

2) 归零关键控码(RZ-OOK)。与 NRZ 脉冲不同,RZ 码在每个比特时隙光强度都会归为零,即不会出现连续几个比特时隙的恒定光强度,NRZ 则可能出现这种情况。RZ-OOK 产生方法有两种:可以采用先在电域内产生 RZ 波形再调制到光载波上来实现,此种方法多用于低传输速率系统(最高到 10 Gbit/s 速率);

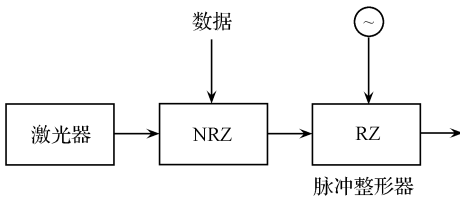


图 7.39 高速率 RZ 发射机典型结构

当传输速率较高时(40 Gbit/s 速率以上)则需采用两级调制的方法,如图 7.39 所示,先将数据用一个 NRZ 外调制器调制到激光器发出的光波上,再用一个额外的调制器进行第二级调制将 NRZ 信号

整形形成 RZ 信号,这个调制器被称为脉冲整形器,一般采用 MZM 实现。通过调整 MZM 的偏置电压和驱动电压,可以得到占空比为 33%、50%和 67%的 RZ 码型。

理想的 33%和 50%的 RZ 码型的光谱图和光强度眼图如图 7.40 所示^[18]。与图 7.38 相比,可以看出由于 RZ 时域脉冲比 NRZ 窄,因此光域频谱则比 NRZ 宽。占空比为 67%时,即为 CSRZ 码。

RZ 码是最早出现的新型光调制码型之一,它比 NRZ 码的发射端结构复杂些,但是它对由发射机和接收机硬件的带宽限制和频率响应的误差而引起的码间串扰比 NRZ 具有较好的容忍性,对光纤传输中的非线性传输损伤和 PMD 的容忍性也较好。因此 RZ 码近年来受到较高的重视。对 RZ-OOK 码的 WDM 传输研究仍集中在 2002 年前,因为它的性能局限于 OOK 的调制方式。RZ 更多的被用于和相关编解码型、相位调制码型组合使用,例如 RZ-DPSK,RZ-DQPSK 等。

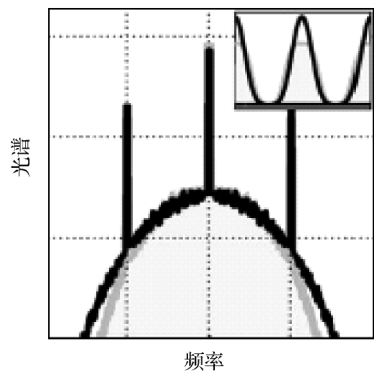


图 7.40 理想 RZ 码型的光谱图和光强度眼图

(黑色为 33%RZ,灰色为 50%RZ;横坐标和纵坐标的分辨率同图 7.38)

3) 载波抑制归零码(carrier-suppressed return-to-zero, CSRZ)。ACSRZ 是一种准多电平调制码型,特点是在每相邻比特间光相位都进行翻转,完全独立于信号所携带的数据信息内容。CSRZ 可通过脉冲整形调制产生。由于 CSRZ 有零均值的光域包络,所以在光中心频率处载波消失,这也是 CSRZ 名称的由来。又由于 CSRZ 的光相位是以二分之一数据速率而周期变化的,因此 CSRZ 光谱在 $\pm R/2$ 处有谱线。以上所说特点可清楚地见图 7.41 中看到^[19]。

CSRZ 码通过改变相邻比特的相位,可以抑制载波信号以及信道内的四波混频(IF-WM)效应,因此可以用于高频谱效率(如 0.8 b/s/Hz)的系统。采用 CSRZ 码的 WDM 传输研究集中在 2003 年前。由于它的频谱较宽,因此要实现高频谱效率的传输需要结合窄带滤波技术。

4) 相关编码。相关编码与 CSRZ 类似,均引入了相位的变化;与 CSRZ 不同的是,这种相位的变化依赖于信号携带的数据信息,这种关联性使之称为相关编码。最常见的相关编码是双二进制码(duobinary, DB)和传号交替反转码(alternate-mark inversion, AMI)。在光 DB 编码格式中,当连续的两个比特“1”中有奇数比特“0”时相位会发生反转;而对于 AMI 调制格式,遇到比特“1”即发生相位反转,与两个比特“1”中的比特“0”的个数无关。图 7.42 为这两种相关码型的光谱图和光强度眼图。^[19]

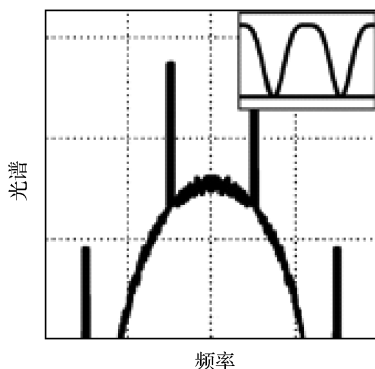


图 7.41 理想 67%CSRZ-OOK 码型的光谱图和光强度眼图
(横坐标和纵坐标的分辨率同图 7.38)

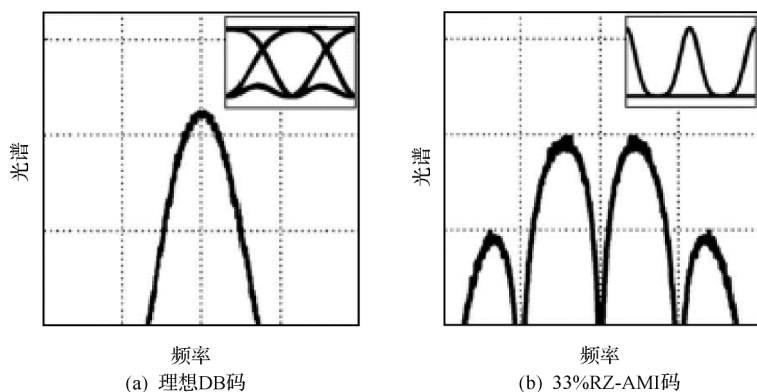


图 7.42 两种相关码型的光谱图和光强度眼图

(横坐标和纵坐标的分辨率同图 7.38)

可通过先将信号进行差分预编码,再通过一个电低通滤波器转换为三元电信号,接着用这个电信号去驱动 MZM 来产生 DB;或在光域实现:将一个值为 $\{-1, +1\}$ 的二进制信号,也就是相移键控信号,通过一个窄带光滤波器也可以产生 DB。AMI 的产生和 DB 类似,唯一不同的是采用电高通滤波器来代替 DB 中的电低通滤波器。DB 和 AMI 之间可相互转换;如果 DB 信号经过一个 CSRZ 脉冲整形器,CSRZ 信号每比特相位反转的特性可以将 DB 编码格式转换成 AMI。

DB 频谱较窄,对色散的容忍度较高,是最适于高频谱效率系统的码型之一。然而,对于单信道速率 40 Gbit/s, DB 码的非线性传输特性和同样占空比的 OOK 信号类似;对于 10 Gbit/s, WDM 系统中的 XPM 效应将迅速劣化 DB 码中的附加相位调制,使得系统的色散容限降低到和普通 OOK 信号相近的水平^[19]。因此,采用 DB 码的太比特级的长距离传输系统数量有限。对于 40 Gbit/s 系统, RZ-AMI 被证实是 OOK 码型中性能最优的,然而相比相位编码则无明显优势^[19]。

5) 差分相移键控(DPSK)。DPSK 是通过相邻比特间的相位变化来调制数据信息;当数据信息为“1”时,相邻比特间相位变化为 π ,当数据信息为“0”时,相邻比特间相位没有变化。与 OOK 类似,DPSK 的脉冲形状也可为 RZ 或 NRZ。

DPSK 的产生如图 7.43 所示^[19],数据信息先经过差分预编码,然后驱动外调制器对激光器输出光的相位进行调制,从而得到 DPSK 信号,如果再经过一个脉冲整形器,可进而得到 RZ-DPSK。其中相位调制可通过采用简单的直接相位调制(phase modulator, PM)或 MZM 来实现。PM 产生恒定的光强度,而相位转换速度受限,易产生相位失真。MZM 能产生精确的 π 相位跳变,然而代价就是同时产生光强度的下降。对于 DPSK 来说,精确的相位调制比稳定的光强度要重要,所以实际中的 DPSK 发射机多采用 MZM 作为相位调制器。

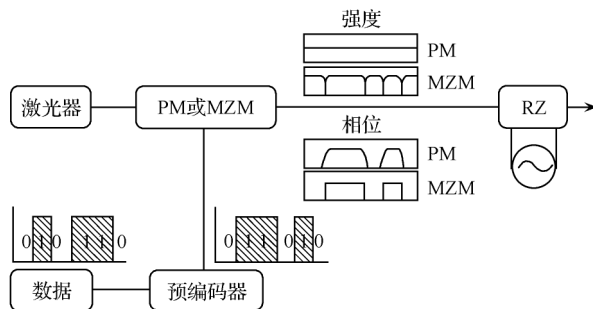


图 7.43 RZ-DPSK 发射机结构图

PM: 相位调制器;MZM: 马赫-曾德干涉仪

DPSK 与 OOK 相比,最主要的优点就在于接收机灵敏度提高了 3 dB。图 7.44 的星座图便于直观的理解这种现象。星座图是将数据信息的强度和相位分别(在 OOK 中是 +1 和 0)映射到复数域中,同时假设采用了理想的波形和最适宜的采样方法。图中 OOK 和 DPSK 均采用归一化的单位光功率。比较 OOK 和 DPSK 的星座图可以看出 DPSK 信号两个码元之间的距离是 OOK 信号的 $\sqrt{2}$ 倍,也就是说在相同平均光功率的条件下,DPSK 信号对于噪声的容忍度是 OOK 信号的 $\sqrt{2}$ 倍,即 DPSK 信号接收机的灵敏度比 OOK 信号高 3 dB。

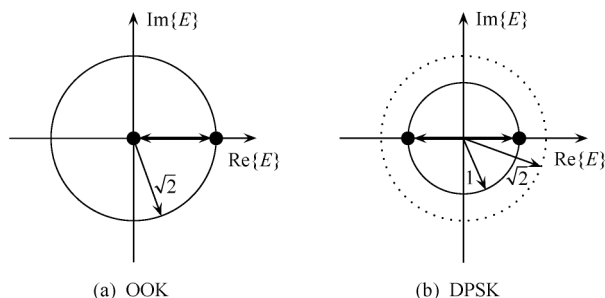


图 7.44 OOK 和 DPSK 星座图

(图中黑点代表码元在星座图上的位置)

由 MZM 调制产生的 NRZ-DPSK 和 33%RZ-DPSK 的光谱图和光强度眼图如图 7.45 所示^[19]。眼图中“0”线的消失,显示了相位调制码型的特点。NRZ-DPSK 眼图中的两个比特间的光强度低谷是由前面所说的 MZM 的调制特性导致的。

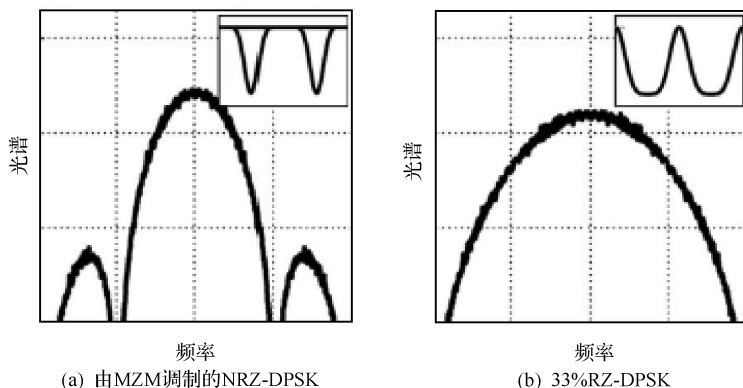


图 7.45 两种 DPSK 码型的光谱图和光强度眼图

(横坐标和纵坐标的分辨率同图 7.38)

以 DPSK 码为代表的相位调制技术近来受到了广泛的重视。我们可以把各种相位调制码型与 CSRZ、DB、AMI 等附加相位变化的强度调制码型统称为相位敏感的调制格式。在理想情况下,DPSK 信号的所有比特位的光脉冲能量都相同,对于 XPM 等非线性效应有很好的抑制作用。一般来说,频谱效率为 0.2 b/s/Hz 的 10 Gbit/s WDM 系统中,DPSK 和 OOK 性能类似。但是当频谱效率为 0.4 b/s/Hz 及以上时,DPSK 比 OOK 性能优越。OFS 公司利用 CSRZ-DPSK 实现了总容量 6.4T_{bit} 的 160 × 42.7 Gbit/s 的 DWDM 传输 3 200 km,频谱效率为 0.8 b/s/Hz^[20]。Lucent 公司实现了总容量 2.5 太比特的 64 × 42.7 Gbit/s 的 WDM 传输 4 000 km,频谱效率为 0.4 b/s/Hz^[21]。HHI 研究所实现了单信道速率 160 Gbit/s 的 RZ-DPSK 超高速传输 320 km^[22]。

DPSK 是近年来研究最多的码型,也被认为是升级现有商业系统的最佳码型。对于 DPSK 的传输技术,国际上实验室技术已经日趋成熟。采用 DPSK 的 WDM 传输系统的传输特性与传统的 OOK 系统有所不同。非线性相位噪声是相位调制码型传输系统的重要损伤之一。DPSK 系统的非线性相位噪声一直是研究的热点,有不少对其分布特性以及误码率计算的相关研究。

6) 差分正交相移键控(DQPSK)。DQPSK 是多电平码型的一种,它采用四种相位变化 {0, +π/2, -π/2, π} 来代表传输的数据信息,码元速率是比特速率的 1/2。近几年, DQPSK 在光通信领域受到广泛关注。

DQPSK 的产生需要两个 MZM。图 7.46(a)给出了 DQPSK 的典型发射端结构,图 7.46(b)给出了星座图^[19]。激光器的输出光经过一个分束器,将光分为强度相同的两条光路,每路光都采用一个 MZM 进行相位调制,其中一路光先经过一个 π/2 相移。两路光再通过一个合束器合并为一路输出,得到 DQPSK 信号。如果需要 RZ-DQPSK,只需再通过一个脉冲整形器即可。这种发射端结构只需二进制的电驱动信号,易于实现高速信号的产生。

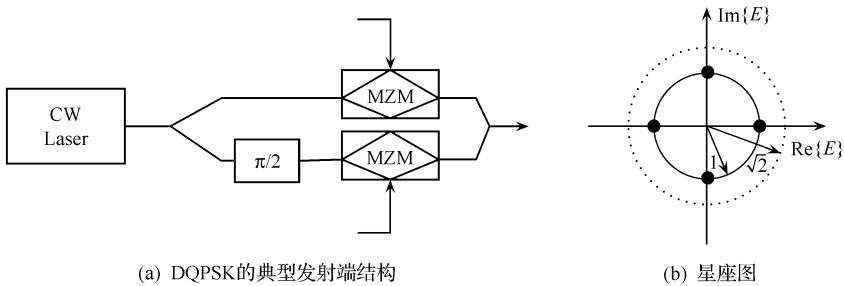


图 7.46 DQPSK 码型的产生和星座图

CW Laser: 连续波激光器; MZM: 马赫-曾德干涉仪

由 MZM 调制产生的 NRZ-DQPSK 和 50%RZ-DQPSK 的光谱图和光强度眼图如图 7.47 所示^[19]。与图 7.45 中的 DPSK 相比,发现 DQPSK 与 DPSK 的光谱形状相同,但是谱宽被压缩了一半,这是由于对于相同比特速率,DQPSK 的码元速率是比特速率的一半。

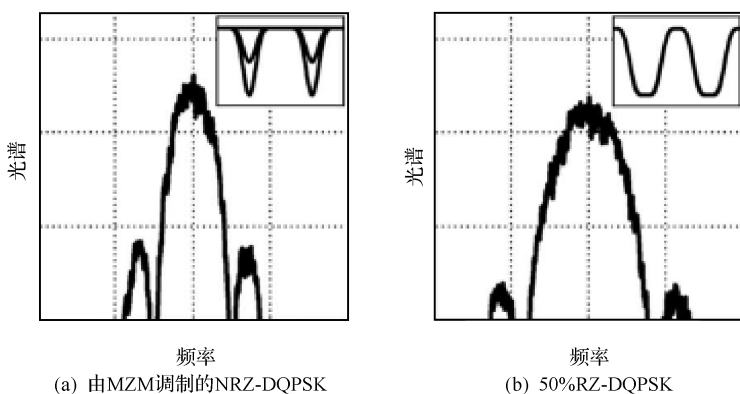


图 7.47 两种 DQPSK 码型的光谱图和光强度眼图

(横坐标和纵坐标的分辨率同图 7.38)

DQPSK 码压缩的频谱,特别适用于大容量长距离的 WDM 系统,对于色散和 PMD 也有很好的抵抗容限。Alcatel-Lucent Bell 实验室实现了容量·距离积为 $112 \text{ Pbit/s} \cdot \text{km}$ 的 $155 \times 100 \text{ Gbit/s}$ PDM-QPSK WDM 系统传输 $7\,200 \text{ km}$ ^[23]。日本东京大学利用数字相干接收机技术实现了比特速率为 640 Gbit/s 的 PDM-QPSK 传输 $1\,073 \text{ km}$ ^[24]。

7) 八进制差分相移键控(8DPSK)。八进制差分相移键控(8DPSK)是一种利用八个不同相位来表征数字信息的调制方式。图 7.48 给出了其星座图。为了实现 8DPSK 调制,主要有两种调制方式:一是并联调制方式,二是串联调制方式。并联调制方式是由一个并联的 DQPSK 调制器和一个相位调制器(PM)构成,如图 7.49 所示。

串联调制方式主要由一个 MZ 调制器和两个相位调制器构成,如图 7.50 所示。

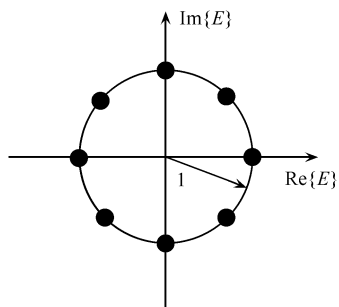


图 7.48 8DPSK 信号的星座图

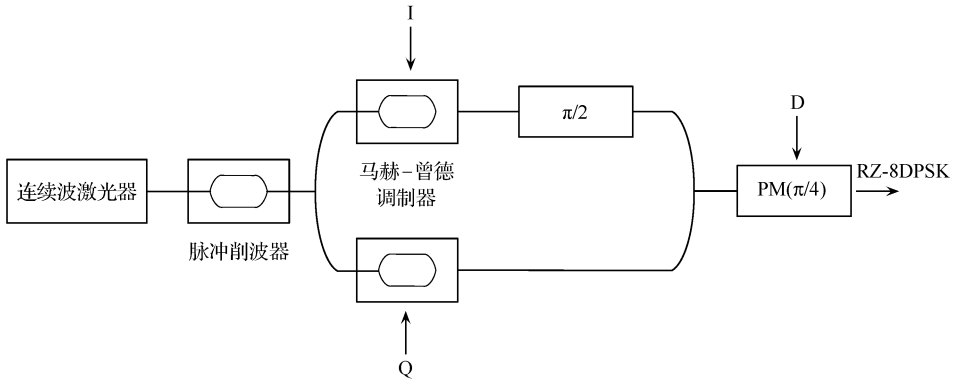


图 7.49 8DPSK 信号并联调制器

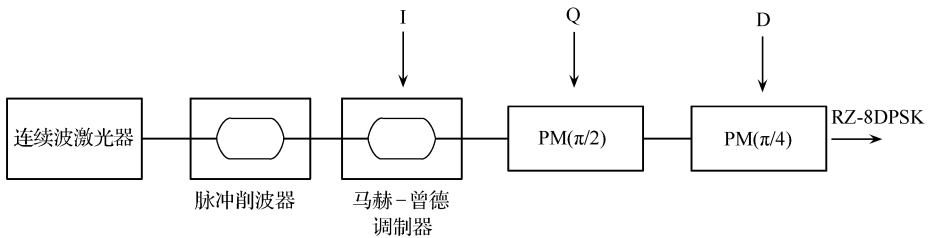


图 7.50 8DPSK 信号串联调制器

由于携带信息的光脉冲含有 8 种不同的相位,8DPSK 信号的直接检测接收机需要四个马赫-曾德延迟干涉仪来进行解调。虽然直接检测接收机的复杂度比相干接收机要小,但其接收机灵敏度较差,且无法实现有效的电均衡技术,所以如 8DPSK 这样的多进制调制格式多采用相干接收技术。

8) 二进制差分相位幅度键控(BDPASK)调制格式。二进制差分相位幅度键

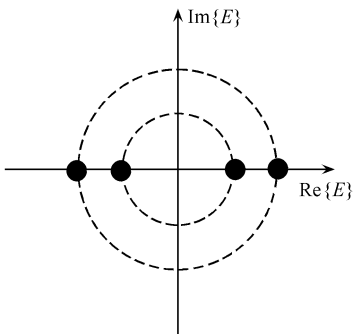


图 7.51 BDPASK 信号的星座图

控又可简称为差分相位幅度键控(DPASK),是由 Michael Ohm 等人于 2003 年提出的一种多进制调制格式^[25]。这种调制格式结合了二进制幅度调制和相位调制,其星座图如图 7.51 所示。这样每个符号可以携带 2 bit 的信息,能够将频谱效率提高一倍。2005 年 Torger Tokle 等人进行了 RZ-DPASK 信号的光时分复用实验,将 8 路 20 Gbit/s BDPASK 信号复用为 1 路 160 Gbit/s 的信号,所用的单路信号发射和接收装置框图如图 7.52 所示。在

发射端中,激光器发射出的直流光先经过一个相位调制器,输出的 DPSK 信号再送进幅度调制器中进行幅度调制。每个调制器上输入的电信号都为 10 Gbit/s,输出的光信号的数据速率为 20 Gbit/s。在接收端中,经过放大滤波之后的光信号由耦合器平分为两路,一路送入马赫-曾德延迟干涉仪中进行相位信息的解调,平衡接收机检测出光信号的相位所携带的数据信息。另一路送入单个的光电二极管中,进行幅度信息的解调和检测。

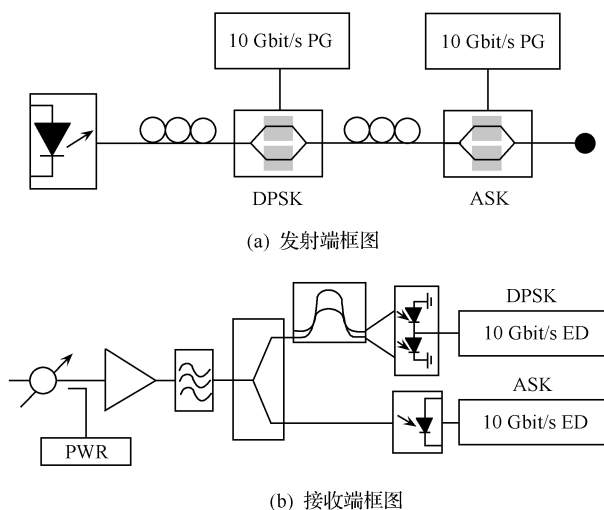


图 7.52 BDPASK 信号的系统框图

PWR: 光功率计

9) 四进制差分相位幅度键控(QDPASK)调制格式。四进制差分相位幅度键控的原理类似于 BDPASK 信号,该调制格式结合了二进制幅度调制和四进制相位调制,所以每符号携带 3 bit 信息,频谱效率较 BDPASK 信号有所提高。QDPASK 信号的星座图如图 7.53 所示。

Torger Tokle 等人于 2005 年实现了 240 Gbit/s RZ-QDPASK 信号的 50 km 传输,使用的发射和接收设备速率都为 40 Gbit/s,如图 7.54 所示^[26]。在发射端中,激光器发射出的直流光经过 RZ 脉冲调制,其输出

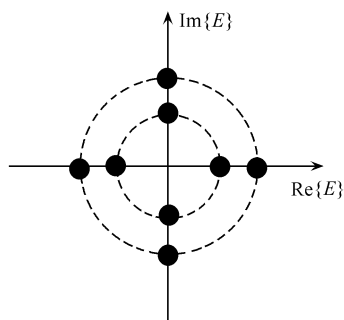


图 7.53 QDPASK 信号的星座图

脉冲依次经过两个相位调制器,得到的 DQPSK 信号再送进幅度调制器中进行幅度调制。每个调制器上输入的电信号都为 40 Gbit/s,输出的光信号的数据速率为

120 Gbit/s。在接收端中,经过放大滤波之后的光信号由耦合器平分为两路,一路送入马赫-曾德延迟干涉仪中进行相位信息的解调,由平衡接收机检测出光信号的相位所携带的数据信息。另一路送入单个的光电二极管中,进行幅度信息的解调和检测。

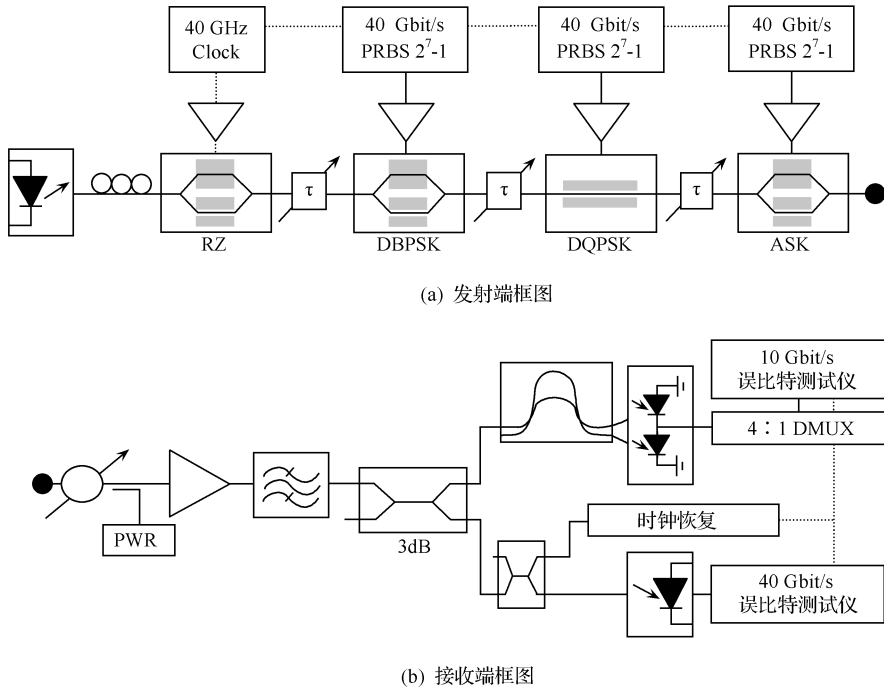


图 7.54 QDPASK 信号

PWR: 光功率计

10) 正交幅度调制(QAM)。正交幅度调制(QAM)格式是近几年研究较多的多进制调制格式。 (2^m) QAM 信号结合幅度调制和相位调制,每个符号可携带 m 比特信息,这样大大提高了频谱效率,有利于提高色度色散和偏振模色散的容忍度。缺点是对激光器的线宽要求提高,同时对链路的噪声和非线性效应如 SPM 的容忍度下降,后果是传输距离的下降,因而提高 QAM 信号的传输距离或传输容量·距离积成为当前 QAM 调制格式的研究热点。QAM 信号主要包括 8 QAM、16 QAM 和 32 QAM 等,其中 16 QAM 格式受到广泛的关注,接下来以 16 QAM 信号为例子说明 QAM 信号的收发装置。

图 7.55 为三种 16 QAM 信号的发射机。图 7.55(a) 为星形 QAM (Star QAM) 信号的发射端框图, 它可以看成一个相位调制器和一个强度调制器的组合。激光器输出的直流光首先经过 RZ 脉冲调制, 然后经过 8DPSK 的调制器, 产生的 8DPSK 信号再输入一个 MZM 中进行强度调制, 从而产生 Star 16QAM 信号。调制过程中信号的星座图变化如图中所示, 从星座图上可以清楚地看到以星形命名这种调制格式的原因。

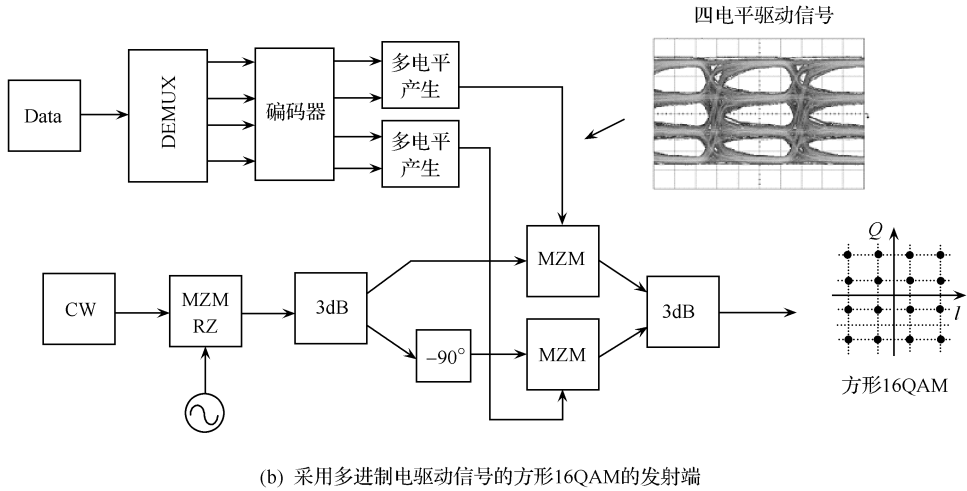
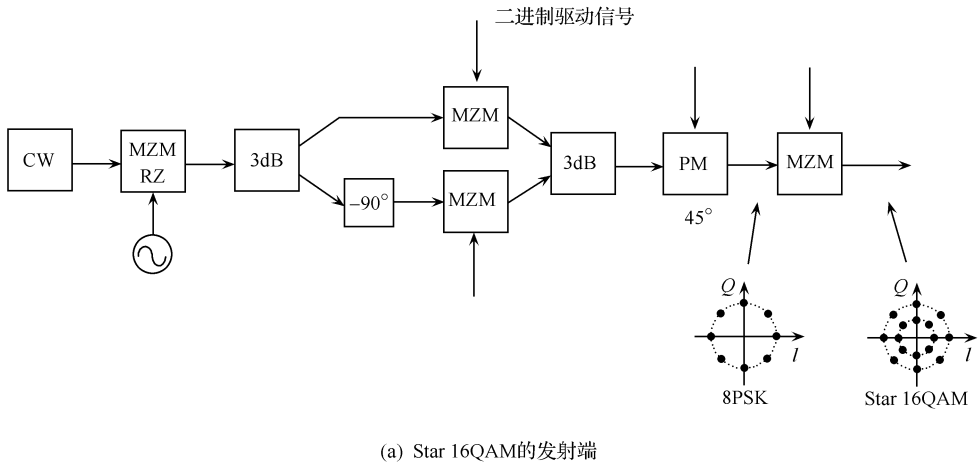
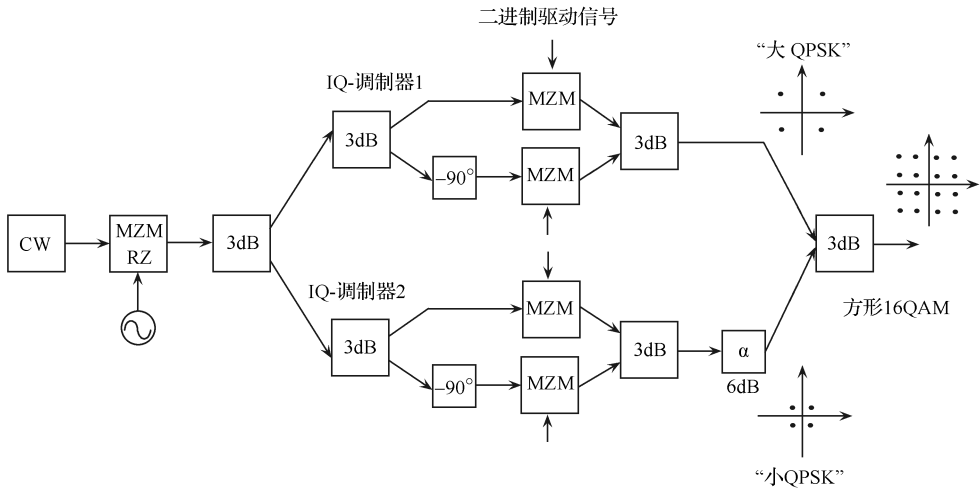


图 7.55 16QAM 信号的发射端框图

CW: 直流激光器; MZM: 马赫-曾德调制器; 3dB: 3dB 光耦合器



(c) 采用二进制电驱动信号的Square 16QAM的发射端

图 7.55 16QAM 信号的发射端框图(续)

CW: 直流激光器; MZM: 马赫-曾德调制器; 3dB: 3dB 光耦合器

图 7.55(b)为方形 16QAM 信号的发射端框图。两个 MZM 和移相器组成一个光 IQ 调制器,经过编码后的两路四进制电信号(由图中上部分产生)分别驱动两个 MZM,产生的 I 路(同相分量)和 Q 路(正交分量)光信号经过耦合器耦合输出方形 16QAM 信号。该发射机的优点的光器件较简单,缺点是需要产生多进制的电驱动信号,对电器件的速率要求较高。

图 7.55(c)是另一种方形 16QAM 信号的发射端机。它采用两个光 IQ 调制器,分别采用二进制电信号驱动 MZM 调制直流光,产生的信号经过衰减和耦合后产生方形 16QAM 信号。该发射机优点是仅需要二进制的驱动信号,缺点是光器件的结构更加复杂化。

图 7.56 为两种不同的 QAM 信号接收机。图 7.56(a)为采用直接检测技术的接收机框图。QAM 信号首先分为两路,一路直接由光电二极管检测幅度信息,另一路由 MZ 延迟干涉仪和平衡接收机检测差分相位信息。该接收机的优点是结构简单,不需要本振激光器和频率、偏振控制,对发射机的线宽要求也低。缺点是接收机灵敏度差,无法采用有效的电均衡技术来弥补信号的传输损伤。

图 7.56(b)为采用相干接收技术的接收机框图。QAM 信号与本振激光器产生的直流光一同输入 90° 混频器(Hybrid,大多数中文文献中翻译成“混频器”,但与电路中的混频器的概念不太一样)分路,所产生的光信号用平衡接收机检测,输出的电信号携有 QAM 信号的幅度、相位和偏振信息。再经过模/数转换和一系列数字信号处理模块(包括时钟恢复、均衡、相位估计等),可以解调出 QAM 信号所

携带的数据信息。该接收机的优点是具有最佳的接收机灵敏度,且能够采用数字均衡技术有效的减轻色散等带来的传输损伤。缺点是复杂度较高,需要数字信号处理模块,且对激光器的线宽要求很高。

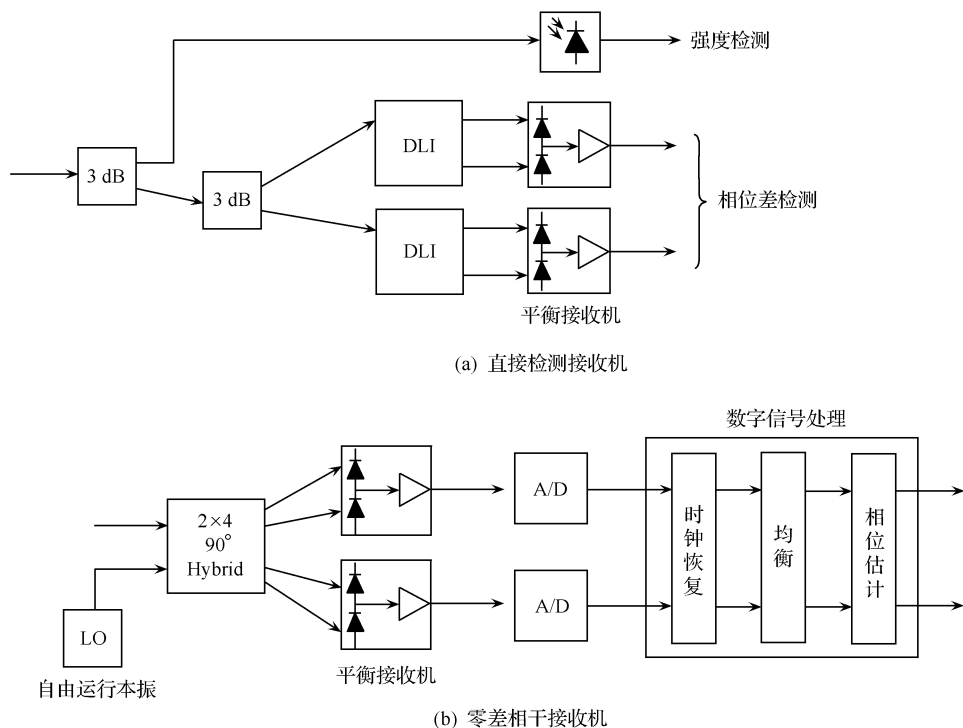


图 7.56 QAM 信号的接收端框图

DLI: 延迟干涉仪; LO: 本振激光器;
Hybrid: 90° 混频器; A/D: 模数转换模块

2. 偏振复用技术

Heidrich 等人于 1986 年首次提出了偏振复用的概念^[27], Herard 和 Evangelides 等人对偏振复用进行了理论分析^[28,29]。首个偏振复用传输实验由 Siddiqui 等人于 1991 年实现,在 1.2 km 的保偏光纤上传输了 4 Mb/s 的 ASK 信号^[30]。随后偏振复用技术大量运用于大容量 WDM 传输实验中,成为提高传输速率的重要手段。

偏振复用系统主要分两类:一类是在同一波长上传输两路偏振态正交的光信号,从而将 WDM 系统的频谱效率提高为原来的 2 倍。此类系统称为偏振复用系统(PDM)。另一类是同一波长上仍然传输一路信号,但相邻两通路的光信号的偏

振态正交。此类系统称为偏振交织复用系统,或者偏振交织系统(polarization interleaving multiplexing, PIM)。系统结构框图如图 7.57 所示。

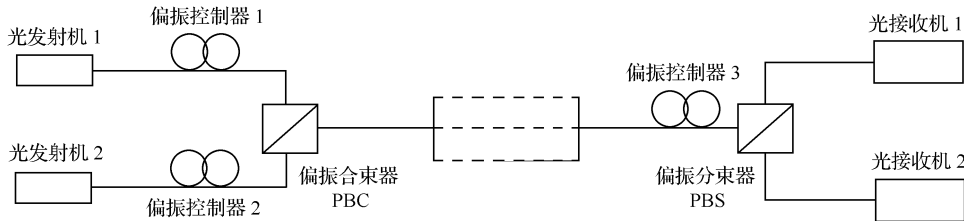


图 7.57 偏振复用系统典型结构框图

如图 7.57 所示,光发射机 1 发射第 $1, 3, \dots, 2n-1$ (n 为正整数) 路偏振态一致的光信号,光发射机 2 发射第 $2, 4, \dots, 2n$ 路偏振态一致的光信号。对于偏振复用系统,两个光发射机发射的相对应的光信号的波长一一相等。偏振控制器 1、2 分别将两个发射机发射的光信号的偏振态调整到与偏振合束器(polarization beam coupler, PBC)的两个输入端所要求的偏振态一致。输入 PBC 时,两路光信号为偏振正交的线偏振光。这样,PBC 的输出即为偏振态正交的偏振复用信号。

在接收端,偏振控制器 3 调整同一波长上的两路偏振正交的信号的偏振态,将两路光信号调整为偏振正交的线偏振光,使其偏振的方向与偏振分束器(polarization beam splitter, PBS)所要求的偏振方向一致。否则,两路信号将彼此引入串扰。PBS 输出两路信号分别送入相应的光接收机进行测试。这样,在光发射机、光接收机以及传输链路基本不变的情况下将系统的频谱效率提高到原来的 2 倍。

仅仅令两个光发射机发射的光信号的波长不再一一相等,而是相互交叉,即为偏振交织系统。相对于普通的 WDM 系统,偏振交织和偏振复用系统受 PMD 的影响更严重。对于 40 Gbit/s,偏振复用系统对 PMD 的容忍能力优于偏振交织系统。在使用频谱带宽较宽的调制格式时,这种优势更为明显^[31]。所以随着偏振复用技术研究的深入,越来越多的公司和科研机构采用偏振复用系统而不是偏振交织系统。

偏振复用系统中同一波长上复用的两路信号,以及偏振交织系统中相邻通道的信号的偏振态由于传输效应的影响而不再正交,则在接收端用 PBS 进行偏振解复用时就会相互引入串扰,该串扰造成偏振复用系统的主要损伤。造成该串扰的因素主要有两种:①偏振模色散和偏振相关损耗(polarization dependent loss, PDL);②交叉相位调制,或者在此处称为交叉偏振调制(cross polarization modulation, XPolM)。解决这两种因素造成的系统损伤,是偏振复用系统的关键技术问题。

3. 全光信号处理

随着光纤链路中信号传输速率的不断提高,对网络中交换和处理节点要求也越来越高。随着社会的发展和 WDM 传输技术的进步,光纤的传输容量可达到 Tbit/s 的量级,而传统的运用光—电—光转换技术进行处理和交换的速率远低于链路中的传输速率,因此在网络中,节点的信号处理和交换成为整个网络通信的瓶颈。为了提高整个光通信网络的传输性能,近年来全光信号处理技术得到广泛的重视。与电域中的信号处理相比,全光信号处理不仅能够提高信号的处理速度,还可以改善网络对信号速率和格式的透明度,增加网络灵活性和降低信号处理所需的功耗。

全光信号处理技术主要包括 2R(reamplification and reshaping,重放大和重整形)和 3R(reamplification, reshaping and retiming,重放大、重整形和重定时)再生、全光时钟提取、全光逻辑器件、波长转换、码型转换和组合、全光时分复用和解复用等。全光信号处理是基于自相位调制、交叉相位调制和四波混频等非线性光学原理而实现的,因而采用的器件都有着高非线性系数,如基于硅以及其他材料的高非线性光纤(high nonlinear fiber, HNLF)、基于硅和磷化铟的波导和材料、光子晶体器件、非线性玻璃波导等。在这些器件当中,关于高非线性光纤和半导体光放大器的研究较多。

4. 电均衡技术

随着光纤通信系统的发展,传统的光纤补偿(色散、PMD 和非线性)方法已经不能完全满足光纤传输损伤补偿的需求。这是因为:①传统光学补偿方法很难实现波分复用系统中每个信道的精确补偿,因而需要针对每个信道做系统残余传输损伤的补偿。②一方面光纤传输损伤有可能随着温度、应力等外界环境的变化而变化,另一方面光纤通信网络中的传输损伤可能随着光信号路由的改变而改变,因而光纤中的传输损伤需要灵活的、自适应的动态补偿。③传统的光学补偿方法使用的器件体积大、成本高,不利于系统集成和产品化。④对于不同类型的光纤传输损伤,需要有统一的补偿方法以降低系统复杂度并节约成本。

电均衡技术可以很好的解决这些问题。在光纤通信系统中应用电均衡技术补偿光纤传输损伤的概念最早在 20 世纪 90 年代初由 J. H. Winters 等人提出^[32],并在理论和实验上初步验证^[33]。电均衡技术充分利用电器件功能强、容易集成、灵活可变等优点,在电域内(包括信号调制到光上之前或者是在光信号检测之后)对信号进行处理,补偿光纤传输带来的损伤。电均衡技术主要包括前馈均衡与判决反馈均衡(feed-forward equalization/decision-feedback equalization, FFE-DFE)、最大似然序列估计(maximum likelihood sequence estimation, MLSE)和预均

衡等。

5. 光正交频分复用技术

光正交频分复用(OFDM)通信系统中,传送的比特序列在多个相互正交的子载波上并行传输。非相干光 OFDM 和相干光 OFDM 的原理图分别如图 7.58(a)和 7.58(b)所示。串行输入比特序列首先通过解复用器(DEMUX)转换为并行比特序列,而将并行比特序列调制到各自子载波上[可以通过快速傅里叶反变换(IFFT)和数字/模拟(D/A)转换实现]。非相干光 OFDM 系统中,调制后的基带电信号随后经过频谱搬移,再调制到光信号上,而光信号进一步经过光带通滤波器滤波成为光单边带(SSB)信号,进入传输链路传输。在接收端,传输后的光信号经过光/电(O/E)变换直接变为电信号,随后通过电混频重新变为基带电信号。而相干光 OFDM 系统中,发射端 D/A 转换得到的基带电信号直接调制到光上,进入传输链路传输。经过传输链路传输的信号则通过相干方式接收,重新变为基带电信号。非相干和相干光 OFDM 系统中,接收端得到的基带电信号进一步由 ADC 采样量化为数字信号,最终通过快速傅里叶变换(FFT)和电均衡,并/串转换为传输后的比特序列。在光 OFDM 系统中,色散和 PMD 对子载波的影响只是改变其相位和幅度,所以光 OFDM 中的电均衡不仅可以简单地通过乘以因子实现,而且对于色散和 PMD 的补偿效果非常好。

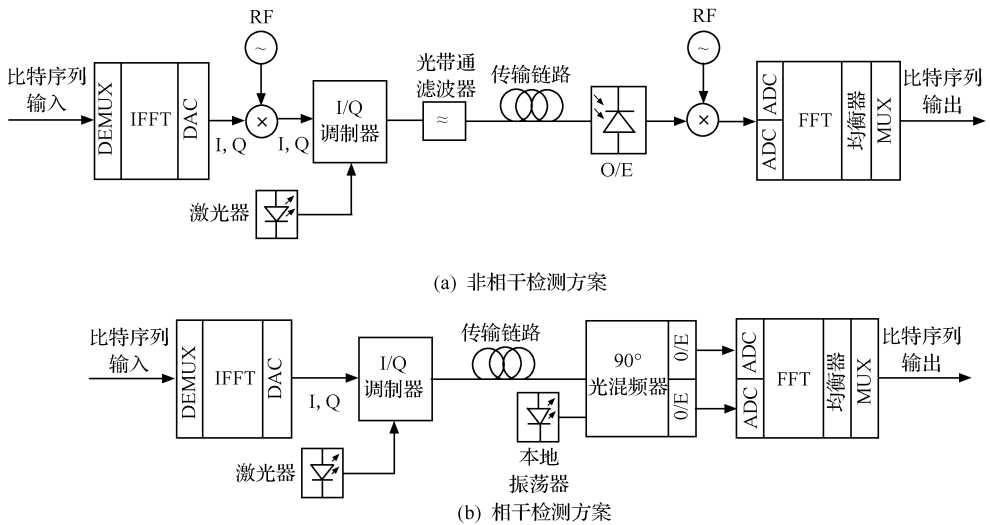


图 7.58 光正交频分复用系统框图

6. 光放大技术改进

前面已经提到,40 G 和 100 G 传输对系统的 OSNR 提出了更高的要求,低噪声放大器的应用是提高 40 Gbit/s 系统的 OSNR 的重要措施。

10 Gbit/s 系统中普遍采用 EDFA,系统的噪声主要来自于 EDFA 的放大的自发辐射(amplified spontaneous emission, ASE)噪声,并随着 EDFA 的级连而累积。

拉曼(Raman)放大器利用受激拉曼散射(SRS)效应使光功率从短波长的泵浦光转移到长波长的信号光,实现光信号功率的放大。与 EDFA 不同的是,光信号在光纤传输的过程中分布式连续放大。此外,只要泵浦波长设置合适,理论上可以放大任何波段。这就突破了 EDFA 放大带宽上的限制。最重要的是,Raman 放大器的噪声性能优于 EDFA。使用 Raman 放大器可以有效地提高光纤通信系统的 OSNR,延长传输距离。在超长距离传输系统中多使用全拉曼放大方式。

思考题与习题

- 7.1 电的 IM/DD 系统没有得到很大发展,性能良好的电通信系统基本上都是采用外差接收方式,而光传输系统正好相反。试分析其原因。
- 7.2 试比较 LD 光源的直接调制和间接调制方案的优缺点。
- 7.3 LD 发射模块中温度控制系统和功率控制系统各有哪些作用?
- 7.4 设计一个 1.55 μm 波段 LiNbO₃ 波导相位调制器,要求 $V_{\pi} < 5\text{V}$,其材料的参量如下: $n = 2.1$, $r = 30.8 \times 10^{-12} \text{ m} \cdot \text{V}^{-1}$ 。
- 7.5 图 7.10 所示 M-Z 干涉仪型强度调制器可以改造成相位调制器,只要在 M-Z 干涉仪的两臂分别施加电压。试用此改造的方案设计一个输出相位变化为 π 的相位调制器,分析如何施加电压。设两臂波导的参量与 7.4 题相同。
- 7.6 利用不同波长的量子阱 DFB LD、EA 调制器和 AWG 可以制作全波导型 DWDM 光源。试画出该光源的结构。
- 7.7 已知严格的热噪声谱密度表达式应为 $W = \frac{h\nu}{e^{\frac{h\nu}{KT}} - 1}$, $\nu \rightarrow 0$ 时, $W \rightarrow KT$, $\nu \rightarrow \infty$ 时 $W \rightarrow 0$ 。实际上 ν 既不是 0 也不是 ∞ 。试分析噪声可以看作 0 或 KT 的 ν 的界限。
- 7.8 从光纤的传输特性分析为何光纤传输系统能够抗外部噪声和干扰。
- 7.9 试证明量子噪声极限灵敏度表达式(7.30)。
- 7.10 为何 APD 存在最佳倍增系数? 利用 APD 是否可能达到量子噪声极限

灵敏度?

- 7.11 分析比较低阻、高阻和互阻前放的优缺点和适用条件。
- 7.12 设计一个互阻前放,要求带宽达到 $B=7\text{ GHz}$, $C_r=0.2\text{ pf}$,并计算其单位带宽的均方热噪声电流。
- 7.13 证明在 $G \gg 1 + R_f/R_{L_o}$ 条件下, (7.49)式成立。
- 7.14 如何理解带宽是资源? 采用什么手段可能完全开发光纤的全部带宽资源?
- 7.15 波分复用技术分 $1.3/1.55\text{ }\mu\text{m}$ 波分、粗波分和密集波分等三种方案,试比较它们的优缺点和实用范围。
- 7.16 设有一 16 信道 DWDM 系统,每个发射机输出功率均为 0 dBm ,波分复用器插入损耗为 10 dB ,EDFA 功率放大器输出功率为 17 dBm ,传输光纤长度为 160 km ,损耗系数为 0.25 dB/km ,无线路放大器,波分解复用器插入损耗为 14 dB ,每个接收机灵敏度均为 -28 dBm (比特率为 2.5 Gbit/s),系统的功率代价 2 dB ,功率裕度 4 dB ,试求光前置放大器的增益最少应多大才能保证接收机正常工作? 设 EDFA 都已进行了增益均衡。
- 7.17 一个高速 DWDM 系统用 DCF 作色散补偿,在工作波长 $\lambda_0=1.55\text{ }\mu\text{m}$ 处传输光纤(SSMF)的 $D=+17\text{ ps/km}\cdot\text{nm}$,色散斜率为 $+0.06\text{ ps}/(\text{km}\cdot\text{nm}^2)$,DCF 光纤的 $D=-100\text{ ps/km}\cdot\text{nm}$,色散斜率为 $-0.15\text{ ps}/(\text{km}\cdot\text{nm}^2)$,DCF 的长度使光脉冲传输 100 km SSMF 后在 λ_0 处正好实现完全的色散补偿试求波长 $1.53\text{ }\mu\text{m}$ 和 $1.57\text{ }\mu\text{m}$ 处光信号传输 100 km 后的剩余色散。
- 7.18 试比较 DWDM 和 OTDM 技术的优缺点。
- 7.19 全光 3R 中再定时(retiming)是关键问题。试分析它的功能和应达到的要求。
- 7.20 哪几种接收机可能达到或接近量子噪声极限灵敏度? 分析其原因。
- 7.21 试推导(7.5)式。
- 7.22 试分析相干光纤通信技术的优缺点。如果利用此技术实现 1000 个信道在单根光纤中传输,每个信道传送 1 Gbit/s 的数据,信道间隔为 10 GHz 。试用你已知的各种技术构建这一系统,并画出结构框图。
- * 7.23 在中频跟踪锁定系统中本振激光器频率将跟踪信号频率,但是,FSK 调制就是对信号频率进行调制,即在该系统中信号频率将随调制信号变化。如果本振频率跟踪这一变化,则中频信号上就没有调制信号。如何解决这一问题?
- 7.24 严格的光孤子传输的定义是什么? 为什么光纤中不可能实现严格的光孤

子传输? 解释近似光孤子传输(①动态光孤子传输;②色散补偿光孤子传输)的含义。

- 7.25 假定光纤在 $1.55 \mu\text{m}$ 处色散系数 $D=17 \text{ ps}/\text{km} \cdot \text{nm}$, $T_0=10 \text{ ps}$, 计算该光纤中的孤子周期和色散作用距离。
- 7.26 光孤子源输出的光脉冲应具有什么性质?

参考文献

- [1] Agrawal Govind P. 非线性光纤光学原理及应用. 贾东方, 余震虹等译. 北京: 电子工业出版社. 2002; 45~46.
- [2] Mao W, Wang X, Al-Mumin M, Li G. 40Gb/s All-optical Clock Recovery Using Self-pulsation DFB Lasers. Proceedings of OFC 2000, 2000, 79, 80.
- [3] 江泉等. 两路 140Mb/s FDM 相干光纤通信系统及其新实验结果. 1991 光电子与集成技术年会论文集. 北京: 清华大学出版社. 1992; 365.
- [4] L. G. 卡佐夫斯基. 光纤通信系统. 张肇仪等译. 北京: 人民邮电出版社. 1999.
- [5] Saito S. FM Noise and Linewidth Reduction in a Semiconductor Laser by Means of Negative Frequency Feedback Technique. Appl. Phys. Lett, 1985; 46.
- [6] 汪自雄等. 用电反馈压窄半导体激光器线宽. 1991 光电子与集成技术年会论文集, 北京: 清华大学出版社, 1992; 391.
- [7] John Senior M. Optical Fiber Communications, Principles and Practice. Second Edition. London: Prentice Hall, 1992.
- [8] Creaner M J, et al. 565 Mbit/s Optical PSK Transmission System with Endless Polarization Control. Electron. Lett, 1988, 24(5); 270~271.
- [9] Walker N G and Walker G R. Polarization Control for Coherent Communications. J. of Lightwave Technol, 1990, 8(3); 438~458.
- [10] Taylor M G. Coherent Detection Method using DSP for Demodulation of Signal and Subsequent Equalization of Propagation Impairments. IEEE Photon. Technon. Lett, 2004, 24(12); 2 674~2 676.
- [11] Fäbert A, Langenbach S. Performance of a 10.7 Gb/s Receiver with Digital Equaliser using Maximum Likelihood Sequence Estimation. Proc. ECOC'2004, 2004, Paper TH4. 1. 5.
- [12] 钟山等. 2.5GHz 主动锁模光纤激光器及其在光孤子传输中的应用. 光孤子通信系统优化设计专家会议论文集(1992~1995, 内部资料). 北京, 1995; 12~14.
- [13] Gordon J P and Haus H A. Random Walk of Coherently Amplified Solitons in Optical Fiber Transmission. Opt. Lett, 1986, 11(10); 665~667.
- [14] Kuwahara H, Technologies for 40Gb/s and 100Gb/s Transmission. Proc. Opt. Fiber Commun. (OFC) 2008, Paper NTuB1.
- [15] Raybon G and Winzer P J. 100Gb/s Challenges and Solutions. OFC 2008, Paper OTuG1.
- [16] Charlet G, Salsi M, Tran P, Bertolini M, Mardoyan H, Bertran-Pardo O, Bigo S, Renaudier J. 72x100Gb/s Transmission over Transoceanic Distance, using Large Effective Area Fiber. Hybrid Raman-Erbium Amplification and Coherent Detection. OFC 2009, Paper PDPB6.
- [17] Masuda H, Yamazaki E, Sano A, Yoshimatsu T, Kobayashi T, Yoshida E, Miyamoto Y, Matsuoka S, Takatori Y, Mizoguchi M, Okada K, Hagimoto K, Yamada T, Kamei S. 13.5-Tb/s(135x111-Gb/s/ch

- No-Guard-Interval Coherent OFDM Transmission over 6 248 km using SNR Maximized Second-Order DRA in the Extended L-Band. OFC 2009, Paper PDPB5.
- [18] Zhou X, Yu J, Huang M F, Shao Y, Wang T, Magill P, Cvijetic M, Nelson L, Birk M, Zhang G, Ten S Y, Matthew H B, Mishra S K. 32Tb/s(320x114Gb/s)PDM-RZ-8QAM Transmission over 580 km of SSMF-28 Ultralow-Loss Fiber. OFC 2009, Paper PDPB4.
- [19] Peter J. Winzer and René-Jean Essiambre. Advanced Optical Modulation Formats. Proceedings of the IEEE, 2006, 94(5).
- [20] Zhu B, et al. 6. 4-Tb/s(160×42. 7 Gb/s) Transmission with 0. 8 bit/s/Hz Spectral Efficiency over 32×100 km of Fiber using CSRZ-DPSK Format. OFC 2003 Technical Digest-Post Conference Edition, 2003;857~859.
- [21] Gnauck A H. et al. 2. 5 Tb/s(64_42. 7 Gb/s) Transmission over 40_100 km NZDSF using RZ-DPSK Format and All-Raman-Amplified Spans. OFC 2002, Paper FC2.
- [22] Ferber S. 160 G/s DPSK Transmission over 320 km Fibre Link with High Long-term Stability. Electron. Lett, 2005, 41(4); 200~202.
- [23] Salsi M, Mardoyan H, Tran P, Koebele C, Dutisseuil E, Charlet G, Bigo S. 155x100 Gbit/s Coherent PDM-QPSK Transmission over 7 200 km. ECOC 2009, Paper PD2. 5.
- [24] Chao Zhang, Yojiro MORI, Masatoshi USUI, Koji IGARASHI, Kazuhiro KATOH, and Kazuro KIKUCHI. Straight-Line 1 073 km Transmission of 640-Gbit/s Dual Polarization QPSK Signals on a Single Carrier. ECOC 2009, Paper PD2. 8.
- [25] Michael Ohm, Joachim Speidel. Quaternary Optical ASK-DPSK and Receivers with Direct Detection. IEEE Photon. Technon. Lett, 2003, 15(1); 159~161.
- [26] Torger Tokle, Leif K. Oxenløwe, Jorge Seoane, Anders T. Clausen, Palle Jeppesen. 160 Gbit/s Single Channel data Generation using Multilevel Optical RZ-DPSK-ASK Modulation and Optical Time Division Multiplexing. Proc. ECOC 2005, Paper We3. 2. 5.
- [27] Heidrich H, Hoffmann D, and MacDonald R I. Polarization and Wavelength Multiplexed Bidirectional Single Fiber Subscriber Loop. J. Opt. Commun, 1986, 7; 136~138.
- [28] Herard C and Lacourt A. New Multiplexing Technique using Polarization of Light. Appl. Opt, 1991, 30; 222~231.
- [29] Stephen G, Evangelides J Linn, Mollenauer F, James P. Gordon and Neal S. Bergano, Polarization Multiplexing with Solitons, J. Lightw. Technol. , 1992, 10(1); 28~35.
- [30] Siddiqui A S, and Zhou J. Two-channel Optical Fiber Transmission using Polarization Division Multiplexing. J. Opt. Commun. , 1991, 12; 47~49.
- [31] 张德朝. 采用电吸收调制器的 N×40 Gbit/s 波分复用系统关键技术研究[博士学位论文]. 北京: 北京大学, 2007.
- [32] Winters J H, Gitlin R D. Electrical Signal Processing Techniques in Long-haul Fiber-optic System. IEEE Transactions on Communication, 1990, 38(9); 1 439~1 453.
- [33] Winters J H, Santoro M A. Experimental Equalization of Polarization Dispersion. IEEE Photon. Technon. Lett, 1990, 2(8); 591~593.

第 8 章 光纤网络介绍

通信网总的发展趋势是数字化、综合化和宽带化。与光纤通信关系最为密切的是宽带化,这是人类社会发展到信息时代的迫切需求,也是科技进步的必然产物。

数字化就是在通信网的各个部分(核心网和接入网)及各个环节(传输、交换、接入、终端等)全面采用数字技术。目前核心网(或称骨干网)已实现了数字化,采用了数字传输和数字交换技术,其优越性已十分明显。接入网的情况比较复杂,模拟的东西还大量存在。如电话网从核心网边缘的端局交换机到用户终端的用户环路,大量使用的还是模拟二线;有线电视系统也基本上是模拟的;非对称数字用户线(ADSL)实际上是模数混合体制。综合业务数字网(包括窄带和宽带)的主要目的是:要实现接入部分的数字化,提供端到端数字连接,从而支持综合业务,但由于种种原因,并没有普遍推广应用。所以现在只能说接入网正处于数字化的过程中,还不能说已实现了数字化。

综合化主要指业务的综合,即通信网要由原来的单一业务网(如电话网、分组数据网)发展为能同时提供多种业务(包括话音、数据、图像等),特别是多媒体业务的网络。数字化是综合化的前提。当各种类型的消息都用统一的数字符号表示时,通过端到端的数字传输,便能实现综合业务。长期以来,通信网的主要业务是话音,所以电信网基本上等同于电话网;电信网中还有一种业务是电报,相当于原始的低速数据业务。

随着计算机网络的出现和发展,特别是因特网(Internet)扩展到全世界,对数据业务量的需求不断增长,近十年来,几乎每半年翻一番。数据业务量猛增的主要推动力是因特网的 WWW 业务和高速多媒体业务。在美国,2002 年左右数据业务的总量就超过电话业务,中国在此后数年也实现了这一超越。此外,电视会议、远程教育、电子商务等应用都要求通信网提供高速数据和视频业务,而这些业务所需的带宽都远大于电话业务。因此业务综合化必将导致网络的宽带化。通信网络从电话业务为主演进到多媒体业务为主,每个用户占用的带宽由 64 kb/s 要提高到 6 Mb/s 左右,由此估计总业务量约增加 100 倍。如果考虑到今后要支持高清晰度电视等更宽带的业务,则总业务量还会不断增加,所以网络宽带化首先是人们的迫切需求。

由于光纤通信技术的成就,特别是密集波分复用(DWDM)技术的发展,使得网络的传输带宽大大增加。如果双绞铜线的传输带宽按 2 Mb/s 估计,一根光纤

采用 DWDM 技术,传输容量可达到 20~200 Gb/s,甚至 1 T b/s 以上,也就是说,光纤的传输容量是铜线的一万甚至百万倍以上,因此宽带化意味着光纤将成为主要的传输媒质。今天,在核心网内以光纤为传输媒质,采用 DWDM 技术实现宽带传输,同时采用光交换技术构成全光通信网,已成为现实。在接入网中,光纤正在伸向用户,从光纤到路边(FTTC)、光纤到大楼(FTTB)发展到光纤到交接箱(FTTCab),最后将实现光纤到家(FTTH)。当然,从带宽需求和经济性考虑,接入网采用光纤没有必要也不可能如同核心网那样采用 DWDM 技术,而是采用比较简单和廉价的光纤通信设备。

本章主要介绍光纤网的发展概况、基本结构和发展趋势。

8.1 光纤网络的发展概况

早期的光纤网主要用于电话网,采用 PDH(准同步数字体系),比特率都很低。例如美国第一条光纤传输线路速率为 45 Mbit/s,中国的第一条线路只有 8 Mbit/s。美国的 PDH 网最高速率达到 1.7 Gbit/s。

由于 PDH 制式存在重大缺陷,特别是全世界存在三种 PDH 体系,互相不能兼容,在这三种体系之间的信息传输遇到很大困难。而且 PDH 体系中复用也很不方便,网络管理能力不强,组网困难,不易向高速系统发展,因此人们提出了 SDH(同步数字体系)/SONET(同步光网络)。

SDH 克服了 PDH 的缺陷,实现了全球标准一致,很容易实现全球信息互通,建立全球信息网。在 155 Mbit/s 以上速率每升一级比特率乘以 4,复用方便。因此在 SDH 提出以后,比特率很快从 155 Mbit/s,跳过 622 Mbit/s(使用范围较小),达到 2.5 Gbit/s,并继续升级到 10 Gbit/s 和 40 Gbit/s。SDH 体制组网灵活,网络安全性好,管理功能强大。由于 SDH 体系的重大优点,在提出后至今的一段时间内得到了巨大发展。但是,SDH 复用仍在电域进行,复用的信号调制光载波后在光纤中传输。SDH 网络的交换仍是电路交换,网络利用率不高,因此 SDH 体系受到电的分组交换,即 IP 路由的挑战,也受到光交换的挑战。

后来又出现了 FDDI(光纤分配数据接口)、HFC(混合光纤同轴网),最终提出了 ATM(异步转移模式)。在 IP 技术出现前,ATM 的研究形成了高潮。它是一种信元交换方式,即一种固定分组长度的分组交换。ATM 信元可以映射到 SDH 复用结构中,并通过 SDH 网络传输。

近年来,网络发展的两个重大成果是因特网和波分复用光传送网的发展。前者采用 IP 协议和 IP 路由器组成网络。由于大大提高了网络的使用效率,使网络的运营成本大幅度下降,因而受到用户的普遍欢迎,得到了极为迅速的发展。在一段时间里 IP 网络(因特网)的用户数以每半年翻一番,大大超过了摩尔定律所叙述

的计算机 CPU 速率每 18 个月翻一番的发展速度,而后者已被认为是极快的发展速度。由于因特网的迅速发展,要求通信网的干线传输容量大幅度增加。正好与此同时,光纤传输系统中的波分复用技术得到迅速发展。有统计显示,一段时间内光纤干线的传输容量以每 9~12 个月翻一番,基本适应了因特网的发展。虽然传输容量上去了,但是交换速度又成为网络发展的瓶颈。IP 路由器主要是用 CPU 控制和处理数据的。如上所述,CPU 的发展速度低于 IP 用户数的发展,程控交换机也有同样的问题。因此人们又寻求在光域实现交换。这就是波长路由发展的由来。进一步人们希望把分组交换的技术移植到光域,实现光的分组交换。

在近年来提出的 GMPLS(广义多协议标记交换)体系下,在光域可以有多种粒度的交换(多粒度交换),粒度从大到小可以有光纤、波段、波长,突发包、分组和时隙。其中前三粒度的交换都可以实现,突发包(可以包括多个分组)交换即当前研究的热点——光突发交换(OBS),OBS 可能在近期实用化。当前还不可能实现光的分组交换和时隙交换,还是人们追求的目标。

8.2 光纤网络的基本结构

8.2.1 光纤网络的物理拓扑结构

光纤网络是由各个节点和链路(硬件)以及各种协议(软件)和控制管理系统(软、硬件)组成。物理拓扑结构是网络的硬件结构,即各个节点和链路如何组成一个网络。

光纤网络的物理拓扑结构主要有下述几种:星形、环形、总线形、树形和网状网结构,如图 8.1 所示。

图中数字表示节点编号。它们又分为中间节点和边缘节点。星形(拓扑)网和总线(拓扑)网中的节点都是边缘节点,又称作网络接入站(network access station, NAS),它包含一个发射机和一个接收机,即一个输入,一个输出。NAS 一端接到网上,进入网上的信号都是光信号。另一端连接用户,收发的信号都是电信号。网状(拓扑)网是一种干线网,其中节点可以有多个输入和输出。图 8.1(e)中的节点都是两个输入,两个输出。每个节点都可以连接 NAS,再连接用户。环形(拓扑)网是比较灵活的一种拓扑结构,它可以是干线网的拓扑结构,也可以是城域网(MAN)或局域网(LAN)的拓扑结构。用作干线网时,其中的节点可以有多个输入和多个输出,用以将多个网络互连。树形(拓扑)网主要适用于广播/分配网,如第 6 章图 6.19 和图 6.20 所示,一般的干线网和接入网都较少应用树形网。

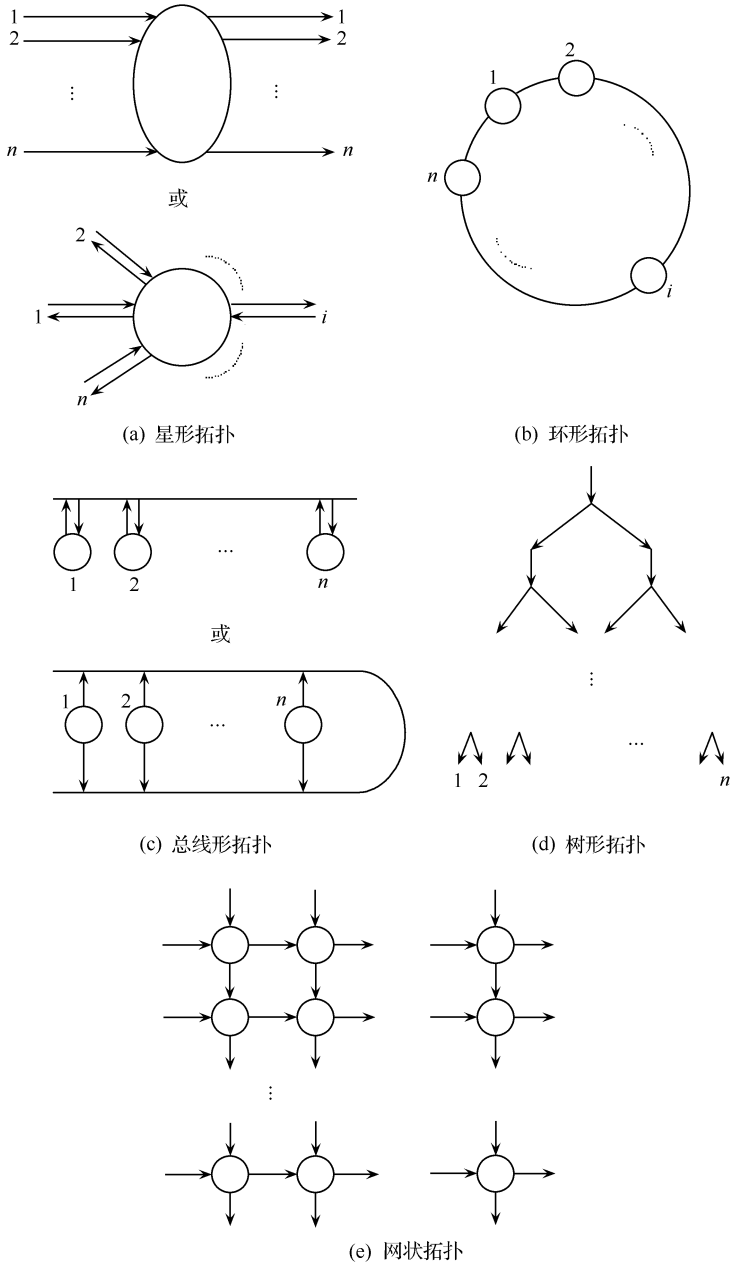


图 8.1 光纤网络的各种物理拓扑结构

在光网络中,中间节点采用 OXC(Optical Cross Connect,光交叉互连)节点结构,而边缘节点采用 OADM(Optical Add-Drop MultiPlexing,光分插(上下路)复

用)节点结构。有时 OXC 节点也包含 OADM 功能。这两种节点的结构将在接下来的两小节中叙述。

8.2.2 OXC 节点

1. OXC 的基本结构

OXC 节点的基本结构如图 8.2 所示。

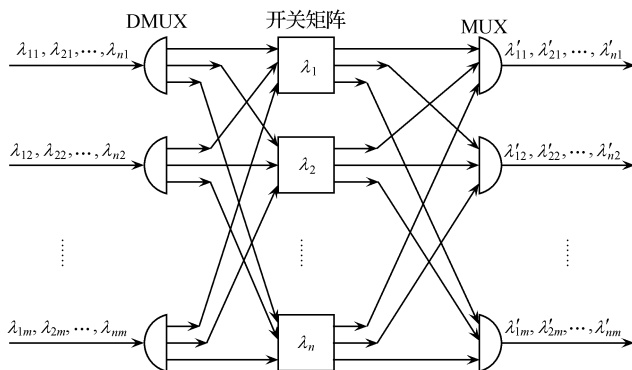


图 8.2 OXC 的基本结构

由图 8.2 可见, OXC 可以有 m 个光纤输入端口和 m 个光纤输出端口。每个端口都可以有 n 个波长输入或 n 个波长输出。在每一个输入端口有一个 $1 \times n$ 的波分解复用器(共 m 个解复用器), 每一个输出端口有一个 $n \times 1$ 的波分复用器(共 m 个复用器)。各端口输入的波长可以完全相同。波长 λ 的第一个下标为波长编号, 第二个下标代表端口编号。中间部分是 n 个 $m \times m$ 开关矩阵, 它们由最基本的光开关(1×2 和 2×2 光开关)组成。大规模的光开关矩阵都可以用这些基本光开关构成, 称作开关矩阵。例如, 设 OXC 有两个输入和输出光纤端口, 每个端口有 8 个波长, 则应有 8 个 2×2 光开关。OXC 结构中还可以将 n 个 $m \times m$ 小规模开关矩阵做成一个 $nm \times nm$ 的大型开关矩阵, 它们也可以用集成的开关矩阵构成, 例如, MEMS 开关矩阵。如果 OXC 的某一输入和输出端口对(例如第 m 路输入和输出端口对)在本地上下路, 则这一端口起着 OADM 的功能, 该路的结构如图 8.7 所示。

2. 开关矩阵的结构类型和阻塞特性

开关矩阵的结构有多种, 它们可以由不同数量的基本光开关组成, 具有不同的阻塞特性。因此, 选择开关矩阵的结构类型时应考虑它的下述特性:

- 1) 使用尽可能少的基本光开关, 但不恶化其阻塞性能;

2) 使各条连接经过的基本开关数目尽可能一致,也就是使各条连接的损耗尽可能一致;

3) 使各条连接之间的交叉尽可能少;

4) 考虑其阻塞特性,尽可能做到严格无阻塞,或一定程度的无阻塞。

开关矩阵可以是有阻塞的或无阻塞的。如果一个未被使用的输入端口能够连接到任一个未被连接的输出端口,则开关矩阵是无阻塞的,也即无阻塞开关矩阵能够在输入和输出之间实现所有各种连接状态。而有阻塞的开关矩阵就是有些连接状态不能被实现。所有的实际应用都要求开关矩阵是无阻塞的。存在几种层次的无阻塞特性,分别叙述如下。

可重构无阻塞(rearrangeably nonblocking):一个 $n \times n$ 开关矩阵共有 $n!$ 条可能的连接。可重构无阻塞开关矩阵中存在一系列通过它的路径用以实现 $n!$ 条可能连接中的每一条连接,但是,为了支持在一对空闲的输入和输出端口之间建立连接的请求,必须重构当前正在工作的连接。这一交换结构的实现是困难和复杂的,而且在建立新连接时可能中断现存的连接。它的优点是可以用最少的硬件(基本光开关)实现所需功能。

广义无阻塞(wide-sense nonblocking):如果不需要重构现存的连接,只需要改变连接规则,就可以通过一个开关矩阵建立一条新的连接实现任一种连接状态,则称该开关矩阵是广义无阻塞的。它的主要优点就是不需要重构现有的连接,但是它需要复杂的路由算法。

严格无阻塞(strict-sense nonblocking):如果既不需要重构现有连接,又不需要复杂的路由算法,就可通过一个开关矩阵将任一空闲的输入端口连接到任一空闲的输出端口,则该开关矩阵是严格无阻塞的。新的连接请求可以使用开关矩阵中的任一空闲路径。这样的开关矩阵很容易建立新的连接,但是所需的硬件也是最多的。

下面介绍几种常见的开关矩阵结构,并讨论它们的阻塞特性。

1) 严格无阻塞开关矩阵结构的例子:Spanke 结构。一个 4×4 Spanke 结构的开关矩阵示于图 8.3。一般说,如果需要构建一个 $n \times n$ 的 Spanke 结构的开关矩阵需要 n 个 $1 \times n$ 开关和 n 个 $n \times 1$ 开关,而 $1 \times n$ 开关需要 $(n-1)$ 个 1×2 开关组成,同样 $n \times 1$ 开关需要 $(n-1)$ 个 2×1 开关组成。因此,该结构需要 $2n(n-1)$ 个 1×2 或 2×1 开关组成。从该图可以看到,从每一个输入端口到每一个输出端口的连接都是唯一的,而且连接是严格无阻塞的,不管其他连接是否存在。此外,在这种结构中每条路径都经过 $2 \log_2 n$ 个基本光开关,因此每条路径的损耗是一样的。但是,从该图也可看到,该结构需要很多基本光开关;而且其中的光波导有很多交叉点,因而不适合进行集成。

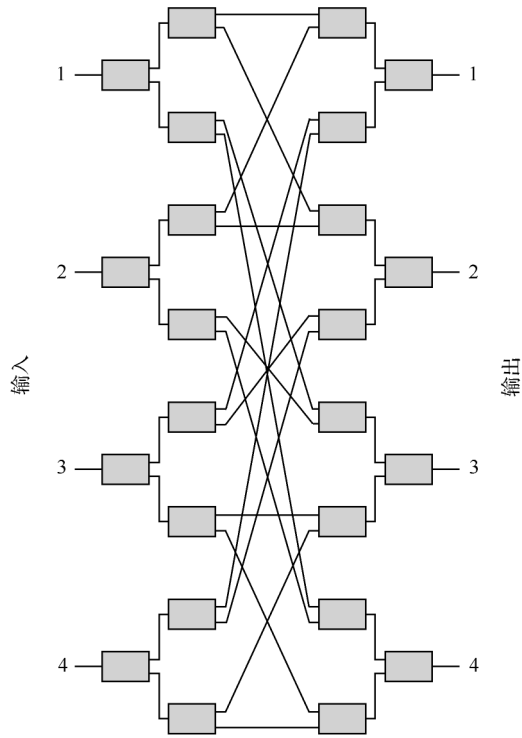


图 8.3 Spanke 结构的开关矩阵

2) 广义无阻塞开关矩阵结构的例子: Crossbar(纵横式)结构。一个 4×4 Crossbar 结构的开关矩阵示于图 8.4。它用了 16 个 2×2 基本光开关(一般说,一个 $n \times n$ Crossbar 结构的开关矩阵,需要 n^2 个 2×2 基本光开关)。图中的黑粗线表示了从输入端口 1 到输出端口 3 的一个连接。如果要在输入端口 i 到输出端口 j 建立连接,图中的连接规则是从输入端口 i 出发沿着第 i 行经过各个基本光开关直到第 j 列,然后沿着第 j 列行进直到输出端口 j 。按照这样的规则可以建立任一条连接,而不需要改变现存的连接。例如,在图中已有连接的情况下,需要建立一个从输入端口 2 到输出端口 4 的连接,则从输入端口 2 出发沿第二行经过第 3 列时,此处的基本光开关正处于交叉(Cross)状态,新的连接可以跨过这一光开关到达第四列,然后再沿第四列到达输出端口 4,完成新连接的建立,也即新的连接没有被阻塞。

但是如果采用其他连接规则,则新的连接就有可能被阻塞。例如,如果建立第一条连接时采用沿细实线的路径,即从输入端口 1 沿第一列到第四行,再沿第四行到达输出端口 3。这一条连接可以建立,但是新的连接就有可能被阻塞。例如,输入端口 4 只能与输出端口 1 建立连接,与输出端口 2、3、和 4 都不可能建立新的连

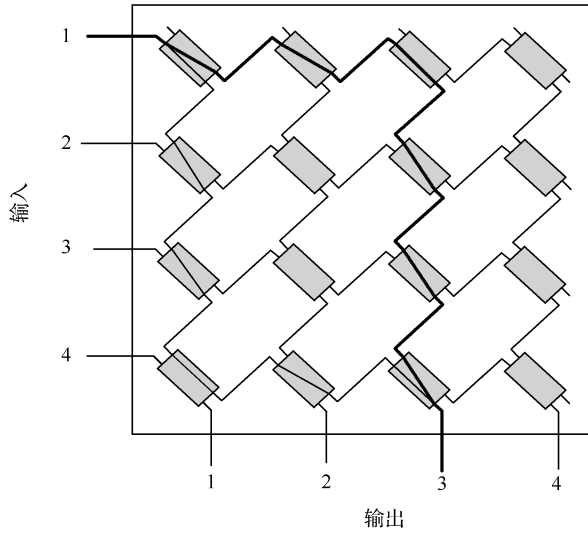


图 8.4 Crossbar 结构的开关矩阵

接,即这些新的连接都将被阻塞。由此可见,这种开关矩阵的无阻塞特性是有条件的,是与连接规则有关的。这就是广义无阻塞的含义。

此种开关矩阵使用的基本光开关的数目比严格无阻塞结构少,但比可重构无阻塞结构多。各种连接中,路径最短的只经过一个基本光开关,而路径最长的要经过 7 个[一般说,应是 $(2n-1)$ 个]基本光开关。因此各条路径的损耗差别是很大的。此外,它没有任何交叉点,这是它的另一个优点。

3) 可重构无阻塞开关矩阵结构的例子: Benes 结构。一个 8×8 Benes 结构的开关矩阵示于图 8.5。它用了 20 个 2×2 基本光开关。为了说明问题方便,将这

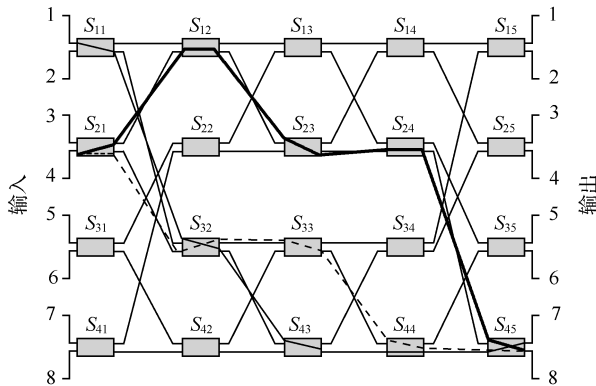


图 8.5 Benes 结构的开关矩阵

些光开关进行命名,如图所示。所有光开关都用 S 表示,其下标的第一个数字代表所在行,第二个数字代表所在列。如果需要在输入端口 1 到输出端口 7 之间建立一个新的连接,如细实线所示,该连接经过的光开关为 S_{11} (Cross)、 S_{32} (Cross)、 S_{43} (Cross)、 S_{44} (Bar)和 S_{45} (Cross)。但是,在输入端口 4 和输出端口 8 之间已经存在一个连接,如点虚线所示,该连接经过的光开关为 S_{21} (Bar)、 S_{32} (Cross)、 S_{33} (Cross)、 S_{44} (Cross)和 S_{45} (Bar)。这样,新连接在光开关 S_{44} 和 S_{45} 处都会与现有连接冲突,也即被阻塞。此时,若将已有的连接重新选路,则有可能建立新的连接而不被阻塞。例如,若已有连接沿粗黑线重构,即从输入端口 4 出发,经过 S_{21} (Cross)、 S_{12} (Bar)、 S_{23} (Cross)、 S_{24} (Bar)和 S_{45} (Cross),这样新的连接就不会被阻塞。这就是可重构无阻塞结构。

4) 另外还有一种性能介于 Crossbar 和 Benes 之间的开关矩阵结构,称作 Spanke-Benes 结构的开关矩阵,如图 8.6 所示。它还是一种可重构无阻塞结构。它的分析作为练习题留给读者去做,这里不再叙述。

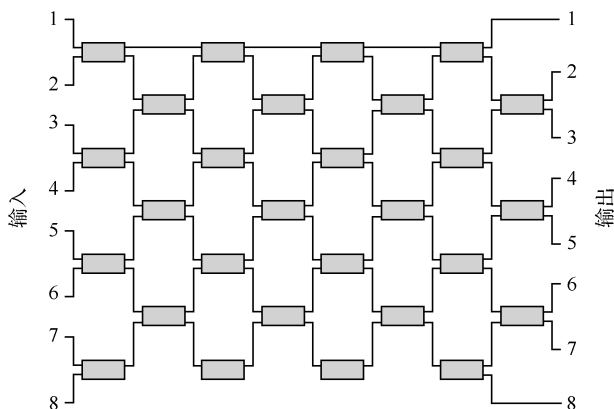


图 8.6 Spanke-Benes 结构的开关矩阵

表 8.1 给出了上述各种开关矩阵结构的性能比较,从此表可以更清楚地看出各种结构的优缺点。

表 8.1 各种开关矩阵结构的性能比较

性能	Spanke	Crossbar	Spanke-Benes	Benes
无阻塞类型	严格无阻塞	广义无阻塞	可重构无阻塞	可重构无阻塞
基本开关数	$2n(n-1)$	n^2	$n(n-1)/2$	$n \log_2 n - n/2$
交叉点	有	无	无	有
最长连接	$2 \log_2 n$	$2n-1$	n	$2 \log_2 n - 1$
最短连接	$2 \log_2 n$	1	$n/2$	$2 \log_2 n - 1$

8.2.3 OADM 节点

1. OADM 的基本结构

OADM 节点具有上下话路的功能。在光纤网络中,上下路的信号常常是以波长为基本单元,即上路或下路的是波长信道。OADM 节点结构可以有多种,它们可以用不同的滤波器选出需要上下路的信道,例如使用各种波分复用、解复用器,或者直接使用滤波器(如使用光纤光栅)构建 OADM。最常用的一种结构示意图如图 8.7 所示。

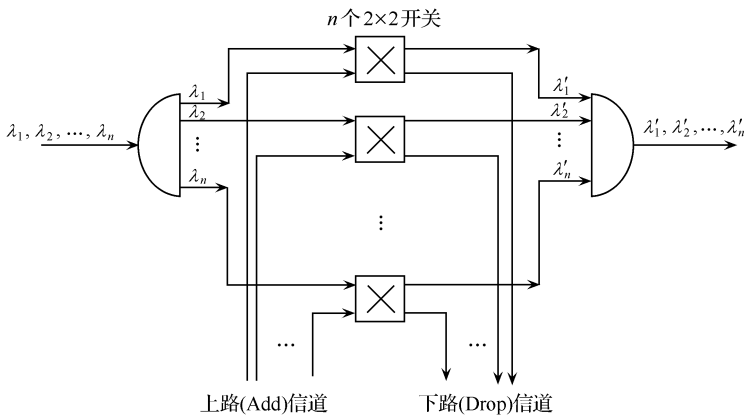


图 8.7 OADM 节点结构示意图

由图可见,OADM 节点具有一个光纤输入端口和一个光纤输出端口。它们都包含 n 个波长信道,波长数值可以是一样的,但是输入信道中某些波长信道由光开关控制下路,这些波长信道由上路信道补充,它们各携带着上路和下路信息。每个波长信道是否上下路,由每个信道对应的 2×2 纵横式(cross-bar)光开关控制,开关处于直通状态没有上下路,开关处于交叉状态则上下路。

2. 应用 AWG 制作的双向 OADM(BADM)的结构

应用 AWG 的双向特性可以制作单芯双向 OADM^[1,2]。

一种 BADM 的实验结构示意图如图 8.8 所示。从该图可见,波长 λ_1 、 λ_3 、 λ_5 和 λ_7 的信道由左方输入 AWG,而波长 λ_2 、 λ_4 、 λ_6 和 λ_8 的信道由右方输入 AWG。波长 λ_1 信道由左方的端口 1 输入并直通传送到右方的端口 1 输出,不经过上下路。而其他信道输入 AWG 后经过环回路径并由下方的 2×2 光开关选择上下路,然后送到输出端口。例如, λ_8 信道由右方端口 1 输入 AWG 后传送到左方端口 8,经过环回路径到达下方最上面一个 2×2 光开关选择上下路。如果该光开关处于直通

(Bar)状态,则没有上下路,该信道仍在干线上传输;如果该光开关处于交叉(Cross)状态,则该信道实现上下路,干线输入的 λ_6 信道将下路,而上路的 λ_6 信道将传送到左方的干线上传输。

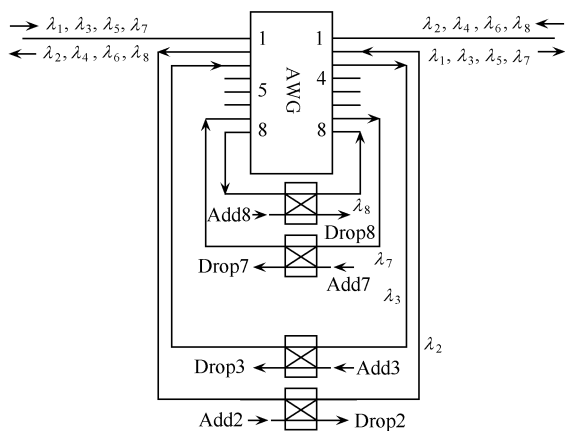


图 8.8 一种环回配置双工 BADM 结构示意图(可分插 7 波长)

Add: 上路; Drop: 下路

其他波长信道的光路请读者自己分析。

8.2.4 光节点的串扰问题

网络的串扰问题是影响网络正常工作的关键问题。可以设想,一个用户的信息(例如电话)经常串到另一个用户那儿去,这种网络是绝对不能用的。较轻的串扰也会对正常信道的工作造成干扰。

光网络的串扰主要是由于光器件的不完善造成的,部分器件(例如光放大器)和光纤的非线性也可能造成串扰。OXC 和 OADM 节点都可能存在信道间串扰,而 OXC 节点中的串扰更为复杂。下面对 OXC 节点中由于器件不完全理想引起的串扰做一些分析。

由于光器件引起的串扰可分同源同频、异源同频和(异源)异频(在 WDM 系统中即是不同信道之间的串扰)三种。同源同频串扰是一种相干串扰,它的产生是由于光器件的不理想造成同一光源的信号(波长相同)经由不同路径到达同一接收点造成相干串扰。图 8.9 给出了 OXC 中这一串扰产生原因的示意图。由此图可以看到,如果在理想情况下,输入端口 1 输入的波长为 λ_1 的信道经过第一个 DMUX、 λ_1 的开关矩阵和第一个 MUX 到达输出端口 1。但是,由于这三个器件的不理想性能, λ_1 的信道将在第一个 DMUX 中串到 λ_2 的输出端口并经 λ_2 的开关矩阵串到第一个 MUX 的 λ_2 输入端口(注意 λ_2 开关矩阵的当前状态,这时第一个

输入端口不一定与第一个输出端口相连,但是由于开关不理想性能,信号仍然可能由该输入端口串到该输出端口,该串扰信号的波长也为 λ_{11} 。),这样同源输出的波长为 λ_{11} 的信号就可能沿两条路径达到 OXC 的一个输出端口进入同一根光纤,一条是正常路径,另一条是串扰路径。由于串扰路径来的信号是相干串扰,其影响也是最大,因而对其要求最高。一般认为,该串扰应低于有用信号 38 dB,网络才能正常工作。

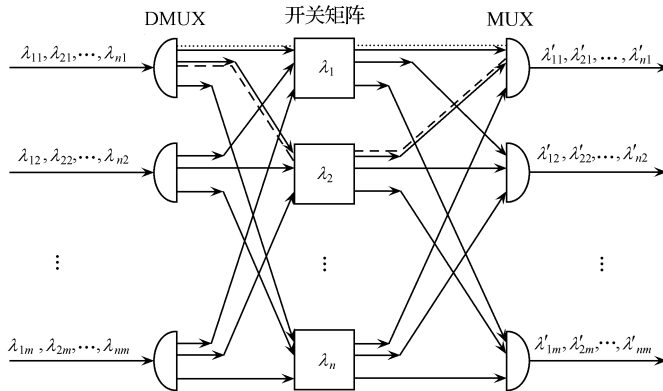


图 8.9 光纤网络中同源同频串扰产生的示意图

异源同频串扰在光纤网络中也可能有重要影响。但是,由于是异源(不同的半导体激光器发出的光)不可能产生相干串扰,因为不采取特殊措施,半导体激光器的相位噪声使得两个源的相位差不可能锁定。而且,在不做任何处理的情况下,不同源很难产生频率完全相同的信号。这些因素使这一类串扰的影响大大减小。异源同频串扰的产生仍然是由于光器件的不理想造成的,其机理也可在图 8.9 中看出,读者可自己进行分析。

异频串扰(在 WDM 光网络中的光源都是使用单频激光器,同源不可能产生异频信号)一般可以使用光滤波器滤除,因此这一类串扰的影响最小。

8.2.5 光节点的信道均衡问题

由于各个信道可能经过不同路径到达某一节点,它们经历的衰减可能不一样。在到达该节点时各信道的信号功率不相等,在到达接收机时功率过大(出现饱和)和过小(达不到接收灵敏度)都不利于信号的正确接收。因此,节点中都需要有信道功率均衡的功能。

最简单的功率均衡方案是在各交换开关(和开关矩阵)的每一个输出端口连接电控衰减器,并监测 MUX 输出中各信道的功率,如果不相同,反馈控制功率较大的信道的衰减器使衰减增加。若功率过小,则在 MUX 输出处增加光放大器,使功率增加。该方案使用的器件较多,光纤连线(通常称作跳线)也多,结构复杂。近

来,有些公司推出了一种利用 MEMS 制作的动态增益均衡器(DGE),它只要一根输入光纤和一根输出光纤,器件就可以实现动态增益均衡。由此可见,该方案具有明显的优势。有兴趣的读者可查阅一些公司的 DGE 产品。

8.3 WDM 光网络中的路由和波长分配问题

首先用图 8.10 说明一些概念^[3]。

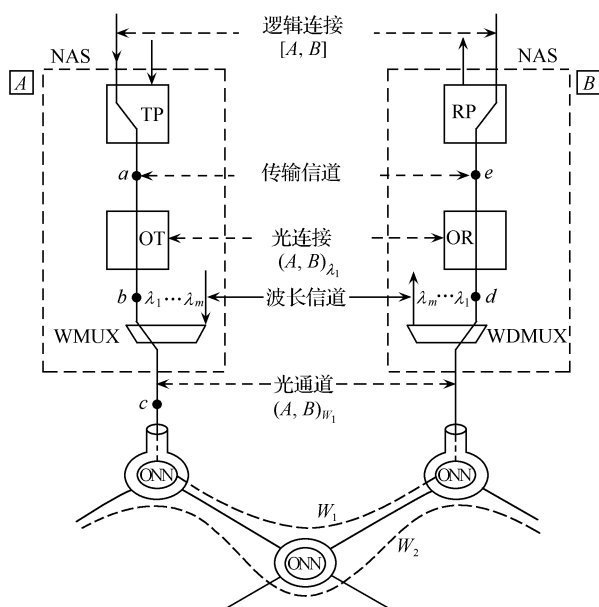


图 8.10 光网络中一些概念的说明

NAS:接入站; A、B:接入站编号; TP:发射端处理器; RP:接收端处理器; OT:光发射机;
OR:光接收机; WMUX:波长复用器; WDMUX:波长解复用器; ONN:光网络节点; W_i :光通道

图中 NAS 代表接入站(network access station,图中虚线框即为 NAS,实际上,每个 NAS 应有发射机和接收机,即 A 站和 B 站应同时具有图中两个虚线框中的内容),它将用户的电信号转换成光网络中的光信号或者相反。每个 NAS 可以包括多个不同波长的发射机和接收机。A 端某用户需要传输的信号经过编码后在发射端处理器中复用后成为调制激光器的电信号。调制信号调制光发射机(OT)中的激光器(波长为 λ),再经过光的波分复用由光纤输出。输出光信号由 A 站的光网络节点(ONN)经过光通道传送到 B 站的 ONN。在 B 站 NAS 中该信号经过波分解复用、光电转换和电的解复用和解码成为 B 端某用户所需的信号。这样就实现了一次通信。从 A 端某用户到 B 端某用户的连接称作逻辑连接;在 A 端的电复用后(a 点)和 B 端的电解复用前(e 点)之间为传输信道;在光发射机(OT)和

光接收机(OR)之间为光连接;在光发射机输出处(*b*点)和光接收机输入处(*d*点)之间为波长信道;在光复用(可以包括波长和波带复用)后(*c*点)和光解复用(同样包括波长和波带解复用)前之间为光通路。

该图与光网络分层结构对照看可知,逻辑连接与紧接其上的逻辑通路(图中未画出)合称逻辑层;传输信道子层、光连接子层、波长信道子层和光(波长/波带)通路子层合称光层;在光层下面还有光纤层(未画出),包括光纤链路子层(在两个相邻光节点之间)和光纤段(在两个相邻的光放大器之间)子层。

有了这些知识,下面简单介绍 RWA 问题。

在光网络中,两节点间的通信是通过光通道(OP)进行的。每个光通道可能包括多个链路,在这种情况下光通道要经过多个节点。光通道可以使用不同的波长。如果整个光通道上使用同一波长,则称其为波长通道(WP);如果整个光通道的各段链路上使用不同波长,则称其为虚波长通道(VWP)。如果两条相邻链路使用不同波长信道则在这两条链路之间的节点中就应有波长变换。有关波长变换问题将在下一节讨论。

为了简化问题常常把路由和波长分配分开来处理。当某个节点提出与另一个节点建立连接的请求,首先网络管理系统将根据网络的拓扑结构和源节点与宿(目的)节点的位置选择路由。选择路由的判据可以是光路最短、跳数最小和权重代价最小,然后进行波长(信道)分配。已经提出了许多算法用以分配波长,例如,随机分配波长、首次命中(first-fit)、首先分配网络中使用该波长光纤数最多的波长(most used)以及首先分配网络中负载最低的波长等。下面举几个例子说明 RWA 问题。

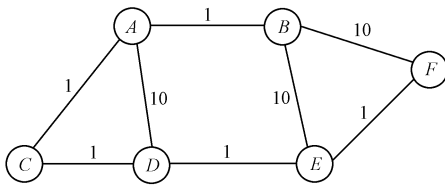


图 8.11 讨论选路问题的一个网络的例子

图 8.11 示出了一个网络拓扑结构示意图。该网络有 6 个节点(它们用圆圈表示,圆圈中的字母代表节点的编号),和 8 条链路(链路上的数字代表该链路的权重代价,它们可以代表链路长度、成本或者需付费用)。设有一个从 A 节点到 E 节点的连接请求,

可以有四条路径实现这一连接: A-B-E、A-D-E、A-C-D-E 和 A-B-F-E。这四条路径的总权重代价分别为 11、11、3 和 12,因此若以权重代价最小作为选路标准,则应选第三条路径。如果权重代价代表路径长度,则该条路径长度也是最短,但是它的跳数却是最多。

下面举一个波长分配的例子,参看图 8.12。该网络有三个节点(A、B 和 C)、两条链路(*a* 和 *b*)和 6 个接入站(NAS,编号为 1、2、3、4、5 和 6)。设两条链路都有 4 个可用波长(λ_1 、 λ_2 、 λ_3 和 λ_4)。如果已有连接(2,4)(前一数字代表呼叫接入站号,后一数字代表被叫接入站号)使用波长 λ_1 , (1,5) 使用波长 λ_2 , (2,6) 使用波长 λ_3 ,

(3,6) 使用波长 λ_1 。这样每个连接使用一个波长,满足波长连续条件,都是波长通道(WP)。现需要分配波长给一个新的连接请求(2,5),该连接需要经过链路 a 和 b 。考察网络当前状态可知,链路 a 已用波长为 λ_1 、 λ_2 和 λ_3 ,空闲波长为 λ_4 ;而链路 b 已用波长为 λ_2 、 λ_3 和 λ_4 ,空闲波长为 λ_1 。因此建立连接(2,5),就不可能满足波长连续条件,即在链路 a 使用波长 λ_1 ,而链路 b 使用波长 λ_1 ,用以建立该连接,在节点 B 必须将波长 λ_1 转换为 λ_4 。这样,在节点 B 就需要一个波长变换器。

本书只是简单介绍 RWA 问题,有兴趣了解其详细内容的读者可参阅有关光网络的书籍^[3]。

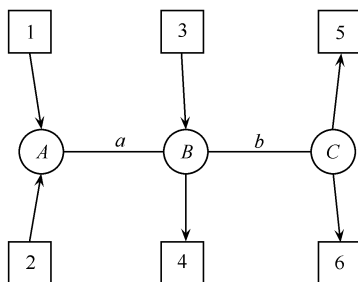


图 8.12 讨论波长分配问题的一个网络的例子

8.4 全光波长变换

在 OXC 中,当不同输入端口来的相同波长的信道需要传送到同一输出端口时,它们之间将会相互干扰,在接收端不能正常接收,这一现象称作碰撞。换一个角度说,在上面所说的 RWA 问题中当具有某一波长的信道需要传送到下一个链路时,如果这一波长在下一个链路中已经占用,则在这一链路上出现阻塞。但是这一链路上还有空闲波长没有占用。为了解决这一问题,可以引入波长变换,将输入信道的波长转换为空闲波长。可以采用光—电—光的方法,即采用波长转发器(transponder)实现波长变换。但是对比特率和调制式透明的波长变换应是全光波长变换。下面简单介绍全光波长变换的原理和系统框图。

要实现波长(频率)的变换,必须采用非线性系统,线性系统只能将各个波长(频率)成分的幅度进行变化(例如滤波器),但是不能去掉一个波长信号或增加一个波长信号。这儿的全光波长变换也一样,全光波长变换器都是采用光纤或某一器件的非线性效应实现的。下面主要介绍利用 SOA 的各种非线性效应,实现全光波长变换的方法,包括利用 SOA 的交叉增益调制(XGM)、交叉相位调制(XPM)和四波混频(FWM)实现全光波长变换。

8.4.1 利用 SOA 的交叉增益调制(XGM)效应的全光波长变换

图 6.2 已经示出了利用 SOA 的交叉增益调制(XGM)的全光波长变换器原理框图,并对该图的原理做了解释,这里不再重复。图 8.13 是采用此种波长变换器的传输系统框图。

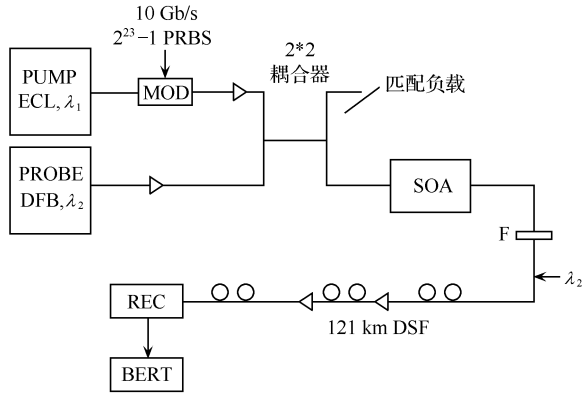


图 8.13 利用 SOA 的交叉增益调制(XGM)的全光波长变换器原理框图

PRBS: 伪随机码序列; PUMP ECL: 泵浦外腔激光器; PROBE DFB: 探针; DFB: 激光器;
MOD: 调制器; REC: 接收机; BERT: 误比特率测试仪; DSF: 色散位移光纤; ▷, ◁: EDFA; F: 滤波器

用此方案得到的强度调制信号与原来的强度调制信号互为反码,即高强度泵浦输入 SOA 时,输出的探针信号强度低,反之亦然。典型的实验结果如图 8.14 所示。图中下图为输入信号,波长为 1 560 nm,上图为变换后的信号,波长为 1 552 nm。从上下图可以清楚地看出两者的反码特征。

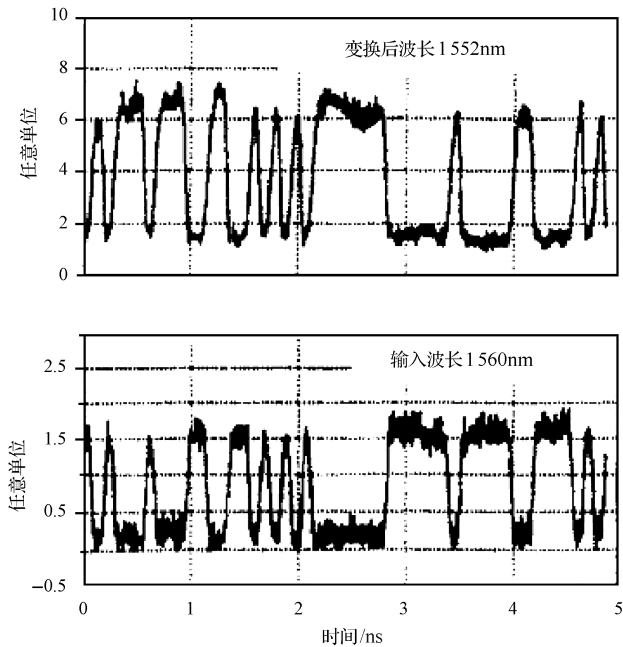


图 8.14 利用 SOA 的 XGM 的全光波长变换的典型实验结果

8.4.2 利用 SOA 的交叉相位调制(XPM)效应的全光波长变换

图 6.3 示出了一种利用 SOA 的交叉相位调制(XPM)的全光波长变换器的示意图,并对该图的原理做了解释,这里不再重复。

8.4.3 利用 SOA 的四波混频(FWM)效应的全光波长变换

SOA 中的四波混频分为单泵浦四波混频和双泵浦四波混频两大类方案。

SOA 中单泵浦四波混频原理类似于光纤中的 FWM,但是性能要优越,因为 SOA 的三阶极化率比光纤要高出 5 至 7 个量级。但是单泵浦四波混频有一个很大的缺点,它的变换效率跟信号和泵浦的偏振态有关并且变换效率与频差有关。为了解决偏振问题和保持在大范围内的变换效率平坦,最近又提出了特定条件下的双泵浦四波混频,不过双泵浦四波混频的原理和结构都比较复杂一些。为了叙述简单,下面将只对单泵浦方案做一介绍。

单泵浦的、利用 SOA 的 FWM 效应的全光波长变换器实验框图如图 8.15 所示。带有调制的信号和具有另一波长的泵浦信号经波分复用器(WDM)合波后送入 SOA。设信号的圆频率为 ω_s , 泵浦的圆频率为 ω_p , 则由于 SOA 的四波混频效应将产生两个新的圆频率 $\omega_1 = 2\omega_p - \omega_s$ 和 $\omega_2 = 2\omega_s - \omega_p$, 如图 8.16 所示(忽略了三倍频和 $\omega'_1 = 2\omega_p + \omega_s$, $\omega'_2 = 2\omega_s + \omega_p$ 等频率信号,它们已经不在光纤通信波段)。

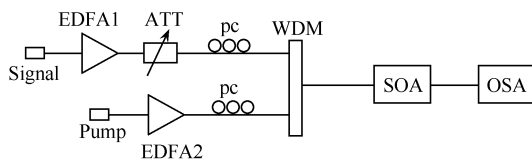


图 8.15 利用 SOA 的 FWM 效应的全光波长变换器原理框图

Signal: 带有调制的输入信号; Pump: CW 泵浦信号; ATT: 光衰减器; pc: 偏振控制器;
WDM: 波分复用器; OSA: 光谱分析仪; EDFA: 掺铒光纤放大器

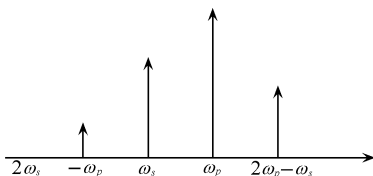


图 8.16 利用 SOA 的 FWM 效应的全光波长变换的原理

由于泵浦功率比信号功率大,所以 ω_1 的功率比 ω_2 的功率大。在实验中有时只能看到 ω_1 的谱, ω_2 的谱常常看不到,如图 8.17 所示。

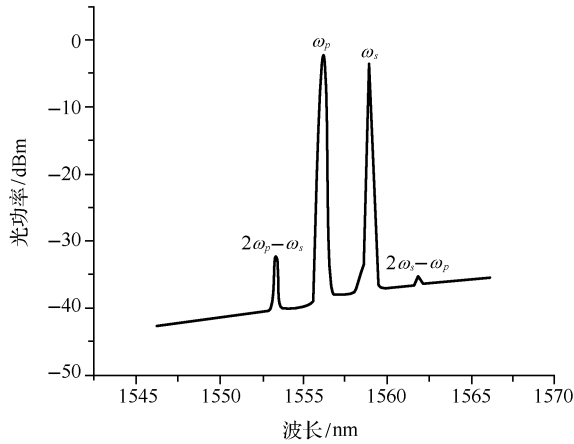


图 8.17 一种利用 SOA 的 FWM 效应实现全光波长变换的实验结果

8.4.4 波长变换问题小结

除了以 SOA 作波长变换外,还可利用其他非线性器件做全光波长变换,如光纤、光波导、甚至可以用激光器作为非线性器件实现全光波长变换。这里不做详细介绍。此外光纤通信技术中常用电光(E/O)型波长转发器(transponder)做波长变换。下面将对 SOA 型和 E/O 型波长变换的某些性能做一比较,列于表 8.2。

表 8.2 一些波长变换器性能比较

性能 \ 变换器种类	E/O 型		SOA 型		
	带有 3R	没有 3R	XGM	XPM	FWM
透明性	否	有限	有限	有限	严格透明
速率/(Gbit/s)	10	10	40	40	>100
是否偏振敏感	否	否	否	否	是
消光比/dB	决定于调制方式,约 10~20		5~10	15	同输入信号
啁啾系数	决定于调制方式		大,约 2.5~4	小,约 -0.7~0.4	反转

注: 3R 代表 Reamplifying(再放大), Retiming(再定时)和 Reshaping(再整形)。

8.5 光纤网络的监测、控制和管理

8.5.1 光纤网络的管理功能

网络的正常、安全、可靠运行需要严格的管理。因此网络管理成为任何网络的重要组成部分。在大型网络中管理系统所占据的价格甚至超过了其他部分的

价格。

网络管理的功能包括配置管理、性能管理、故障管理、安全管理和计费管理。下面分别对它们进行讨论。

1. 配置管理

配置管理又包括两部分内容:设备管理和连接管理。

设备管理要求对网络中系统设备和每个网元设备以及它们的功能进行跟踪管理,添加和删除设备。理想情况下,设备应模块化,使得在添加波长时不会影响已有波长信道的工作。例如,可以跟踪管理最大波长数和当前波长数,有没有光前置放大器和光功率放大器;在节点可以跟踪输入光纤数和输出光纤数,每根输入光纤和输出光纤中的波长数,以及信道扩展端口数和波段扩展端口数等。

连接管理处理建立和删除连接,增加或切断波长信道以及改变拓扑,例如在网络中增加广播功能。

2. 性能管理

性能管理即对反映性能的各个网络参量进行监测和管理,使得网络管理员能够做到

- 1) 对客户提供业务质量保证;
- 2) 保证客户遵照管理员提出的要求;
- 3) 给其他网络管理功能提供输入信号。

具体地说,性能管理要求:

- 1) 监测所有网络支持的连接的性能参量。在透明光网络中,需要监测的性能主要有通道带宽(保证能够传送一定的比特率)和误比特率(BER,为了能够提供一定的 QoS 保证);
- 2) 监测用户使用的实际业务;
- 3) 确定各种参量的告警门限;
- 4) 隔离告警,即避免一个故障出现多处告警。例如网络中设置了多处无光告警,但是某处光纤断裂可能出现多处无光,就可能出现多处告警,造成故障定位的困难。因此应避免这种情况发生;
- 5) 监测每一路光信号的路由状况;
- 6) 监测与网络相关联的其他参量,例如所有链路上和当前建立的连接上的可用波长的状态。

为了实现这些功能,通信网络都有一个相当完善的管理系统。图 8.18 示出了该系统的示意图。

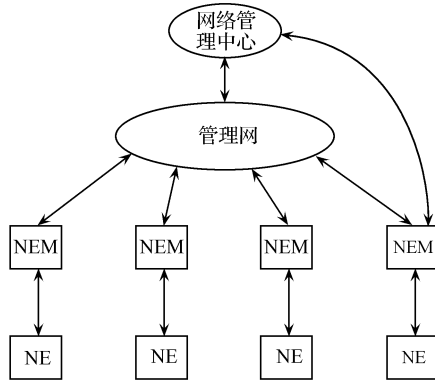


图 8.18 一个典型的光网络管理系统示意图

NEM(network element manager):网元管理器;NE(network element):网元

网络管理系统包括一个比较独立的网络,它可以有独立的信道,例如,在 $1.55\mu\text{m}$ 波段 DWDM 光网络中,常使用 $1.51\mu\text{m}$ 的信道建立管理网。管理网甚至可以是另一个网络,例如可以使用以太网。管理网有一个网络管理中心监控管理整个光网络,包括监控网元管理器。每个网元管理器监测管理一个网元(NE),网元可以是讨论过的 OXC、OADM 或光放大器。在一个网元系统中可能有许多插板(称作“盘”),每个盘上有盘控器,它们与网元管理器通信,送出盘上的信息,并接受网元管理器发出的控制指令。这样,直到每个电路板上的信息都能送到网络管理中心,并接受监控。各个管理层之间的通信需要一定的协议。比较常用的协议称作 SNMP(简单网络管理协议)。有关协议的问题,有兴趣的读者可参阅有关网络的书籍中的介绍。

3. 故障管理

故障管理包括故障的发现和處理。前面已经介绍了性能管理的内容,其中包括网络各个参量的监测,并设定告警门限。一旦被测参量超过告警门限,网络管理系统将发出告警信号,也即检测到了网络故障。这时网络将对故障进行处理,启动备用设备,进行保护倒换。有关问题将在网络的生存性一节中讨论。

4. 安全管理

为了提高网络的安全性可以从两个方面采取措施。一方面采取比较安全的方案,例如采用 CDMA 通信、混沌通信甚至将来可以采用量子通信。另一措施是对信息加密。这些问题的讨论已经超出了本书的范围,这里不做讨论。

5. 计费管理

网络进行商业运营时需要对客户收费,就需要计费管理。同样,这一问题不是本书的讨论范围。

8.5.2 光纤网络的生存性

通信网络的生存性是网络应用中至关重要的问题。一旦网络出现故障,受到影响的通信必须尽快恢复。一方面应尽快抢修故障设备,另一方面就要采取保护倒换的措施,启动备用设备代替有故障的设备,恢复正常通信。保护恢复方案分成通道恢复和链路恢复。图 8.19 表示了这两个概念的示意图。图中椭圆代表节点,其中字母代表编号。假设节点 A 和节点 C 有一经过节点 B 的连接,该通道用(A, B, C)表示。该连接在某一瞬时出现故障,例如在节点 B 和 C 之间光纤断裂。通道恢复方案将寻找一备用通道代替原通道,例如选择通道(A, D, E, F, C),图中用虚线表示;而链路恢复方案只在出现故障的链路(B, C)附近选择备用链路,如图中虚线弧所示。显然通道恢复需要启动较多的备用设备和较多的操作;但是链路恢复只能恢复光纤线路的故障,不能恢复节点故障和多点故障。

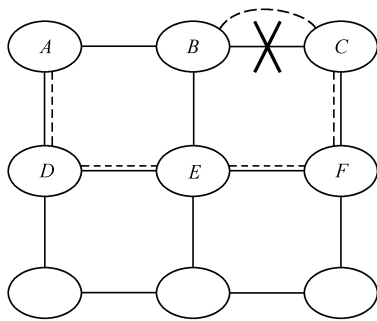


图 8.19 链路恢复和通道恢复概念示意图

保护恢复可以在 SDH 层进行,也可以在光层进行,这里只介绍光层中点到点的传输系统保护恢复的一些常用方案。

1. (1+1)光层保护恢复方案

该方案的结构示意图如图 8.20 所示。光发射机输出的光信号分别送入工作光纤和备用光纤。在系统正常工作状态下,接收机连接工作光纤。当工作光纤出现故障时(例如断裂),网络管理系统则将接收机倒换到备用光纤,实现通信的恢复,但是该方案的一个问题是在切换时网络管理者并不知道备用光纤是否正常。

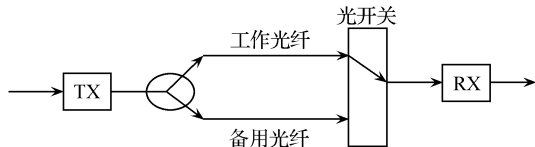


图 8.20 (1+1)光层保护恢复方案结构

因此切换后有可能通信仍不能恢复,而且光发射机将一半光功率送到备用光纤中,对信号功率产生 3 dB 损耗,对系统工作也是不利的。

2. (1:1)光层保护恢复方案

该方案的结构示意图如图 8.21 所示。在此方案中光发射机输出的光信号只送入工作光纤,在正常工作情况下备用光纤中没有光信号,光接收机也只连接工作光纤。当工作光纤出现故障时(例如断裂),网络管理系统则将光发射机和光接收机都倒换到备用光纤,实现通信的恢复。同样的问题是在切换时网络管理者不知道备用光纤是否正常,因此切换后有可能通信仍不能恢复。由于备用光纤完全空闲,因此在此方案中可以利用备用光纤传输一些优先级较低的信息。一旦工作光纤出现故障,先撤去较低优先级的信号,并将工作光纤中传输的信息转移到备用光纤。由于备用光纤不是完全空闲,因此可以了解备用光纤是否工作正常。

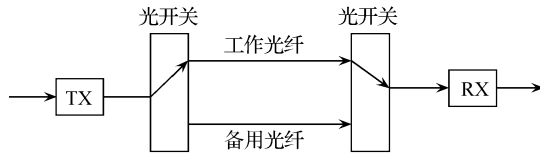


图 8.21 (1:1)光层保护恢复方案结构

3. (M:N)光层保护恢复方案

该方案的结构示意图如图 8.22 所示。在此方案中传输系统有 N 个工作通道,因此有 N 个光发射机、 N 根工作光纤和 N 个光接收机。在正常工作情况下,光发射机和光接收机都分别与各根工作光纤连接,如图所示,备用光纤中没有光信号。当任一根工作光纤出现故障时(例如断裂),网络管理系统则将相应的光发射机和光接收机都倒换到任一空闲的备用光纤上,实现通信的恢复。此方案与 (1:1)光层保护恢复方案类似,因此也有类似的问题。一般说, M 小于 N ,因此占

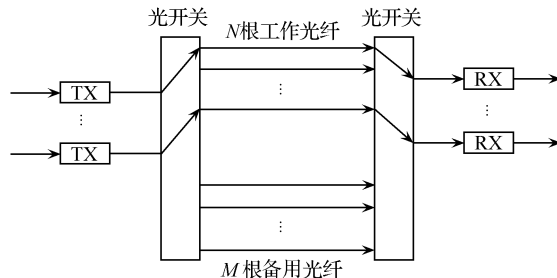


图 8.22 (M:N)光层保护恢复方案

用的备用设备相对较少,设备利用率较(1:1)光层保护恢复方案高,即实现了备用设备的共享。(1:N)光层保护恢复方案就是其中的一种,也是常用的一种方案。

4. 一种自愈环光纤网络的保护和恢复^[3]

图 8.23 示出了一种自愈环光纤网络的结构,一般说该环网可以有 N 个节点。这种自愈环网有四根光纤,其中两根是工作光纤(图中标有“W”的两条光纤链路,一根顺时针传输流量,另一根逆时针传输流量),两根是保护光纤(图中标有“P”的两条光纤链,同样一根顺时针传输信号,另一根逆时针传输信号)。该环网称作共享保护环(SPRINGs)。

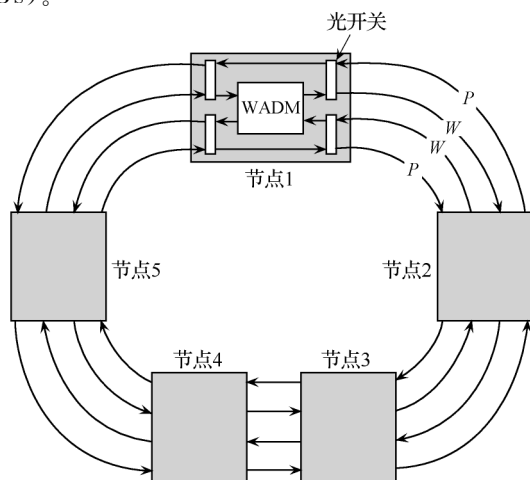


图 8.23 一种自愈环光纤网络的结构

该环网中应有 W 个波长以满足全连接的要求。 W 的大小可根据下述原则确定当 N 为奇数时,

$$W = (N \times N - 1) / 8 \quad (8.1)$$

当 N 为偶数,但 $N/2$ 为奇数时,

$$W = (N \times N + 4) / 8 \quad (8.2)$$

当 N 为偶数时,

$$W = N \times N / 8 \quad (8.3)$$

在光纤线路或节点出现故障时,该环网都能自动实现保护倒换,恢复业务流量的传输。图 8.24 示出了光纤线路出现故障时该环网进行保护倒换的例子。图中所示为节点 1 和 2 之间的光纤出现断裂的情况。由图 8.24 可见,当光纤断裂时,在节点内断裂光纤两端的光开关转换状态,使工作光纤中顺时针传输的流量在节点 1 中倒换到逆时针传输的保护光纤中,该业务流量传送到节点 2 后返回到顺时针传输的工作光纤中。逆时针传输的业务流量有类似的情况。

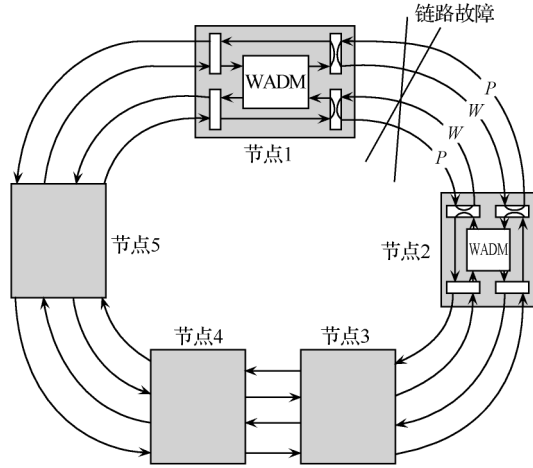


图 8.24 当光纤线路出现故障时 SPRING 网实现保护倒换的情况

8.6 新型光交换技术

近年来,随着密集波分复用(DWDM)技术的发展和互联网业务的增长,链路带宽和接入带宽都以摩尔定律甚至超摩尔定律增长,而节点的交换能力却没有得到相应的增长速度,光交换逐渐成为光网络发展的瓶颈之一。为了提高光网络节点的交换能力,研究者们提出了几种新型的光交换技术,包括快速(动态)光电路交换、光突发交换、光分组交换、光标记交换、光流交换等。

8.6.1 快速光电路交换(DOCS)

快速光电路交换,也称动态光电路交换,区别于传统的静态光电路交换,其特点是连接持续时间较短,需要快速的建立和拆除链路。

一个典型的建链过程是这样的:当两个节点之间需要传输数据时,源节点发送一个建链请求信令(REQ)到目的节点,如果检测到网络中有足够的资源建立连接,目的节点就往源节点返回一个建链确认信令(ACK),源节点收到确认信令之后开始沿着建立好的链路传输数据,数据传输完毕之后,源节点再发送一个链路拆除信令(RLS)释放链路中的资源。

根据波长预约的方式不同,可以将光电路建链协议分成三类:前向预约(FR)、后向预约(BR)和混合预约(HR)。

1. 前向预约方式(forward reservation)

如图 8.25 所示,前向预约方式(FR)从源节点开始就预约可用的波长资源。

首先源节点产生一个建链请求信令(REQ),预约并锁定出口链路上所有的可用波长,然后该信令逐跳向目的节点转发,预约并锁定与上游节点共同的可用波长,直至到达目的节点。目的节点收到建链请求信令(REQ)后,从可用波长集之中选择一个波长,并且向源节点发送建链确认信令(ACK)来确认连接建立成功,并解锁其他没有用到的波长。该方式的特点是对请求的应答速度快,但是建链过程中在前一节点被预约锁定但下一节点没有使用的波长资源没有得到及时的解锁,在锁定时间内别的请求也不能使用该波长,这就降低了波长利用率,从而使得全网的建链请求阻塞率变高。

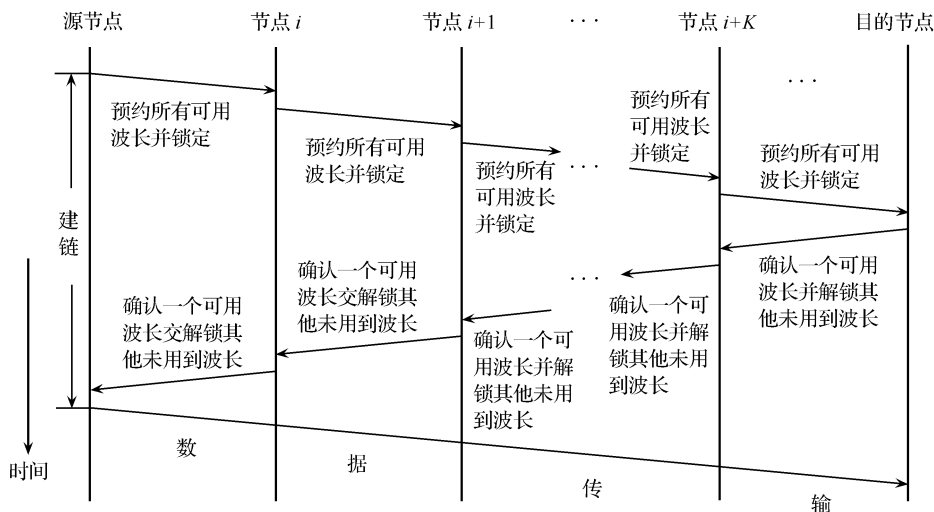


图 8.25 前向预约信令时序图

2. 后向预约方式(backward reservation)

如图 8.26 所示,后向预约方式(BR)到目的节点才开始预约可用的波长资源。和前向预约方式(FR)一样,源节点产生一个建链请求信令(REQ)并发送到目的节点,但两者的不同之处是后向预约方式(BR)在这个过程中只收集该链路上的波长使用情况,而不预约波长。建链请求信令(REQ)到达目的节点之后,目的节点从中选出一个可用波长,并且往源节点返回一个建链确认信令(ACK),沿路预约选中的波长。该方法由于建链请求信令(REQ)并没有预约锁定路径上的波长,因此对波长利用率会比较高。但是由于在动态的业务请求下,在建链确认信令(ACK)到达上游节点并预约波长时,该波长可能已经被别的请求占用了,这种情况就需要返回到目的节点另外选择一个可用的波长,然后重复发送一个建链确认信令(ACK)对上游节点进行波长预约。这样的结果是虽然保证了请求阻塞率,但是连接的建立时延增大了。

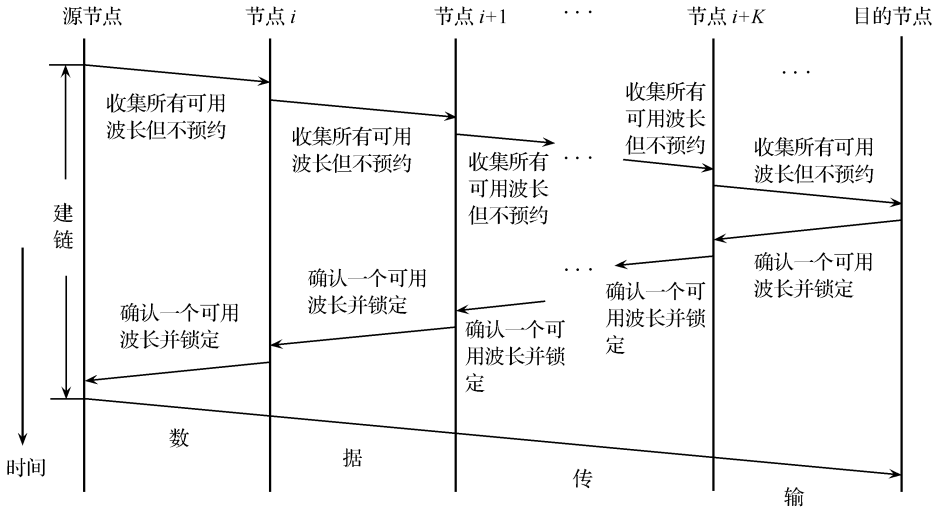


图 8.26 后向预约信令时序图

3. 混合预约方式(hybrid reservation)

混合式预约方式(HR)是在前面两种预约方式的基础上进行改进,目的是为了进一步提高网络的性能,如提高网络的请求成功率,降低网络的建链时延等。很多文献研究出了各种混合式预约机制,但是这些协议一般都变得比较复杂,由于篇幅所限就不详细介绍了,感兴趣的读者可以参考文献[4]。

8.6.2 光突发交换(OBS)

光突发交换是 Qiao C 等人在文献[5]中率先提出的,它的粒度比光电路交换要小得多,同时又比光分组交换大,其数据包是由许多个 IP 包汇聚而成的。其核心思想是将控制包和数据包分离,控制包中包含有数据包的控制信息,比如数据长度、波长、目的地址等,由于控制包数据速率比较低,容易实现光电和电光转换。在中间节点,控制包经过光电转换,提取控制信息,为数据包预留所需要的带宽资源,然后再经过电光转换,传输到下一节点。因为控制包在数据包到达之前已经为数据预留好资源并配置好光开关等,数据包到达中间节点时就无需任何处理,可以实现透明的传输。为了保证在数据包到达之前,有足够的时间来处理控制包,控制包和数据包之间设置一个偏置时间,偏置时间的大小跟控制包处理速度和数据包在网络中传输经过的节点数目有关。下面介绍光突发交换网络中的一些关键技术。

1. 汇聚

由于光网络传输带宽很大,如果是单个 IP 包作为一个突发数据包,那么数据

包的传输时间就很短,而控制包处理和光开关动作都需要一定的时间,数据包前后需要加保护时间,结果传输的开销就会很大。所以为了提高数据包传输的效率,需要在边缘节点将多个 IP 包汇聚成一个大的突发数据包。汇聚的原则是将到达边缘节点的 IP 包按照目的地址和 QoS 要求分类,具有同一目的地址和相同 QoS 要求的 IP 包汇聚成一个突发数据包,突发包汇聚流程如图 8.27 所示。

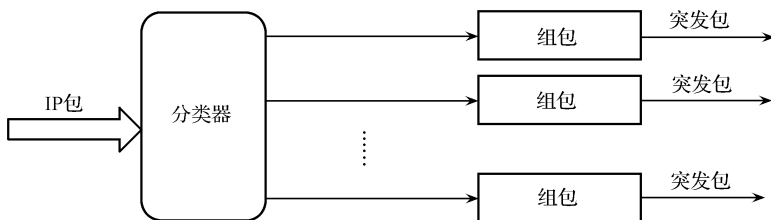


图 8.27 突发包汇聚流程

汇聚的数据包大小要适中:如果数据包太小,传输开销大,带宽利用率低;如果数据包太大,汇聚引入的时延会增大,无法满足一些实时性要求比较高的业务的 QoS 保证。目前研究得比较多的汇聚机制主要有三大类:基于固定包长的汇聚、基于固定时间的汇聚以及基于包长和时间的混合汇聚。

基于固定包长的汇聚机制采用长度阈值,当汇聚数据包的长度到达或者将要超过阈值时结束汇聚,新到来的 IP 包开始汇聚下一个突发数据包。这样一种汇聚机制可以保证突发数据包的长度,但是在业务到达率起伏较大的情况下,汇聚时间就会变化很大,无法满足一些实时性的业务(比如流媒体)的要求,尤其是在业务到达率低的情况下,汇聚引入的时延较大。

基于固定时间的汇聚机制采用时间阈值,当汇聚时间到达规定阈值时,不管汇聚的数据包有多大都结束汇聚,重新开始下一个数据包的汇聚。这种汇聚机制能够满足汇聚时延的要求,但数据包的大小不定,在业务到达率低的情况下,汇聚的数据包偏小,带宽利用率低。

基于包长和时间的混合汇聚机制采用长度和时间两个阈值,只要数据包长度或者汇聚时间有一个达到阈值,就结束本次数据包汇聚,开始下一个数据包的汇聚。这种机制既能够保证汇聚数据包大小的稳定,又限制了最大汇聚时间,是前两种方案的折衷。

2. 信令协议

信令协议是指突发控制包在核心节点如何预留和释放带宽资源,主要是控制光开关何时动作。目前提出的主要有两种协议:JIT(just in time)协议和 JET(just enough time)协议,JIT 和 JET 协议时序图如图 8.28 所示。

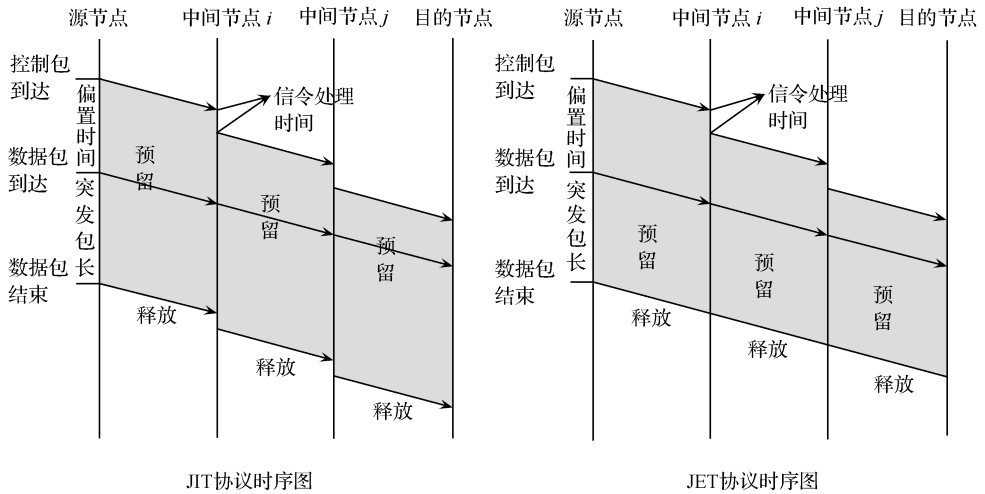


图 8.28 JIT 和 JET 协议时序图

JIT 协议控制比较简单,但是带宽利用率低。当突发控制包到达网络核心节点时,控制包立即预留数据包将要出去的那个端口的带宽资源,而不管突发数据包何时到达。此后,这个资源就一直被占用着,直到节点收到一个释放资源的信令。由于是控制包一到达资源就被预留,而控制包和数据包之间还有一段偏置时间,所以在 JIT 协议中这段资源被浪费了。

JET 协议考虑到了这一情况,在控制包中包含了偏置时间和数据包长度等信息,当控制包到达核心节点时,它不是立即预留数据包所需要的带宽资源,而是预留偏置时间之后的带宽资源。由于控制包中有偏置时间和数据包的长度信息,所以能够准确的预知数据包的到达时间和传输结束时间,从而实现资源预留的精准控制。另外,因为 JET 协议预留的是未来的带宽资源,较长的偏置时间就意味着能够更早的预约到资源,所以采用 JET 协议能够利用不同的偏置时间设置不同的业务优先级。

3. 竞争解决方案

竞争是光突发交换网络中的一个突出问题。竞争指的是两个或者两个以上数据包到达同一个节点,预约节点同一出口同一时段(重叠时段)的带宽资源,由于带宽资源具有唯一性,最多只能满足一个数据包的传输,其他的数据包就要被丢弃或者选择其他资源。由于目前光网络中还没有光缓存,而且光突发交换机制是单向预约的,数据包发送前没有建好链,所以一旦在中间节点发生竞争,数据包很可能被丢弃。为了解决光突发交换网络中的竞争,研究者相继提出了多种解决方案:波长变换、光纤延迟线和偏射路由等。

波长变换是在遇到竞争时,比如说两个数据包同时预约同一出口的同一个波长信道——波长 1,采用波长变换器将其中一个数据包从波长 1 变换到波长 2,这样两个数据就可以同时通过波长 1 和波长 2 从同一个出口传输到下一节点。波长变换的好处是显而易见的,尤其是在目前 WDM 技术广泛应用的情况下,一根光纤中往往有成百上千个波长信道,只要其中有一个波长信道是空闲的,就可以通过波长变换解决竞争。问题是现在的波长变换技术还不成熟,波长变换范围有限而且价格昂贵,所以还不能实际应用。

光纤延迟线是另一种竞争解决机制,类似于电缓存的概念,将光信号通过光纤延迟线缓存一段时间,从而解决竞争。光纤延迟线的优点是光纤比较便宜,易于实用,但它也有一个缺点就是只能延迟固定时间,不能像电 RAM 那样随存随取,为了模拟电缓存的功能,需要采用多级缓存或者光纤延迟线阵列,这就使得整个系统实现起来很复杂。

偏射路由是一种简单易行的竞争解决方案。它的思路是:遇到竞争时,将冲突的数据包导向节点中其他可用的端口,通过迂回的方式再传送到目的节点。这种方式几乎不用花什么成本,实现起来也很容易,但也正因为这样,它的效果也很有限。首先,偏射选择的出口是比较盲目的,因为不能提前知道下一节点的链路状况,所以很可能在下一节点又遇到竞争。另一方面,因为偏射的数据包占用了节点的其他端口,有可能会造成新的竞争,导致其他原本可以从那个出口出去的数据包被阻塞。

8.6.3 光分组交换(OPS)

光分组交换的概念是从互联网中的 IP 包交换移植到光网络中,交换粒度是分组(比如一个 IP 包)。在光分组交换网络中,分组是在光域上直接进行交换的,光分组交换节点通过解析分组控制头信息,将分组从输入端口直接交换到输出端口。在光域里如何快速而有效地处理分组控制头信息是光分组交换面临的一个主要挑战之一。另外,由于没有光随机存储器,在处理分组控制头信息时,对分组的存储也是一个不小的问题。

光分组交换有两种交换方式:固定分组长度的同步方式(时隙型)和可变分组长度的异步方式(非时隙型),大多数研究工作都集中于固定长度的分组交换方式上。

图 8.29 是光分组交换节点的示意图,它包括复用器(Mux)/解复用器(Demux)、输入接口(Input)、交换矩阵(Buffer)、输出接口(Output)和控制单元(Control)。下面分别介绍每一部分的功能。

输入接口完成以下功能:

- 1) 对输入数字信号进行 3R 再生,恢复原信号质量,消除传输过程中造成的信号质量下降;

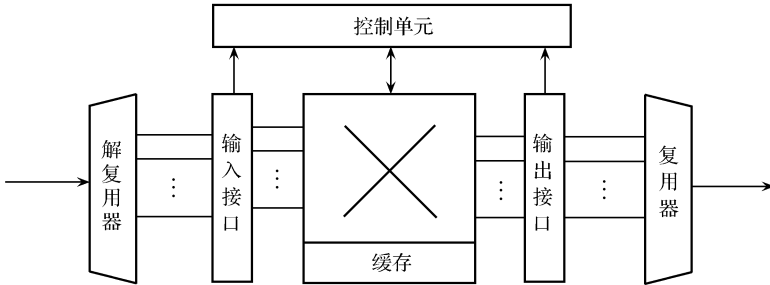


图 8.29 光分组交换节点示意图

- 2) 漂移和抖动的提取;
- 3) 分组描述,识别分组控制头与净负荷;
- 4) 分组同步,使它们与交换的时隙对准;
- 5) 把报头分开,并转发给控制单元,以便进一步处理。

6) 把分组的外部波长(WDM 传输波长)变换为在交换矩阵中使用的内部波长。

控制单元处理分组控制头信息和发布所有指令,对交换矩阵进行配置。为了执行此功能,它要询问保存在每一节点的转发表。这些表则要借助网管系统(NMS)不断予以更新。控制单元还要完成分组控制头更新和向输出接口转发新分组控制头的工作。

交换矩阵根据控制单元的指令来完成分组净负荷的交换操作。

输出接口的功能包括:

- 1) 3R 再生,恢复原信号质量,消除交换过程中的引起的信号质量下降;
- 2) 把新分组控制头附加在分组净负荷上;
- 3) 分组描述和再同步;
- 4) 把内部波长变换为外部波长;

5) 输出功率均衡(因为信号功率电平随不同路径和交换矩阵插入损耗而不同)。

光分组格式如图 8.30 所示。保护间隔(guard band)是为了避免各个节点的时钟可能不同步产生的时间定位偏移。净负荷(payload)是用户数据,占有分组长度的大部分。控制头(header)包含许多控制功能,由如下几个字段组成:

- 1) 描述和同步比特(sync);
- 2) 入口边缘节点地址的源地址标记(SRC label);
- 3) 出口边缘节点地址的目的地址标记(DSTN label);
- 4) 识别业务性质和优先权的分组型字段(PT);

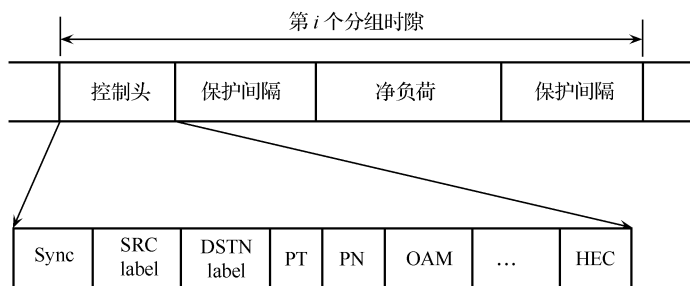


图 8.30 光分组格式

- 5) 分组序列号, 以免分组失序(PN);
- 6) 运行管理维护(OAM)字段;
- 7) 报头纠错字段(HEC)。

8.6.4 其他交换技术

除了上面介绍的三种新型交换技术之外,研究者还提出了许多新的交换技术,比如光流交换(OFS)、光标记交换(OLS)等。光流交换为端到端的用户建立光路,适合于需要海量数据传输的大用户节点,比如大企业的数据存储中心等。光标记交换在交换时只需要提取标记信息就能完成分组数据的转发,但是如何在光域中完成标记的快速分发和处理目前仍是一个巨大的挑战。由于篇幅所限,不再详细介绍,感兴趣的读者可以参考相关文献。

思考题与习题

- 8.1 试说明图 8.6 所示 Spanke-Benes 结构的开关矩阵是可重构无阻塞结构。
- 8.2 试推导表 8.1 所示各种开关矩阵结构的基本开关数、最长连接和最短连接。
- 8.3 试分析图 8.8 中各个波长信道的光路。
- 8.4 试用图 8.9 说明异源同频串扰产生的原因。
- 8.5 从表 8.2 可以看到采用 SOA 中的 XGM 实现的波长变换器的消光比较低,试分析其原因。
- 8.6 试证明式(8.1)~式(8.3)。
- 8.7 试分析当图 8.23 中的节点 1 出现故障时该环网如何实现保护倒换。

参考文献

- [1] 邓恒华. 基于阵列波导光栅(AWG)的光分插复用器(OADM)研究[硕士学位论文]. 北京: 北京大

学,2000.

- [2] Deming W U. Research on Bidirectional OADMs (BADMs) Based on AWGs. Proc. of OFSET'2000, (Osaka, Japan), 2000; 377~380.
- [3] Thomas E. Sterm, Krishna Bala. 多波长光网络. 徐荣, 龚倩译. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [4] Saha D. A Comparative Study of Distributed Protocols for Wavelength Reservation in WDM Optical Networks. Optical Networks Magazine, 2002, 3: 45~52.
- [5] Qiao C, and Yoo M. Optical Burst Switching(OBS)-A New Paradigm for an Optical Internet. Journal of High Speed Networks, 1999, 8: 69~84.