清华大学		
博士学位论文		
WDM+EDFA光通信系统仿真及对系统中四波混频效应的研究		
姓名: 郑浩成		
申请学位级别:博士		
专业: 物理电子学		
指导教师: 周炳琨;谢世钟		
申请学位级别:博士专业:物理电子学		

中文摘要

在1.55μm波段,采用波分复用(WDM)技术与参铒光纤放大器 (EDFA)结合已成为光纤通信传输系统特别是长途干线通信传输系统发展的主流方向。本论文开展了对此类系统的仿真、试验及传输子系统中非线性效应的作用和抑制方法的研究,主要包括:

应用信号处理工作系统(SPW)软件,在惠普(HP)工作站上开展了构建强度调制-直接检测(IM-DD) WDM光通信系统中伪随机码发生器、半导体激光器(LD)、单模光纤、EDFA和接收与判决模块的仿真研究工作,并仿真研究了典型光通信系统的特性。其中对于EDFA仿真模块进行了较详细的分析。仿真模块考虑了前向及后向放大的自发辐射(ASE)噪声。通过仿真计算EDFA模块,优化设计了掺铒光纤(EDF)的长度。在含8级EDFA的WDM光通信系统的仿真中实现了模块的系统应用。通过对以上各模块和国内、外试验及其他研究者发表的仿真结果比较,发现彼此结果相近,从而间接证明了本论文各仿真模块的可靠性。在此基础上,本论文还利用已构建的仿真光通信系统,开展了系统非线性特性方面的研究。这一方面的工作主要集中于WDM光通信系统中四波混频(FWM)特性的研究。

在长距离的WDM传输系统中,因采用不等间距信道技术抑制FWM而导致占用较宽的传输带宽,从而与级联EDFA及整个系统的传输带宽产生矛盾。本论文首次提出了比特相位调整RZ码技术与WDM系统中不等间距信道技术相结合的方案。该方案不仅解决了这一矛盾,而且还有助于更进一步的抑制因FWM而导致的信道串扰。本论文给出了该方案在减小总传输带宽和降低功率耗尽方面的理论分析,并实现了仿真论证。从理论和系统仿真两方面证实了该方案的有效性。

首次应用高斯噪声近似和功率耗尽公式的级数展开,推导了在应用DSF光纤的WDM系统中,受FWM效应限制的信道最大可允许输入功率的

些流动特征,但又不同于一般的绕流。其绕流物的双曲线型变截面特征、流动过程中的强浮力流性质以及内外流场的耦合作用使得该流动与其他的绕流流动有着较大的差异。论文通过基于相似准则的模型实验研究与基于有限体积方法求解 RANS 方程的数值模拟研究,全面系统地研究并阐述了横向风影响下空冷塔及塔群空气动力与热力性能的主要特征,尤其对于双塔流动的研究,呈现出许多不同于单塔绕流的新的流动特征,塔内复杂的涡旋上升运动、塔外的双马蹄涡结构以及双塔间相互干扰影响下复杂的流动形态无不显示出该种流动的复杂流体力学和热力学特征。研究结果清晰地揭示出了横向风下空冷塔出力下降的主要部位一空冷塔散热器侧向 80-120 度,以及主要影响原因一侧向绕流、塔内轴向涡、出口风盖。在此基础上,论文就若干简洁改进措施进行了比较研究,得到了可观的改进效果。研究表明,在塔内外合理布置挡风或导流设施是解决横向风对空冷塔不利影响的有效途径,而在塔侧 90 度附近设置挡风墙的几何尺寸优化进行了进一步的比较研究。论文的最后在综合模型实验及数值实验结果的基础上提出了一个相对切实可行的有关空冷塔防风问题的综合治理方案。

关键词:空冷塔,湍流绕流,数值模拟,模型实验

Abstract

At 1.55µm bandwidth, wavelenghth division multiplexing (WDM) + Erbium doped fiber amplifier (EDFA) has become the most promising way to achieve wide band and long-haul terrestrial transmissions. In this dissertation, experiment & simulation on WDM+EDFA optical transmission systems and subsystems' nonlinear effect suppression are investigated and analyzed.

Main functional models of an IM-DD WDM optical fiber transmission system are simulated and investigated using signal processing worksystem (SPW) on HP workstation. These models simulated includes a random data generator, a laser diode (LD) source, a single-mode fiber, a photodiode receiver and a BER estimator. The end-to-end performance of a typical transmission system is also presented. EDFA model, as an important component in optical transmission systems, is studied specifically. Both forward and backward amplified spontaneous emission (ASE) of EDFA are considered. The length of EDF is optimized and practical application of the model is demonstrated in the simulation of a WDM optical fiber transmission system. We get good agreement between the simulation of above models and the previously published results, demonstrating the applicability of these models. We also use the optical transmission system simulated to study the nonlinear effect suppression, mainly on FWM effect, in the rest parts of this dissertation.

In long-haul WDM transmission systems, the technique of unequal channel spacing is often adopted to suppress Four-Wave Mixing crosstalk. However, the technique occupies wide bandwidth which conflicts with a cascade of EDFA and whole system's bandwidth. In this dissertation, a scheme is proposed for solving this conflict and also helpful for further suppressing of FWM crosstalk by combining bit-phase arranged RZ code and unequal channel spacing technique. A theoretical study is presented. Simulations are performed to show the effectiveness of this technique in 10 Gb/s WDM systems. We get good agreement between theory and simulations.

Four-wave mixing is the dominant nonlinear effect which limits allowable fiber input power in unequal channel spaced WDM transmission systems employing dispersion-shifted fiber (DSF). By using a Gaussion noise approximation and a polynomial fit, a simple analytical formula is derived to predict allowable fiber input power due to limitation of FWM.

Calculation examples agree well with the experimental results in published papers. Using this formula, we can easily obtain the maximum channel input power limited by FWM.

Dispersion compensation by mid-span spectral inversion can be achieved through FWM in semiconductor optical amplifier (SOA). FWM in SOA is studied. we perform 1) the -20dB spectral inversion by four-wave mixing in a 10dB gaining SOA, and dispersion compensation by mid-span spectral inversion is used to achieve the transmission of 12-ps RZ code over 203-km dispersive fibre, and 2) the -16dB spectral inversion by four-wave mixing in a 27dB gaining SOA, and dispersion compensation by mid-span spectral inversion is used to achieve the transmission of 10Gb/s signals over 200-km dispersive fibre.

Key words: Optical communications, Simulation on optical communications, FWM, mid-span spectral inversion.

独创性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究 工作及取得的研究成果。尽我所知,除了文中特别加以标注和 致谢的地方外,论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究 成果,也不包含为获得清华大学或其它教育机构的学位或证书 而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名: 於淡菜 日 期: 99.6.23

关于论文使用授权的说明

本人完全了解清华大学有关保留、使用学位论文的规定,即:学校有权保留送交论文的复印件,允许论文被查阅和借阅;学校可以公布论文的全部或部分内容,可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。

签名: 外流成 导师签名: 34年世纪 日期: 99.6.23

第一章 绪论

1.1 引言

随着向信息社会的发展,信息传输的容量要求越来越大,将来的多媒体服务中单用户的容量需求可能超过100Mb/s[1-2]。因此,高速大容量光纤传输系统是当今国际上通信技术发展的重大课题之一,也是我国实现国民经济信息化,大力发展通信网络急需解决的关键技术问题。在1.55µm波段,采用波分复用(WDM)技术与参铒光纤放大器(EDFA)结合已成为光纤通信系统特别是长途干线通信系统发展的主流方向[3-5]。其中波分复用技术具有能够充分利用光纤的带宽资源、系统升级扩容灵活、投资少、见效快等优点,近年来受到各发达国家的高度重视,发展十分迅速,已开始在商业电信网中正式采用,标志着这种技术正在走向成熟。我国幅员辽阔,通信事业的发展极为迫切。在国内光纤干线大都是常规标准单模光纤和进口高速系统投资高昂等国情条件下,波分复用技术的应用无疑将有重要的现实意义和具有潜在的巨大经济效益[6]。

对光纤通信系统的研究,可以通过实际试验来研究,也可以通过 仿真系统来研究。近年来,光纤通信系统模型的特性仿真技术发展很快 [7-8]。它具有很多显著的优点。利用现代的计算机进行光纤通信系统 的仿真,可以直接搭建激光器、光纤、及测试仪器的模型,并在此基础 上进行器件、系统的性能分析、测试,避免了直接的高昂的器件、设备 投资。即使进行实际光纤通信系统的研究,有光纤仿真通信系统的分 析、测试结果的辅助,对实际通信系统的器件选型,系统结构优化及整 体系统的可行性研究都是十分有帮助的。例如美国AT&T和日本KDD联合 进行的2.5Gbit/s×10073km的传输实验,在实际硬件系统的实现之前,就曾采用系统仿真的方法进行可行性论证[9]。

随着光纤通信技术的发展,光纤通信系统的传输距离不断加长,单路传输码速率和系统中信道数也不断增加,光纤中的非线性效应对光纤通信系统再生中继距离的影响,已变得不能忽略[10-11]。研究和实验工作表明:光纤中的非线性效应是限制光纤通信系统再生中继距离的最终因素。它有其不利的一面,亦有其有利的一面。例如:多信道光纤通信系统中的四波混频(FWM)现象。它不仅造成传输信道之间的串扰,而且也使传输信号功率下降,导致系统误码率恶化。但是,我们可以利用FWM效应,生成新的频率信号,从而可以应用于WDM网络方面的频率转换,以及长距离WDM系统中的色散补偿,后者就是利用FWM效应的中点谱反转技术。又如光纤中的受激喇曼散射(SRS)效应,该效应导致传输信号功率下降,从而使误码率增加,但我们也可以利用该效应实现光功率的放大,如光纤喇曼放大器等[9]。因此,研究光纤传输系统中非线性效应的限制作用,以及对非线性效应加以利用,都有十分重要的意义。

现今,随信息传输的容量要求越来越大,单路10Gb/s的光纤通信系统已逐步进入现场应用。但是,由于其色散限制即使在采用负啁啾的Mech-Zehnder型调制器时,也仅为80km左右[12]。因而,在单路码率超过10Gb/s的长距离传输系统中,必须采取色散补偿或控制。主要的色散补偿方法包括:

- 采用色散位移光纤(DSF)以减小色散的影响[13-14]。
- 采用非零色散位移光纤[15-16](例如Truewave光纤),部分消除 色散的影响。
- 采用具有较大负色散值的色散补偿光纤[17](DCF),补偿常规单模光纤的正色散。

- 采用啁啾光纤布拉格光栅[18-19]作为色散补偿器件,补偿系统 色散。
- 采用预啁啾技术,抵消后续传输中的色散[20]。
- 采用Duobinary编码技术[21]。
- 采用色散支持技术[22](Dispersion Surpported Transmission).
- 采用中点谱反转技术(Middle Span Spectrum Inversion)补偿系统色散.其原理是将光信号的光谱在接近传输线路的中点处反转,从而使得信号在前半段光纤传输中的恶化在后半段的传输中得到补偿[23]。中点谱反转色散补偿技术具有很好的应用前景,但是目前还是一种不十分成熟的色散补偿技术,其中还有许多问题有待探讨,例如提高谱转换效率、多路波长的等效率谱转换等。

本论文开展WDM+EDFA光纤传输系统的仿真、试验及传输子系统中 非线性效应的作用和抑制方法的研究,目的就是为了探索进一步提高系 统传输容量的方法,以适应未来通信技术的发展。

1.2 国内、外光纤通信的发展现状

1.2.1国外发展现状

近年来,高速光纤通信系统的研究在国际上发展十分迅速。基于强度调制/直接检测(IM/DD)、采用WDM技术的试验中,系统传输容量已达到160Gb/s×19路即3Tb/s[24],OTDM的试验已经达到640Gb/s传输60km[25],单路光环传输试验可以达到10Gb/s 20,000km传输[26]。

表1-1给出了截至99初一些具有代表性的试验系统及系统主要技术特点。

表1-1 国外高速光纤通信系统的发展近况

系统研究	时	传输			传输	
单位	间	容量	调制	光纤	距离	技术特点
NTT	99 [24]	160Gb/s ×19	LN-MOD	DSF	40km	WDM系统,采用了超 窄线宽光源和70nm 增益平坦EDFA
Tyco Submarine Systems, Ltd.	99	10Gb/s ×64	Forward Error Correction coding	特殊混合	7200 km	WDM系统,15.1nm 总传输带宽,实现了 0.33(b/s)Hz的 谱利用率
Lucent	99	40Gb/s ×25	LN-MOD	True wave	342 km	WDM系统, 应用负色散斜率 补偿光纤补偿色散
C.U. Univ. of Sweden	99 [29]	80Gb/s	锁模 激光器	SMF	172 km	OTDM 孤子传输
Alcatel	98 [26]	10Gb/s		DSF	20000 km	光纤环路传输

在光纤通信系统仿真研究方面,目前国际上有代表性的仿真软件列举如下[30-31]:

- 光电、光子和先进激光仿真系统(OPALS),由澳大利亚墨尔本大学开发完成。该软件是可仿真光通信器件、电路和系统的可视化仿真系统。该软件具有开放的用户接口并可仿真系统模块的非线性和噪声特性等。
- Comsis,由法国ipsis公司开发完成。是用于分析和设计通信系统的交互仿真软件包。其光模块库包括光源、光放大器、光纤和光电探测器等。

此外,一些典型的光通信系统仿真软件还包括:由rsoftinc开发的BeamProp Version 2.0,由英国photond开发的i-Cladiss,由Crosslight Software Inc.开发的Lastip,dilas-II,PICS-3D等。

在中点谱反转色散补偿技术的研究方面一些有代表性的最新成果 列举如下:

- 德国U. Feiste等人在1998年[32]报道了利用两个SOA的偏振分极方案,实现了40Gb/s,434km常规单模光纤中点谱色散补偿传输。
- Fujitsu公司的S. Watanabe等人[33]报道了利用中点谱反转技术 40Gb/s×5,105km常规单模光纤传输。该试验第一次将中点谱反 转色散补偿技术应用于WDM系统之中,展示了该技术的广阔应用前 景。

当前高速光纤通信技术的研究热点主要涉及:

- 高性能光发射源的研究。主要要求光发射源低啁啾、高功率和高消光比,且集成度高,波长可选择。
- 增益平坦的EDFA的研究。目前实用单级EDFA的可用带宽为20~30nm。在级联EDFA光通信系统中,因EDFA的增益不平坦而导致系统传输带宽减小。因此,提高EDFA的增益平坦特性是高速光通信系统中的一个重要研究问题。
- 高码速、长距离传输系统中色散补偿技术的研究。因现有光通信网络多铺设常规单模光纤,随系统的升级,提供有效、简便和低廉的色散补偿技术具有重要意义。
- 系统非线性特性影响的研究。随系统传输码率、信道数和传输距离的提高,光纤非线性效应对系统传输性能有着重要的影响。因此必须开展抑制与利用光纤非线性效用的研究。
- 光纤光栅器件的研究。由于光纤光栅器件的低插入损耗、小体积、可定制的波长和滤波特性,以及广泛的可应用领域,使光纤光栅器件的研究正迅速成为研究的热点。

1.2.1 国内发展现状

国内对高速光纤通信系统的研究,开发也作了相当多的工作,取得了相当好的成绩。我国自1979年7月建成第一个8Mb/s 5.7km的室内试验系统。1982年建成第一个8Mb/s 13.2km的现场试验系统至今,已试验成功了4×2.5Gb/s和10Gb/s的传输系统,经历了长足的发展。

1996年1月,清华大学的4×622Mb/s WDM光电子器件试验床通过国家教委的鉴定[34],系统中传输光纤的总长为320km,所有的光发射机均为国产器件自行研制开发的,其波长稳定度达到世界先进水平。

1997年6月,由北京大学完成了一套4×2.488Gb/s 双向150km无中继WDM光纤传输系统安装于广州一深圳段,该系统是我国第一套用于现场的WDM+EDFA系统[35]。

1997年,在武汉邮电科学院建立了一套10Gb/s的试验系统,实现了180km常规单模光纤传输[36],并采用FPDC(F-P色散补偿器)补偿光纤的色散。该系统是国内第一套10Gb/s的高速光通信系统。

1998年,北方交大利用自行研制的啁啾光纤光栅实现了对宽度仅为19ps的光脉冲的色散补偿,可补偿的传输光纤距离达到140km。

1999年3月,清华大学建立了一套10Gb/s 100km常规单模光纤传输试验系统[37-38]。

1999年4月,清华大学建立了我国第一套8×10Gb/s 80km常规单模光纤传输试验系统[39]。

表1-2给出了近年来国内高速光纤系统研究开发的情况。

单位	时间	项目
清华大学	1996年	4×2.5Gb/s光纤传输系统
北京大学	1997年	4×2.5Gb/s双向传输现场试验
北京邮电大学	1997年	5Gb/s 52km光孤子传输试验
武汉邮电科学研究院	1997年	16×2.5Gb/s 600km传输系统
武汉邮电科学研究院	1997年	10Gb/s 180km系统传输试验
北方交通大学	1998年	19ps脉冲140km光纤传输色散补偿
清华大学	1999年	8×10Gb/s 80km光纤传输试验

表1-2 国内高速光纤系统研究开发的情况

同时,在全光网络、超高速OTDM以及光纤光栅器件等方面,也已有各大学、研究院所联合展开了研究。

1.3 论文背景、工作的主要内容及成果

1.3.1 论文背景、工作的主要内容

基于以上对高速光纤通信系统发展状况和趋势的分析,下一代的光纤干线通信将主要是以10Gb/s单信道速率为基础的WDM系统。考虑到此类系统研究中的以下三方面因素:

- 系统特性研究"成本"和复杂程度提高,例如,10b/s的误码测试仪需RMB300万元左右,其他测试仪器和系统组成模块也以RMB10万元为基础;系统对信号源调制啁啾更"敏感",受色散和非线性限制更为严重。因此通过系统仿真可以进行有效的系统特性研究。
- 在采用DSF的10Gb/s WDM系统中,FWM效应对系统特性的影响严重。
- 在未采取色散补偿措施的情况下,10Gb/s的信号在常规单模光纤中传输距离仅为60km左右。利用MSSI技术可以有效地进行色散补偿和非线性抑制。

为此,本论文结合课题组承担的国家"863"计划的课题一"光电子器件试验床向10Gb/s改造升级项目"、"10Gb/s半导体光放大器中点谱反转器",以及"清华国家重点实验室开放基金资助课题一光纤通信系统传输和非线性特性仿真计算",对10Gb/s或更高速率的WDM系统进行了研究,主要包括:

- 应用运行于HP工作站上的SPW软件,开展了构建WDM系统中主要功能模块的仿真研究工作,并仿真研究了典型10Gb/s的光通信系统。其中对于EDFA模块及其系统应用进行了较详细的研究。
- 开展了FWM效应对WDM系统传输特性影响的研究。分析研究了在WDM系统中,通过比特相位调整RZ码传输技术与不等间距信道技术相结合,对FWM效应的抑制。
- 围绕在等间距信道和不等间距信道WDM系统中,FWM噪声功率 与入射信号光波功率的关系,分析研究了FWM效应对WDM系统信道 输入功率的限制影响。
- 分析研究了SOA中点谱反转色散补偿技术在系统中的实现及其补偿效果。

1.3.2 论文工作的主要成果

- 1. 在国内首次应用运行于HP工作站上的SPW软件,构建并实现了较详细的IM-DD方式下,WDM光通信系统中主要功能模块,主要包括:
- 可产生2⁷-1至2³¹-1伪随机序列的伪随机码发生器模块。
- 基于速率方程的单纵模半导体激光器LD模块。
- 应用分步傅立叶方法,可反映光纤色散、损耗和非线性效应的单模光纤模块。
- 平方率检波光电接收模块。
- 高斯噪声近似BER决定模块。

在仿真构建以上主要功能模块的基础上,仿真研究了典型光通信系统,得到了发端和收端眼图,实现了BER小于10⁻¹⁰的10Gb/s信号传输。

在国内首次应用SPW软件仿真研究了WDM传输系统中的重要器件一EDFA模块。仿真模块考虑了前向及后向ASE噪声。通过仿真计算EDFA-BDE模块,优化设计了掺铒光纤(EDF)的长度。在含8级EDFA的WDM光传输系统的仿真中论证了模块的实际应用。在输出信号幅度及ASE噪声谱上都取到了与前期发表的实验相一致的仿真结果,证明了EDFA-BDE模块在高饱和状态下的实际可用性。

- 2. 为了解决采用不等间距信道技术抑制FWM效应时产生的传输带宽扩展问题,首次提出了比特相位调整RZ码传输技术与不等间距信道技术相结合的方案。给出了该技术在减小总传输带宽和降低因FWM而导致的功率耗尽方面的理论分析,并实现了仿真论证。就作者所知,在国际上尚未见类似的报道。
- 3. 分析研究了在等信道WDM系统中,因FWM噪声功率而导致的信道光功率的起伏。应用因FWM效应导致的信号功率恶化系数公式和四波混频光功率与信号功率比值公式,考察了三信道系统,并得出若干结论:随信道数的增加,将引入更严重的FWM光波功率起伏干扰;随信号功率不断损耗,功率恶化系数在5km以后开始变为常数;对于多信道WDM系统和光纤色散较小的情况(如采用DSF光纤),四波混频光波功率将更大,信道间串话也将更为恶化。

在应用DSF光纤和不等间距信道技术的WDM系统中,通过高斯噪声近似和级数展开,推导了受FWM效应限制的信道最大可允许输入功率的解析公式。通过与实际试验结果比较,发现尽管实际试验结果略高于理论计算值,二者之间还是取得了很好的一致。就作者所知,在国际上尚未见类似的报道。

4. 在国内首次试验研究了提高SOA谱转换效率的方法一在纤一纤小信 号增益为10dB情况下,实现了-20dB的光谱反转效率,并对SOA中 FWM机理和试验结果进行了理论分析。

在纤一纤小信号增益为10dB情况下,实现了-20dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了203km、12ps RZ码中点谱反转色散补偿传输试验。就作者所知,在国际上尚未见类似的报道。

在纤一纤小信号增益为27dB情况下,实现了-16dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了200km、10Gb/s速率的中点谱反转色散补偿传输试验。

1.4 参考文献

- [1] W. I. Grosky, "Multimedia information systems", IEEE Multimedia, Vol. 1, No. 1, pp. 12-24, 1994.
- [2] B. Furht, "Multimedia system: an overview", IEEE Multimedia, Vol. 1, No. 1, pp. 47-59, 1994.
- [3] Hidenori, "Long Distance Transmission Experiments Using the WDM Technology", J. Lightwave Technol., Vol. 14, No. 6, pp. 1287-1298, 1996.
- [4] 张煦, "新一代光纤通信系统", 光通信技术, Vol. 17, No. 6, pp 293-296, 1993。
- [5] 张煦, "1998年终看光纤通信技术新动向", 光通信技术, Vol. 23, No. 1, pp. 1-13, 1999。
- [6] 清华大学电子工程系, "2.5Gb/s以上密集波分复用光通信发射光源及光电子器件试验床"鉴定文件, pp.1-2, 1996。

- [7] Aly F. Elrefaie, J. Keith Townsend, Malcolm B. Romeiser and K. Sam Shanmugan, "Computer Simulation of Digital Lightwave Links", J. on Selected Areas in Communications, Vol. 6, No. 1, pp94-105, 1988.
- [8] Phil Gurney, "Computer-Aided Design for Photonics-The OPALS Project", LEOS NEWSLETTER, June, 1996.
- [9] 宋健, "采用级联EDFA的光纤通信系统特性研究"博士论文, pp77, 1995。
- [10] Michael J. O'Mahony, "Non-Linear Optical Transmission Systems", J. on Selected Areas in Communications, Vol. 4, No. 6, pp49-60, 1993.
- [11] J.P. Gordon. L.F. Mollenauer, "Effects of fiber nonlinearities and amplifier spacing on ultra long distance transmission", J. Lightwave Technol., Vol. 9, No. 2, pp. 170-173, 1991.
- [12] A. H. Gnauck, R. M. Jopson, and R. M. Derosier, "10-Gb/s 360-km Transmission Over Dispersive Fiber Using Midsystem Spectral Inversion", IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 5, No. 6, pp663-668, 1993.
- [13] D. Marcuse, A.R. Chraplyvy, and R.W. Tkach, "Effect of fiber nonlinearity on longdistance transmission", J. Lightwave Technol., Vol. 9, No. 1, pp. 121-128, 1991.
- [14] K. Inoue, "Four-wave mixing in an optical fiber in the zero-dispersion wavelength region", J. Lightwave Technol., Vol. 10, No. 11, pp. 1553-1561, 1992.
- [15] M. Newhouse, and Y. Liu, "System needs for dispersion compensation", in Tech. Dig. OFC'97, Paper ThA1, 1997.

- [16] Y. Liu, A. J. Antos, V. A. Bhagavatula, et.al., in Proc. ECOC'95, Paper Tu. 1. 2. 4, pp. 333-336, 1995.
- [17] A.M. Vengsarkar, "Dispersion compensating fibers", in Tech. Dig. OFC97, Paper ThA2, pp. 233-234, 1997.
- [18] K.O. Hill and G. Meltz, "Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview", J. Lightwave Technol., Vol. 15, No. 8, pp. 1263-1276, 1997.
- [19] C.R. Giles, "Lightwave application of fiber Bragg gratings", J. Lightwave Technol., Vol. 15, No. 8, pp. 1391-1404, 1997.
- [20] T.L. Koch and R.C. Alferness, "Dispersion compensation by active predistorted signal synthesis", J. Lightwave Technol., Vol. LT-3, pp. 800-805, 1985.
- [21] Y. Yano, T. Ono, K. Fukuchi, et.al., "2.6Terabit/s WDM tsansmission experiment using optical duobinary coding", in Proc. ECOC'96, Paper ThB3.1, 1996.
- [22] B. Wedding, W. Pohlmann, B. Franz, et al., "Multi-level dispersion surported transmission at 20Gb/s over 46km installed standard singlemode fibre". In Proc. ECOC'96, Paper Mob. 4.4, 1996.
- [23] A. Yariv, D. Fekete, and D. M. Pepper, "Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation", Opt. Lett. Vol. 4, No. 2, pp. 52-54, 1979.
- [24] S. Kawanishi, H. Takara, et al., "3 Tbit/s(160Gbit/s × 19 ch)
 OTDM-WDM Transmission Experiment", OFC/IOOC'99 Postdeadline
 Papers, PD1, 1999.

- [25] M. Nakazawa, E. Yoshida, T. Yamamoto, et al., "TDM single channel transmission experiment over 60km using 400fs pulse train and a walk-off free, dispersion-flattened nonlinear optical loop mirror", in Postdeadline Papers OFC'98, Paper PD14, 1998.
- [26] D. Chiaroni, B. Lavigne, L. Hamon, et al., "10Gbit/s optical regenerated NRZ transmission experiment over 20,000km with 140km repeater spacing", in Postdeadline Papers OFC'98, Paper PD15, 1998.
- [27] N. S. Bergano, C.R. Davidson, et al., "640 Gb/s Transmission of Sixty-four 10Gb/s WDM Channels Over 7200km with 0.33(bit/s)Hz Spectral Efficiency", OFC/IOOC'99 Postdeadline Papers, PD2, 1999.
- [28] C.D. Chen, I. Kim, et al., "1-Tb/s (40-Db/s × 25ch) WDM transmission experiment over 342km of TrueWave® (non-zero dispersion) fiber", OFC/IOOC'99 Postdeadline Papers, PD7, 1999.
- [29] J. Hansyrd, B. Bakhshi, et al., "80 Gbit/s Single Wavelength OTDM Soliton Transmission Over 172km Installed Fiber", OFC/IOOC'99 Postdeadline Papers, PD6, 1999.
- [30] James Lowery, "Computer-aided photonics design", IEEE Spectrum, pp. 26-31, April 1997.
- [31] 《关于我国发展光电子器件TCAD对策的研究》课题组, "关于我国发展 光电子器件TCAD对策的研究》软课题总结报告, 1996。
- [32] U. Feiste, R. Ludwig, E. Dietrich, S. Diez, H. J. Ehrke, Dz. Razic and H.G. Weber, "40Gbit/s transmission over 434km standard fibre polarisation independent mid-span spectral

- inversion", Electroics Letters, vol. 34, No. 21, pp2044-2045, 1998.
- [33] S. Watanabe, S. Takeda, G. Ishikawa, et al., "Simultaneous wavelength conversion and optical phase conjugation of 200Gb/s(5 × 40Gb/s) WDM signal using a highly nonlinear fiber four-wave mixer", in Proc. ECOC'97, Paper TH3A, 1997.
- [34] "2.5Gb/s以上密集波分复用光通信发射光源及光电子器件试验床"鉴定文件,清华大学电子工程系,1996。
- [35] 吴德明,徐安士,朱新立,等, "4×2.488Gb/s双向154公里无中继波分复用光纤通信系统现场试验研究", 第八届全国光纤通信会议, 论文集, pp.192-198, 1997。
- [36] 杨铸,杨壮, "10Gb/s光纤传输试验系统", 第八届全国光纤通信会议, 论文集, pp. 289-292, 1997。
- [37] 王晖,董毅,吴小萍,郑浩成,谢世钟,"10Gb/s光发射、接收模块的研制",99°全国光电子器件与集成技术会议,论文集,pp166-168,1999。
- [38] 董毅,谢世钟,王晖,吴小萍,郑浩成,等,"采用DFB+MZ调制器组件为光源的10Gb/s,100km G.652光纤传输试验研究",高技术通信,录用。
- [39] 王晖,谢世钟,董毅,吴小萍,王大鹏,郑浩成等,"8×10Gb/s 80km 常规单模光纤传输试验研究",投寄《第九届全国光通信大会》。

第二章 应用SPW软件的光纤通信系统仿真研究

近年来,光纤通信系统模型的特性仿真技术发展很快。相对于无线通信系统的仿真,光纤通信系统的仿真较为困难,但同时也具有很多显著的优点[1-2]。利用计算机进行光纤通信系统的仿真,可以直接搭建激光器、光纤、及测试仪器的模型,并在此基础上进行器件、系统的性能分析、测试,避免了直接的高昂的器件、设备投资。即使进行实际光纤通信系统的研究,有光纤仿真通信系统的分析、测试结果的辅助,对实际通信系统的器件选型,系统结构优化及整体系统的可行性研究都是十分有帮助的。例如美国AT&T和日本KDD联合进行的2.5Gbit/s×10073km的传输实验,在实际硬件系统的实现之前,就曾采用系统仿真的方法进行可行性论证[3]。

利用光纤通信系统仿真,在搭建系统模型以后,可以根据需要进行孤立因素和交叉影响的研究,这只要改变相应模块的相应参数即可,同改变实际系统的不同器件比较,可以节省大量的时间和费用。

利用光纤通信系统仿真,可以研究系统在各种极限状态下的特性,而不会导致整个系统的崩溃。对实际的光通信系统进行极限状态下的研究,因系统的昂贵及导致整个系统崩溃的可能性,这方面的研究较少,所以用仿真系统进行研究,具有巨大的优越性。

利用光纤通信系统仿真,主要的开发工作可在PC(个人计算机)机或工作站上进行。在PC机上进行光通信系统的仿真,因PC机的运算精度、运行速度及在PC机上可利用的大型通信仿真应用软件较为有限,导致开发的仿真系统软件运算时间长、仿真采集点数有限,用户界面简单且非图形方式(不够直观),所以在PC机上的仿真开发受到一些限制。

本论文对光通信系统的仿真工作主要利用了当前国际上最为流行的EDA设计软件之一:运行于HP(惠普)工作站的SPW通信仿真软件包[4]。在HP工作站上利用SPW进行光通信系统的仿真,克服了PC机仿真的缺点,具有运算精度高、运行速度快,可利用已有通信仿真应用软件包的优点。

本章主要利用SPW软件,在HP工作站上开展了构建强度调制一直接检测(IM-DD)光通信系统中伪随机码发生器、半导体激光器(LD)、单模光纤、参铒光纤放大器(EDFA)和接收与判决模块的仿真研究工作,并仿真研究了典型光通信系统的特性。通过和国内、外试验及其他研究者发表的仿真结果比较,发现彼此结果相近,从而间接证明了本仿真软件模块的可靠性。在此基础上,本论文还利用已构建的仿真光通信系统,开展了系统非线性特性的研究,主要集中于WDM光通信系统中四波混频(FWM)特性的研究。

2.1 SPW软件及SPW软件下的系统仿真简介

2.1.1 SPW软件简介

SPW(Signal Processing Worksystem)软件是由Cadence公司在HP工作站上,UNIX操作系统下利用C语言开发的通信系统专用仿真软件。该仿真软件具有模块化的结构、图形化的良好界面及可扩展性,它提供了交互交换数据、仿真、测试和实现通信系统的所有工具。

本论文利用SPW仿真软件仿真了光纤通信系统,得到了更为精确、 灵活和直观的仿真结果。

图2-1为SPW软件主要组成部分示意图。从图中可以看到SPW软件主要包括以下几部分: 1)文件管理器 2)信号计算器 3)框图编辑器 4) 滤波器设计系统[4]。

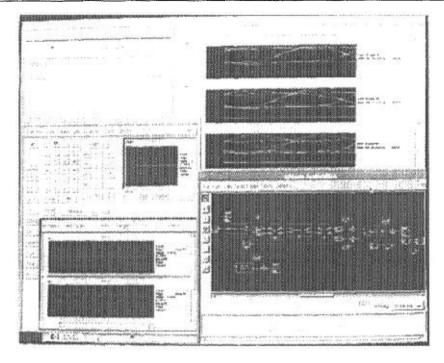


图2-1 SPW 软件主要组成部分示意图

文件管理器是统一的"窗口式"的工具,它可以管理文件和请求各种类型的SPW产品和它们的数据文件,由文件管理器选择并运行信号计算器,框图编辑器和滤波器设计系统。

框图编辑器 (BDE-Block Diagram Editor) 是基本的 DSP (Digital Signal Processing) 系统设计环境,具有线路图式的设计构思。从BDE数据库选取各种信号处理模块,并放置表示系统部件的图形符号,把它们连接起来形成一个信号流图。在仿真中,信号流的值从一个模块的输出流到另一个模块的输入。

信号计算器(SIGCALC-Signal Calculator)可观察与分析仿真结果,而且还可以完成预算法的研究,在系统模型构造和调试中计算器是一种强有力和主要的部分。

滤波器设计系统(FDS-Filter Design System)是用于交互设计和分析带有实系数值的IIR和FIR数字滤波器的一种软件工具,在给定一组设计技术规范时,FDS计算实现该滤波器必须的滤波系数,当系数决定后,FDS图形化的绘出频率响应、冲击响应和滤波器的零、极点位置。

SPW还包括一个HDS(HDS-Hardware Design System)附加软件包,使系统具有定点仿真和综合能力。HDS精确地建立定点数字信号处理系统的行为级模型,然后在结构级指定硬件实现方案。HDS还可以用Verilog和VHDL描述的HDL,生成结构级设计来完成硬件综合过程自动化。

2.1.2 SPW软件下的光通信系统仿真

应用SPW进行光通信系统仿真,有赖于对光通信系统的分析,尤其是对光通信系统各组成部分的物理特性的分析和归纳,建立起数学模型,并用模块来实现这种模型。继而实现对系统其它方面的分析,如光通信系统的非线性研究。

本论文采用的SPW通信仿真软件包,具有很多优点,为光通信系统的仿真提供了很多便利之处。SPW通信仿真软件包不仅为系统仿真者提供了一个自上而下(Top-down)的设计工具外,还提供了丰富的模块库(包括信号源模块、滤波器模块、信道和噪声模块及分析和统计模块等)。通过这些设计工具和模块,用户可以根据自己的要求,利用已有通用的模块或依据它提供的标准格式编写专用模块,建立系统进行仿真。其优点就在于为用户提供了大量的通用通信模块,使用户能够在此基础上,集中精力于专用模块的编程及对特定研究对象的分析,从而节

省大量编程时间。此外,SPW通信软件包提供的标准编程格式,为后续 开发提供了便利,并为已开发专用软件包的交流提供了可能。

利用SPW的光通信系统的系统仿真框图如下:

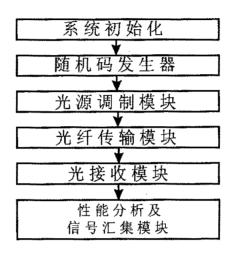


图2-2 利用SPW的光通信系统的系统仿真框图

- 1. 系统初始化模块。主要用于给系统赋初值,例如设置系统环境、 系统各模块参数等。
- 2. 随机码产生模块。该模块产生调制光源的伪随机信号序列,其最 大长度为2³¹-1。
- 光源调制模块。该模块用以模拟光源的实际调制过程,包括激光器及其驱动电路的模拟。
- 4. 光纤传输模块。模拟光信号在光纤中的传输过程。
- 5. 光接收机模块。完成接收、预放、判决和时钟提取的过程的模拟。
- 6. 性能分析及信号汇集模块。完成眼图观测、误码率计算等过程的 模拟。

本论文依照以上流程,构建了仿真光通信系统,并在此基础上开展了系统非线性特性方面的研究。这一方面的工作主要集中于WDM光通信系统中四波混频特性的研究。

2.2 应用SPW软件的光通信系统关键部件仿真

光纤通信系统模块的仿真和特性分析主要基于以下三种方法:解析计算的方法、数值模拟的Monte Carlo方法以及解析计算和数值模拟混合的方法[1]。解析计算的方法仿真速度很快,但由于其必要的对物理现象的假设和近似限制了其应用。数值模拟的方法最为灵活,但在低码速率的光纤通信系统的仿真中,因需输入很长的码流,所以又影响了仿真速度。在混合的仿真方法中,数值模拟的Monte Carlo方法用于仿真解析计算不易获取的模块特性,并将仿真后得到的模块特性同解析计算易得到的模块特性相结合,共同仿真分析模块。

本论文在HP工作站上,利用SPW软件,运用解析计算和数值模拟混合的方法,在对一些光电器件特性研究的基础上,仿真构建了单模光纤通信系统功能模块软件包。通过与国内、外其他研究者发表的仿真结果比较,发现结果十分相似,从而论证了功能模块软件包的可靠。本论文还在功能模块的基础上,仿真研究了典型单模光纤通信系统,不仅验证了功能模块在系统中的实际应用,而且还实现了光纤通信系统的仿真。

2.2.1 应用 SPW 软件的光通信系统关键部件仿真

采用单模光纤的典型点对点光通信系统如图2-3所示。

图2-3中,伪随机码发生器产生的伪随机码用于调制激光器。调制后激光器的输出被耦合进单模光纤,单模光纤的色散、损耗及非线性特性将影响接收端信号的特性。在接收端,光电接收模块将接收到的光信号转变成电信号,同时加入了白高斯噪声近似发射端、光纤信道和接收端引入的加性噪声。含噪声的电信号被滤波、取样,并同判决电平比较得到数据输出。

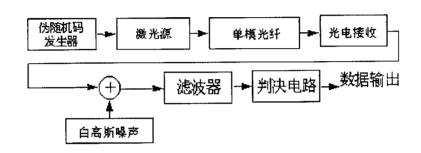


图2-3 采用单模光纤的典型点对点光通信系统

以下将利用SPW仿真如图2-3中所示的采用单模光纤的典型点对点光通信系统的各功能模块,并将讨论软件的实现细节。

2.2.1.1 伪 随 机 码 发 生 器

在光纤通信系统的实际应用中,光源多被NRZ码随机调制,因此在本论文中码源仿真了伪随机码发生器。伪随机码发生器产生2⁷-1至2³¹-1长的具有0、1电平的伪随机序列,以考察系统对各种不同码组合的响应[5]。本论文利用SPW中已有的模块和底层C开发(产生高斯码型)实现了该功能模块。

图2-4为伪随机码发生器仿真模块。

图2-5为伪随机码发生器模块产生的伪随机码序列。

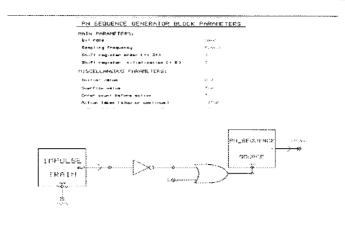


图2-4 伪随机码发生器仿真模块

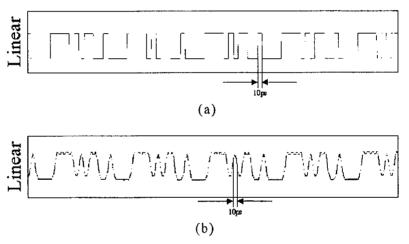


图2-5 伪随机码发生器模块产生的

(a)逻辑0、1伪随机码序列,(b)高斯码型伪随机码序列

2.2.1.2 激 光 源 模 块 仿 真

对于激光源模块的仿真,本论文通过考察以下速率方程,仿真研究了单纵模半导体激光器[6-7]。

$$\frac{dN(t)}{dt} = \frac{I(t)}{eV} - \frac{N(t)}{\tau_n} - g_0(N(t) - N_0) \{ S(t) / [1 + \varepsilon S(t)] \}$$
(2.1)

$$\frac{dS(t)}{dt} = \Gamma g_0(N(t) - N_0) \left\{ S(t) / \left[1 + \varepsilon S(t) \right] \right\} - \frac{S(t)}{\tau_p} + \Gamma \beta \frac{N(t)}{\tau_n} (2.2)$$

上式中,N(t)和S(t)分别为载流子密度和光子密度, g_0 为微分增益系数, N_0 为增益为零时的透明载流子浓度, τ_n 和 τ_p 分别为载流子自发复合寿命和光子寿命, Γ 为光限制因子, ε 为非线性引起的增益压缩因子, β 为光激射模式下的自发辐射系数,I(t)为注入有源区的电流, ε 为电荷和V为有源区体积。在上式中,N(t),S(t)和I(t)分别为时间的函数,而其他参数对于一给定的激光器为恒定值。电流I(t)载有调制信息并附加于偏置电流之上。

表2-1为半导体激光源模型参数[8-10]。

参数	参数值	单位
电子电荷与有源区体积的乘积eV	1. 44×10 ⁻³⁵	Am³s
光激射模式下的自发辐射系数 β	1×10 ⁻³	
透明载流子浓度 N_0	4. 6×10 ²⁴	m ⁻³
微分光增益系数g0	5. 6×10 ⁴	M ³ s ⁻¹
光限制因子Γ	0. 0125	
载流子自发复合寿命 τ"	3. 72	ns
光子寿命 τ,	2	ps
増益压缩因子€	3. 8×10 ⁻²³	M³

表2-1 半导体激光源模型参数

- (2.1)式解释了载流子在有源区的产生与复合的物理机制。其中 右边三项分别表示注入有源区的新载流子的速率、因自发辐射复合而导 致的载流子减少的速率、因受激辐射复合而导致的载流子减少的速率。
- (2.2)式解释了光子产生与减少的物理机制。其中右边三项分别表示受激辐射导致的光子数增加的速率、由激光输出和吸收导致的光子数的减少、由自发辐射导致的光子数增加的速率。

在任意信号电流 *I(t)*的调制下,以上速率方程可数值模拟求解, 产生如下含相位信息和幅度信息的复光场输出:

$$\hat{E}_{out}(t) = k[S(t)]^{1/2} \exp[j\phi(t)] = [P(t)]^{1/2} \exp[j\phi(t)]_{(2.3)}$$

上式中,

$$P(t) = k^2 S(t)$$
$$k^2 = V \eta h v / 2\Gamma \tau_p$$

上式中, η 为激光器的量子效率,h为普郎克常数。相位 $\phi(t)$ 由下式给出:

$$\phi(t) = 2\int_{0}^{t} \Delta v(t')dt'$$
(2.4)

其中

$$\Delta v(t) = \frac{\alpha \Gamma g_0}{4\pi} \left[N(t) - \overline{N} \right]$$
 (2.5)

上式中, α 是线宽增益因子, \overline{N} 是平均载流子密度。

在实际激光器的光频输出中,将有一非零谱宽的相位噪声 $\delta(t)$ 引入 服态光频输出,因此 (3) 式可以更完整地表示为,

$$\hat{E}_{out}(t) = [P(t)]^{\frac{1}{2}} \exp\{j[\phi(t) + \delta(t)]\}$$
 (2.6)

图2-6为激光源模块仿真流程图。

图2-7为激光源模块仿真数学符号框图,即激光源速率方程的实际实现。

图2-8为激光源仿真模块。

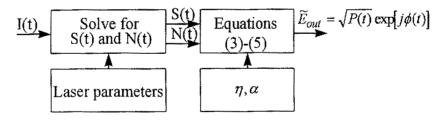


图2-6 激光源模块仿真流程图

对于激光源模块的仿真,本论文应用了SPW软件中的积分、反馈循环等已有模块,得到了具有模块化结构的、在图形界面下可直接仿真研究的激光源模块。

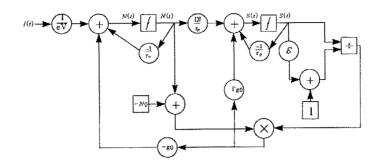


图2-7 激光源模块仿真数学符号框图

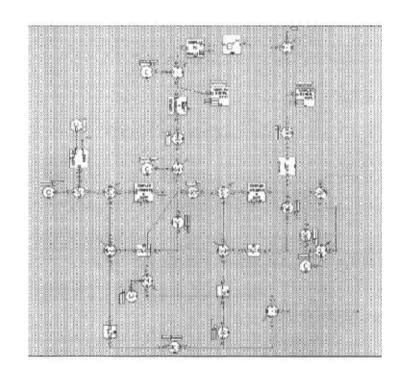


图2-8 激光源仿真模块

2.2.1.3 单模光纤模块仿真

本论文应用分步傅立叶方法,基于以下的传输方程仿真了单模光 纤[11]:

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A \tag{2.7}$$

上式中, \hat{D} 是表示线性介质的色散和吸收的差分算符; \hat{N} 是非线性算符,它决定了光脉冲传输过程中光纤的非线性效应。两算符分别为:

$$\hat{D} = -\frac{i}{2}\beta_2 \frac{\partial^2}{\partial T^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3}{\partial T^3} - \frac{\alpha}{2}$$
 (2.8)

$$\hat{N} = i\gamma \left[|A|^2 + \frac{2i}{\omega_0 A} \frac{\partial}{\partial T} (|A|^2 A) - T_R \frac{\partial |A|^2}{\partial T} \right]$$
 (2.9)

上两式中, β_2 和 β_3 分别为光纤的二阶、三阶色散, α 为光纤的 损耗系数, γ 为光纤的非线性系数和T,为喇曼增益的斜率。

表2-2为仿真单模光纤模块参数。

参数	参数值	单位	
光纤的二阶色散 $oldsymbol{eta}_2$	-20(1.55 µm 波段)	ps²/km	
光纤的三阶色散 $oldsymbol{eta}_3$	忽略	ps³/km	
光纤的损耗系数 α	0, 2	dB/km	

表2-2 仿真单模光纤模块参数

光纤的非线性系数 γ	2~30	W ⁻¹ km ⁻¹
喇曼增益的斜率 <i>T</i> ,	5	fs

本论文应用SPW中的傅立叶变换模块、傅立叶反变换模块及 $\frac{\partial^2}{\partial T^2}$ 模块等,采用如下图所示的分步傅立叶方法仿真了光纤模块

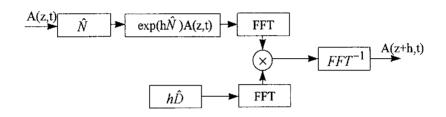


图2-9 单模光纤模块仿真流程图

图2-10为单模光纤仿真模块。

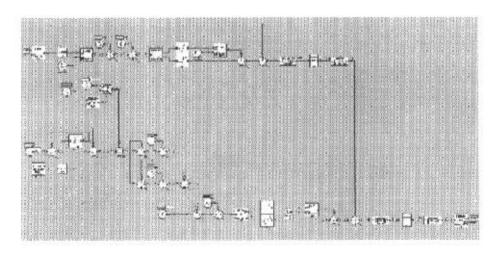


图2-10 单模光纤仿真模块

2.2.1.4 光 电接收模块仿真

对于光电接收模块的仿真,本论文应用了平方率检波器,并用一低通滤波器滤去高频成分[12]。

光电接收模块的仿真流程图如图2-11所示。

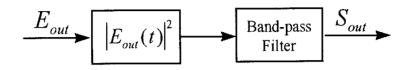


图2-11 光电接收模块的仿真流程图

在仿真光电接收模块时,本论文应用了SPW软件中的滤波器等已有模块。

2.2.1.5 BER 模块 仿真

在光纤传输系统中,系统的误码率将因光信号的噪声、光纤的色散和光纤的非线性效应而增加。尽管在接收端,最终光噪声的概率密度公式不是严格的高斯噪声模式,但高斯噪声近似还是可以很好地用于误码率(BER)决定[13]。在高斯噪声近似的情况下,BER可以表示为

$$BER = \frac{1}{2} \left\{ erfc \left(\frac{\left| \mu_1 - D \right|}{\sigma_1} \right) + erfc \left(\frac{\left| \mu_0 - D \right|}{\sigma_0} \right) \right\} \quad (2.10)$$

上式中, $\mu_{1,0}$ 和 $\sigma_{1,0}$ 分别为光信号在"1", "0"码时的平均误差和标准误差,D为判决电平, $\mathrm{erfc}(x)$ 为误差函数,定义为:

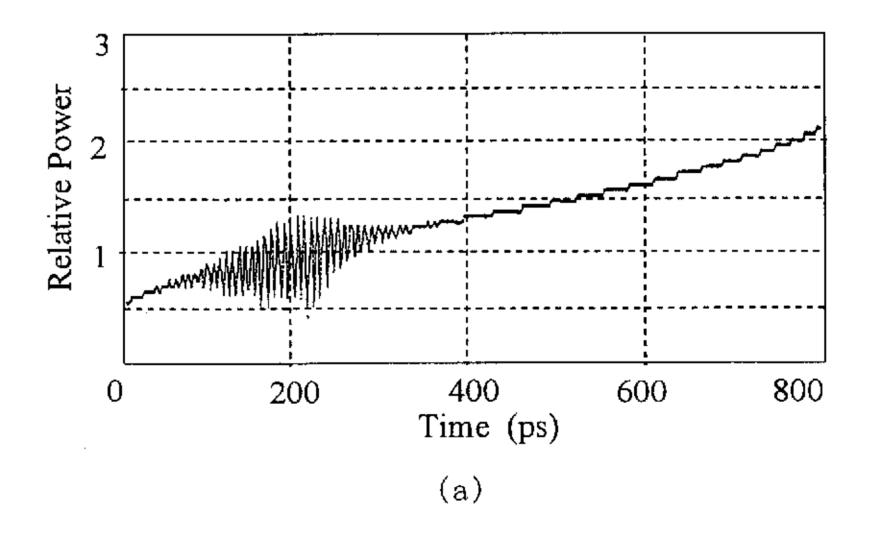
$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{0}^{x} e^{-x^{2}} dz$$
 (2.11)

我们应用高斯噪声近似公式(2.10)仿真了误码率决定模块,并应用了SPW软件中的高斯噪声和积分模块于仿真之中。

2.3 应用SPW软件的光纤通信系统仿真

本论文对图2-3所示的典型光纤通信系统进行了仿真研究。仿真系统传输NRZ码,传输码速率为10Gb/s。激光器去啁啾,传输光纤段长度为40km,光纤色散 17ps/km.nm,光纤损耗 $\alpha=0.2db/km$,经过仿真,实现了误码率优于 10^{-10} 传输结果。以下为仿真结果。

图2-12(a)和(b)分别为激光器加电瞬态相应。



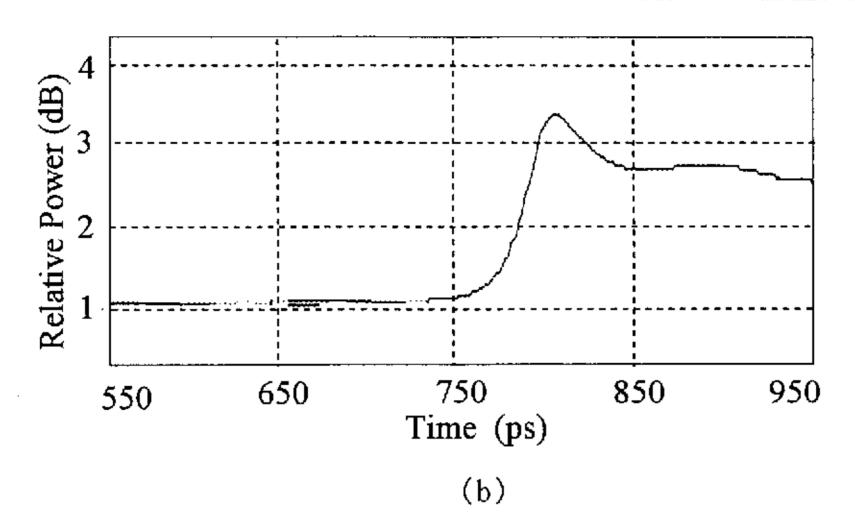


图2-12激光器加电瞬态相应

图2-13为激光器输出光频谱图。

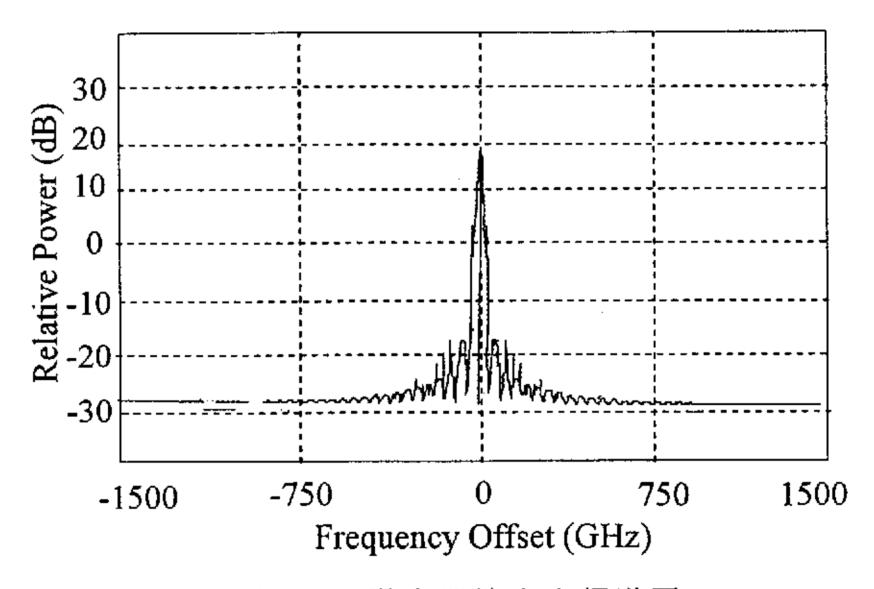
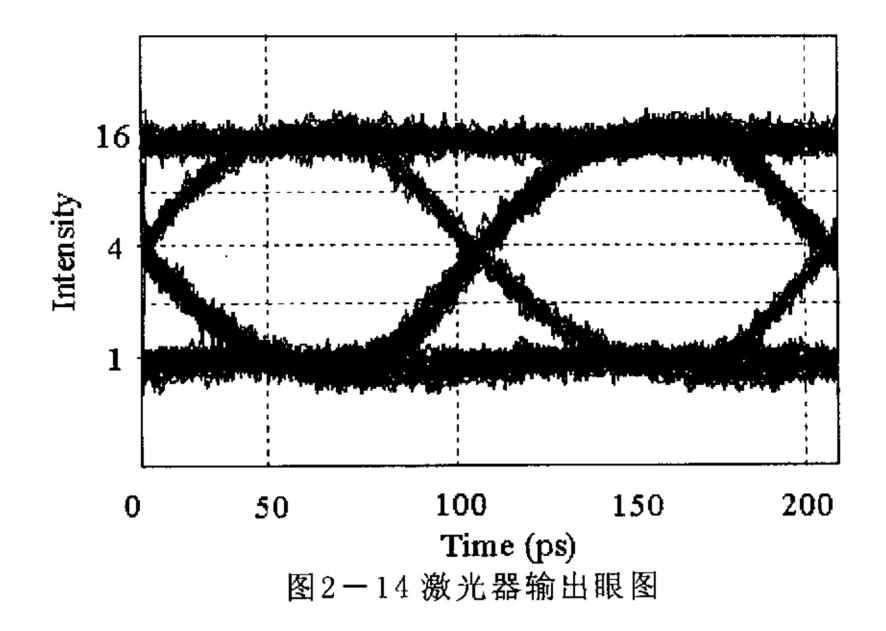
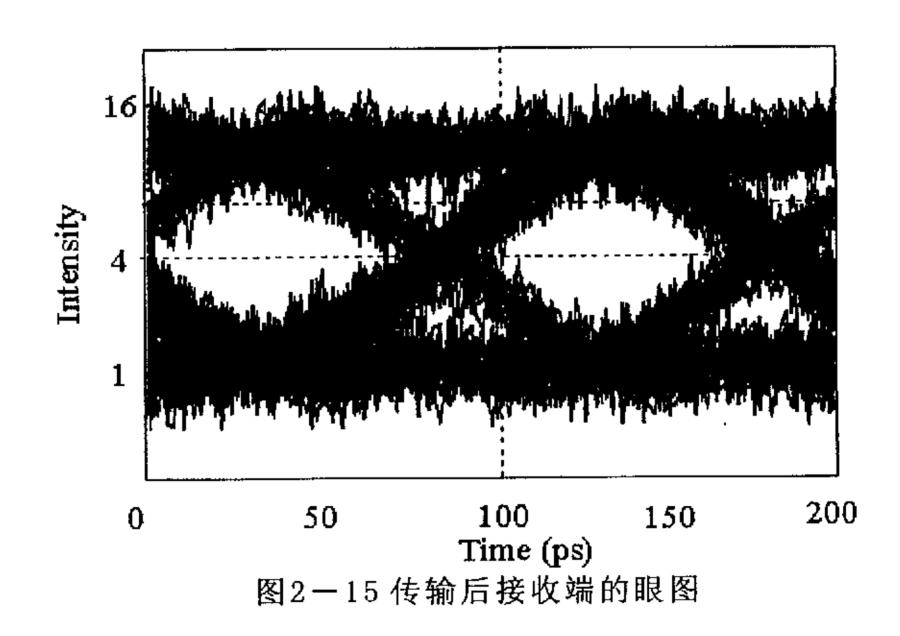


图2-13 激光器输出光频谱图

图2-14为激光器输出眼图。

图2-15为传输后接收端的眼图。





从图2-14和图2-15,我们可以看到前者噪声较小,眼图开启度很好。而传输后,因光纤色散和加性噪声,眼图闭合严重,从而可以看出噪声和光纤色散对系统传输的影响。

通过与前期文献和实际试验比较[14-17],我们得到了相似的仿真结果,论证了仿真功能模块的有效性。

2.4 WDM系统中EDFA模块的仿真研究及优化设计

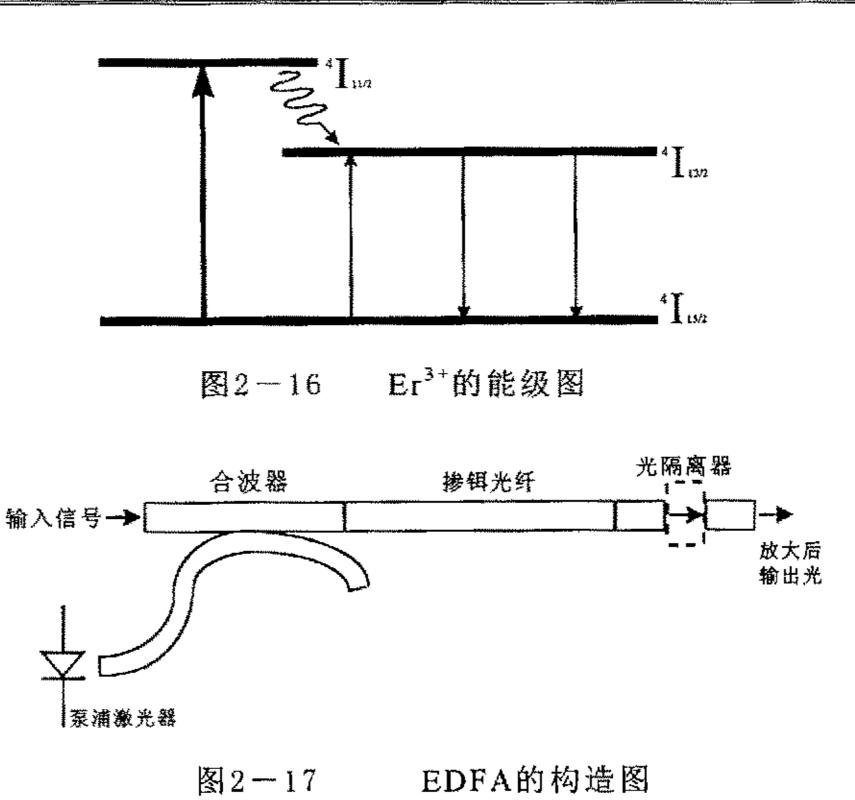
工作于1.55 µm 波段的EDFA是光纤通信系统中的一个重要器件。EDFA具有高增益、高饱和输出光功率、偏振不敏感、低信道串扰及噪声系数小等优点[18]。EDFA已逐渐应用于线路放大、预放大、功率放大以及补偿光无源器件损耗的光放大等,因而对EDFA进行仿真研究,进而分析、设计及优化EDFA具有重要的意义。

WDM系统中EDFA模块的仿真,要求在一定的仿真速度和较少内存要求下,实现较高的仿真精度(如为了仿真EDFA的饱和及对波分复用信号的信道串扰现象,EDFA-BDE模块必须具有信道相关特性,可输出前向及后向ASE噪声,输出光谱具有一定的分辨率等),并且具有模块化结构,可容易地用于系统仿真中。

本论文在HP工作站上用通信系统专用仿真软件SPW实现了满足上述要求的EDFA仿真模块. 该模块考虑了前向及后向ASE噪声,可实现对任意信道数的仿真并输出增益光谱。本论文利用该模块优化设计了EDF的长度,并在含8级EDFA模块的WDM光传输系统的仿真中论证了模块的实际可用性。

2.4.1 EDFA-BDE 模块的数学模型

EDFA是利用光纤中掺杂的增益介质Er³+吸收一定波长的泵浦光 (0.98 μm、1.48 μm),在信号光的作用下形成受激辐射而达到光信号的直接放大。增益介质Er³+的能级和EDFA的构造分别如图2-16、图2-17所示[19]。



EDFA的工作过程可以用速率方程和传输方程来描述。本论文采用了谱可分辨的空间积分模型,该模型可用下式来表达[20],

$$\frac{\bar{n}_{2}}{\bar{n}_{t}} = \frac{\sum_{k} \frac{P_{k}(z)\alpha_{k}}{hv_{k}\zeta}}{1 + \sum_{k} \frac{P_{k}(z)(\alpha_{k} + g_{k}^{*})}{hv_{k}\zeta}}$$
(2. 12)

$$\frac{dP_k}{dz} = u_k \left(\alpha_k + g_k^*\right) \frac{\bar{n}_2}{\bar{n}_t} P_k(z) + u_k g_k^* \frac{\bar{n}_2}{\bar{n}_t} mhv_k \Delta v_k - u_k \alpha_k P_k(z)$$
(2.13)

其中, 为铒离子的亚稳态密度同掺杂浓度之比, $P_k(z)$ 、 α_k 和 g_k 分别为在波长 λ_k 处输出光功率、EDF损耗系数和增益系数, λ_k 为普朗克常量, Δv_k 为有效噪声带宽, λ_k 为有效噪声带宽, λ_k 为有效噪声带宽, λ_k 为有效噪声带宽, λ_k 为为光纤中传输光的模式数。在 λ_k 3 之 。 在 λ_k 为有效噪声带宽, λ_k 为光纤中传输光的模式数。在 λ_k 3 之 。 在 λ_k 4 之 。 在 λ_k 3 之 。 在 λ_k 4 之 。 在 λ_k 3 之 。 在 λ_k 4 之 。 在 λ_k 4 之 。 在 λ_k 5 之 。 在 λ_k 4 之 。 在 λ_k 5 之 。 在 λ_k 5 之 。 λ_k 5 之 。 在 λ_k 5 之 。 λ_k 6 之 。 λ_k 5 之 。 λ_k 6 之 。 λ_k 7 之 。 λ_k 6 之 。 λ_k 6 之 。 λ_k 7 之 。 λ_k 6 之 。 λ_k 7 之 。

$$\zeta = \pi b_{eff}^2 \bar{n}_t / \tau$$

$$= P_k^{sat} \left(\alpha_k + g_k^* \right) / h v_k$$
(2.14)

在有效叠代积分近似中,掺铒光纤的特性可以由 ς , α_k 及 g_k 来 完全确定。

2.4.2 EDFA-BDE 模块的仿真实现

本文在COMDISCO-SPW中仿真实现了具有图形化界面的EDFA-BDE 模块。仿真模块如图2-18所示。

仿真实现模块的步骤如下[21]:

- 1. 初始化仿真环境。
- 2. 在一BDE窗口中生成标量参数模块,定义EDFA的各标量参数。模块中使用的标量参数如表2-3所示,

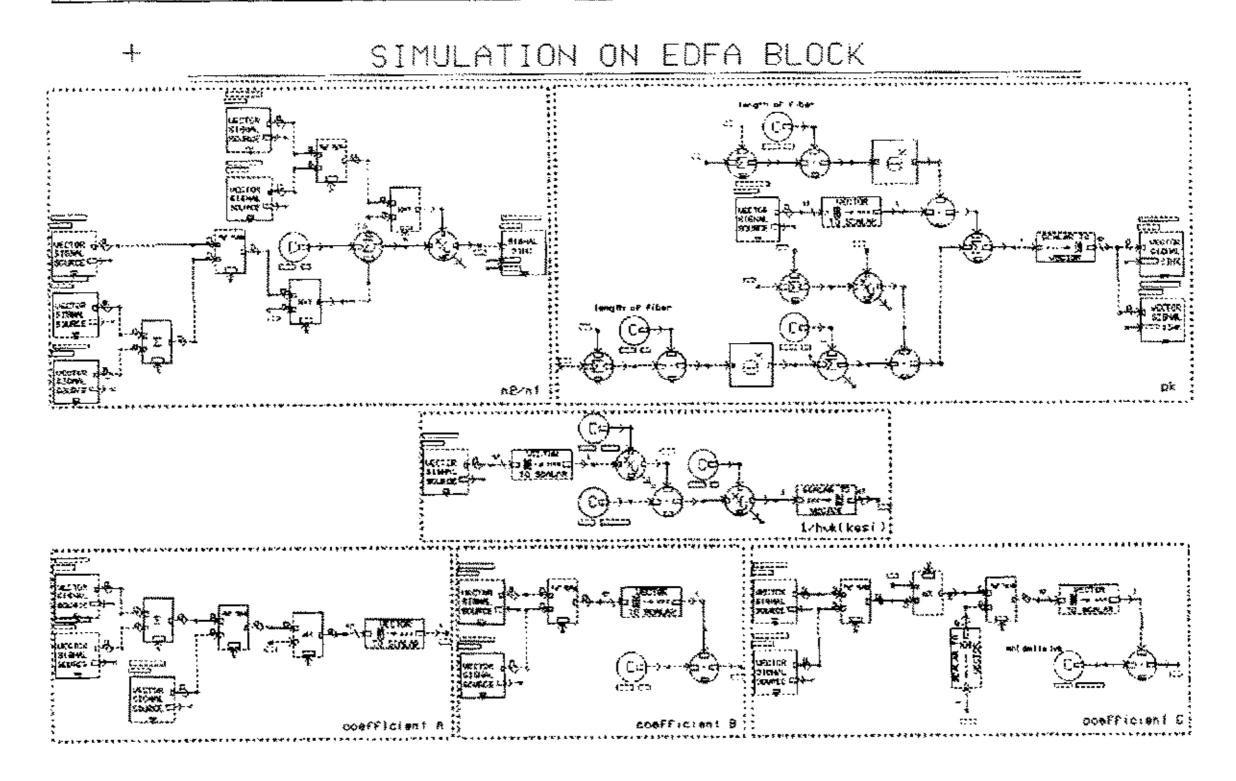


图2-18 EDFA-BDE仿真模块

表2-3 EDFA中的标量参数

ζ	4.5×10^{15}	h	6.626×10^{-34}
Δv_k	125×10°	u_k	土 1

- 3. 在另一BDE窗口中生成参数模块的符号模块,链接符号模块与参数模块。
- 4. 在BDE窗口中定义矢量信号汇集参数模块,如 α_k , g_k^* 等。
- 5. 在BDE窗口中依照EDFA的数学模型,生成EDFA的仿真模块,并编辑各分模块。
- 6. 运行EDFA模块,在信号计算器中分析仿真结果,进而优化设计 EDFA模块。

2.4.3 利用 EDFA-BDE 模块对 EDF长度的优化设计

在实际EDFA设计中,一般来说泵浦LD是给定的,泵浦功率也就限定了,唯一能够优化的就是EDF(掺铒光纤)的长度。目前EDFA主要应用于功率放大器、线路放大器及预放大器,前两种主要是考虑有最大增益。在WDM系统的应用中,可以优化设计使相对于其它信道增益最小的信道增益最大,这样不仅使该信道增益最大,也增加了各信道增益平坦性。而预放大器则要求在一定的增益下使噪声系数最小。同样,在WDM系统的应用中,可以优化设计使相对于其它信道噪声系数最大的信道噪声系数最小。

2.4.3.1 增 益 最 大 的 最 佳 EDF 长 度

通过利用EDFA-BDE模块进行仿真计算,得到图2-19所示不同信号输入功率下的泵浦功率一增益一长度曲线。

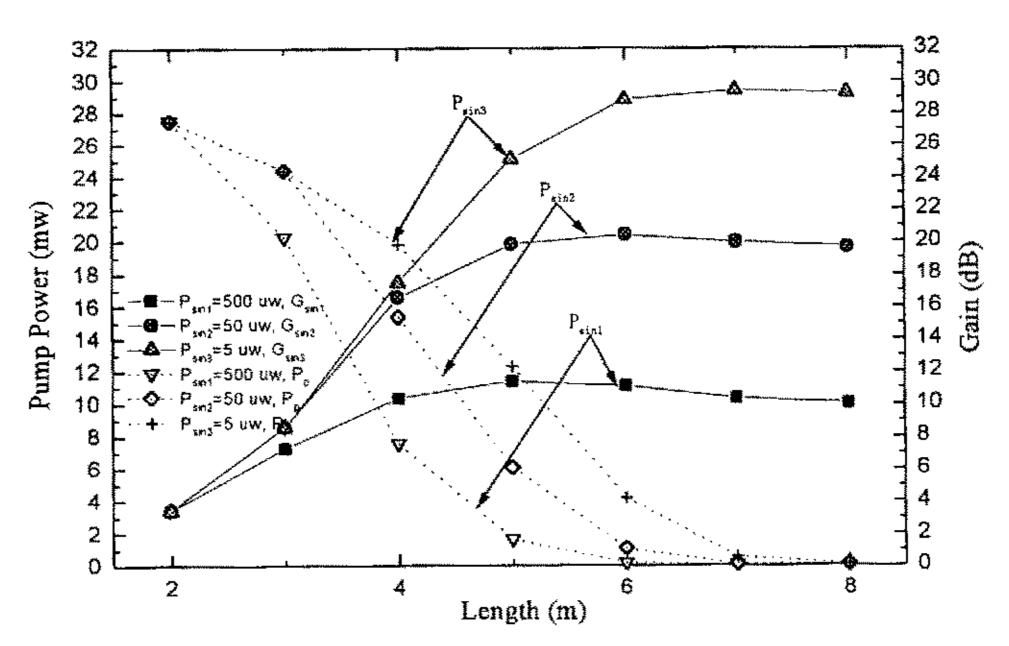


图2-19 不同信号输入功率下的泵浦功率一增益一长度曲线

从图2-19可知,在一定泵浦功率下,最佳长度 L_{op} 随输入信号 P_{sin} 增大而减小,对于线路放大EDFA和功率放大EDFA来说,其区别就在于 P_{sin} 不同,前者的 P_{sin} 较小,一般为 $-20\,\mathrm{dBm}^--40\,\mathrm{dBm}$,后者的 P_{sin} 较大,一般为 $-10\,\mathrm{dBm}$ 。大的 P_{sin} 能很快达到饱和是由于其受激辐射较强,单位长度上消耗的上能级铒离子较多,泵浦光会在更短的距离内下降到阈值 P_{in} 以下,所以最佳长度较短。另外还可以看出EDF在小于最佳长度时,增益随长度的增加而迅速增大,但当大于最佳长度后,增益很缓慢地降下来,这是由于开始信号光处于放大状态,能吸收泵浦光而迅速地被放大,故增益增加很快;但在大于最佳长度后,泵浦光功率已低于阈值 P_{in} ,不能放大信号光,增益的变化主要由EDF的低衰减决定,因而变化缓慢。

因此,根据 P_{sin} 的大小,通过仿真计算可以得出达到最大增益所需 EDF最佳长度。作为线路<math>EDFA而言,长度较长,而对于功率放大EDFA,其长度可选择较短一些。

2.4.3.2 增益一定和噪声系数最小的最佳 EDF 长度

作为预放大的EDFA,增益要求不高,一般有20dB就够了,但应使 EDFA工作在线性放大区,噪声系数最小。图2-20给出了通过仿真计算 得到的不同泵浦功率下增益-ASE噪声功率-长度的曲线。

从图2-20中可以看到最大增益的长度小于最大 P_{ASE} 的长度,而且泵浦功率越大,长度差距越大,这是短光纤噪声性能好的原因。另外还可以看出在线性增益区,G增加很快,但 P_{ASE} 却增大不多,这样噪声系数就很小,但在饱和区内, P_{ASE} 迅速增大,G却增大不多,所以噪声系数就大。因此通过EDFA-BDE模块仿真,可在满足一定的增益下,尽量选择短的光纤,使噪声性能最好,最大限度地提高接收机的灵敏度。

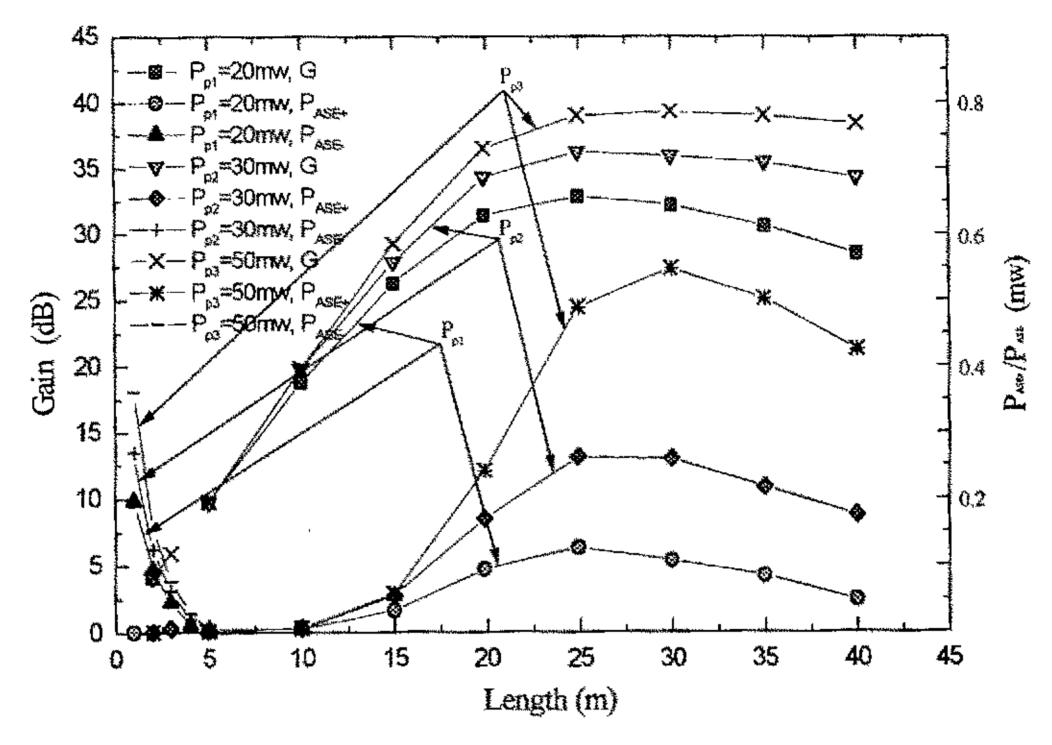


图2-20 不同泵浦功率下增益-ASE噪声功率-长度的曲线

2.4.4 EDFA-BDE 模块的系统仿真应用

本论文仿真了一含8级EDFA的WDM传输系统,在系统仿真中EDFA模块处于高饱和状态,用于补偿光纤损耗,系统框图如图2-21所示。各信道输入功率为0.2mW,EDFA的泵浦功率为50mW,光纤段的损耗为10dB,EDFA的其它参数仍如表2-3所示。

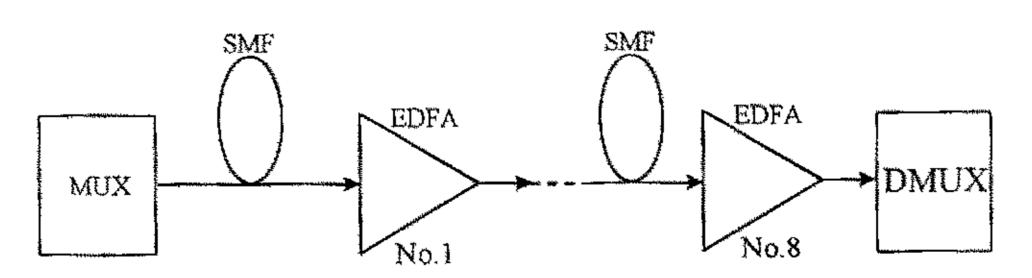
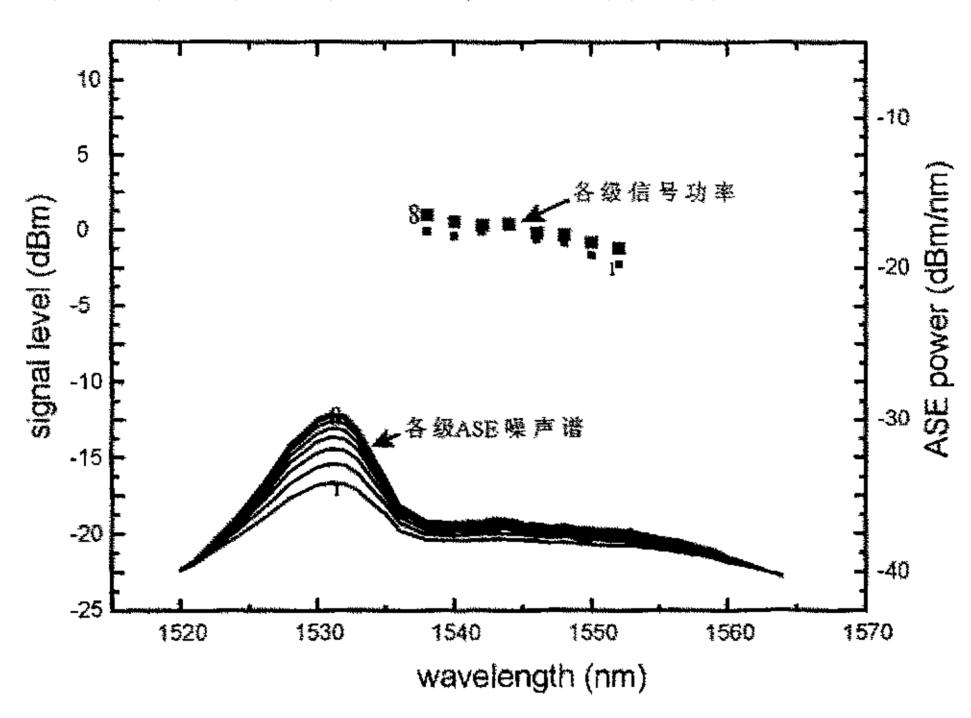


图2-21 含8级EDFA的WDM传输系统框图



各信道输出信号功率及ASE谱的仿真结果如图2-22。

图2-22 各信道输出信号功率及ASE谱。

从图中我们可以看到,EDFA的增益是同波长相关的,因此在WDM传输系统中,EDFA对不同信道的增益差异将沿传输光纤累积,不仅导致不同信道输出信号光功率的不同,而且还导致噪声系数的差异。在短波长区域,EDFA的输出信号光功率大,这样增加了后级EDFA的增益饱和,反过来又减小了长波长区域的EDFA增益。ASE谱也很受EDFA在不同波长处增益饱和程度的影响。在第一级EDFA后,ASE谱是较平坦的,但随着信号通过更多的EDFA,可以看出相对于长波长,短波长处的ASE噪声越来越大。并且,随着EDFA级联的增加,ASE噪声谱在短波长处的峰值增长速度越来越缓慢,而在ASE噪声谱的长波长处却没有这种趋势,表明了EDFA的自滤波效应。

本论文取得了与[22]实验结论相吻合的仿真结果,证明了EDFA-BDE模块在高饱和状态下的实际可用性。

2.5 本章小结

本章主要应用运行于HP工作站上的SPW软件,开展了构建IM-DD光通信系统中主要功能模块的仿真研究工作,主要包括:

- 可产生27-1至21-1伪随机序列的伪随机码发生器模块。
- 基于速率方程的单纵模半导体激光器LD模块。
- 应用分步傅立叶方法,可反映光纤色散、损耗和非线性效应的单模光纤模块。
- 平方率检波光电接收模块。
- 高斯噪声近似BER决定模块。

在仿真构建以上主要功能模块的基础上,本章还仿真研究了典型光通信系统,得到了发端和收端眼图,实现了BER小于10⁻¹⁰的10Gb/s信号传输。

通过以上的研究工作,本章首次在国内实现了基于SPW软件的较详细的主要光通信系统仿真模块,并应用这些模块构建了光通信系统的整体构架。本章的研究工作,不仅为本实验室以后开展更深入的仿真研究工作,而且也为本论文后续章节开展对四波混频效应的研究奠定了基础。

本章还应用SPW软件仿真研究了WDM传输系统中的重要器件-EDFA模块。仿真模块考虑了前向及后向ASE噪声。通过仿真计算EDFA-BDE模块,优化设计了掺铒光纤(EDF)的长度。在含8级EDFA的WDM光传输系统的仿真中论证了模块的实际应用。本章在输出信号幅度及ASE噪声谱上都取到了与前期发表的实验相一致的仿真结果,证明了EDFA-BDE模块在高饱和状态下的实际可用性。

2.5 参考文献

- [1] ALY F.ELREFAIE, et al., "Computer Simulation of Digital Lightwave Links", J. on Selected Areas in Communications, Vol. 6, No. 1, pp94-105, 1988.
- [2] JAMES LOWERY, "Computer-aided photonics design", pp26-31, April 1997.
- [3] 宋健, "采用级联EDFA的光纤通信系统特性研究"博士论文, pp77, 1995。
- [4] 周祖成, "Cadence 公司 Alta Group 产品-SPW培训手册"。
- [5] 曲凤英,丁韵苓,"数字系统逻辑设计",pp135-140,1988。
- [6] 周炳琨,高以智,陈家铧,陈倜嵘,"激光原理",pp254-282,1995。
- [7] G. Agrawal and N. Dutta, "Long Wavelength Semiconductor Lasers", Van Nastand, New York, 1998.
- [8] P. J. Corvini, T. L. Koch, "Computer simulation of High-bit-rate Optical Fiber Transmussion Using Single-Frequency Lasers", J. Lightwave Technol., Vol. 1t-5, pp1591-1995, 1987.
- [9] A. J. Lowery, "New dynamic semiconductor laser model based on the transmission-line modelling method", IEE Proceedings, Vol. 134, No. 5, pp281-289, 1987.
- [10] R. S. Vodhanel, A. F. Elrefaie, et al., "Ten-to-Twenty Gigabit-per-Second Modulation Performance of 1.5-µm Distributed Feedback Lasers for Frequency-Shift-Keying Systems", J. Lightwave Technol., Vol.7, No. 10, pp1454-1460, 1989.
- [11] G. P. AGRAWAL, "非线性光纤光学", pp50-55, 1992。

- [12] Mark Shtaif and Gadi Eisenstein, "Calculation of Bit Error Rates in All-Optical Signal Processing Applications Exploiting Nondegenerate Four-Wave Mixing in Semiconductor Optical Amplifiers", J. Lightwave Technol., Vol. 14, No. 9, pp. 2069-2077, 1996.
- [13] Neal S. Bergano, F. W. Kerfoot, and C. R. Davidson, "Margin Measurement in Optical Amplifier Systems", IEEE Photonics Tech. Letters, Vol. 5, No. 3, pp304-305, 1993.
- [14] Pere Colet, Claudio R. Mirasso, and Maxi San Miguel, "Memory Diagram of Single-Mode Semiconductor Lasers", IEEE J. Quantum Electronics, Vol. 29, No. 6, pp1624-1630, 1993.
- [15] Yeeloy Lam and Jasprit Singh, "Monte Carlo Simulation of Gain Compression Effects in GRINSCH Quantum Well Laser Structures", IEEE J. Quantum Electronics, Vol. 30, No. 11, pp2435-2442, 1994.
- [16] P. J. Corvini and T. L. Koch, "Computer Simulation of High-Bit-Rate Optical Fiber Transmission Using Single-Frequency Lasers",
 J. Lightwave Technol., Vol. LT-5, No. 11, pp. 1591-1595, 1987.
- [17] 董毅,谢世钟,王晖,吴小萍,郑浩成,等,"采用DFB+MZ调制器组件为光源的10Gb/s,100km G.652光纤传输试验研究",高技术通信,录用。
- [18] C.R. Giles, Emmaunel Desurvire, "Propagation of Signal and Noise in Concatenated Erbium-Doped Fiber Optical Amplifiers", J. Lightwave Technol., Vol. 9, No. 2, pp. 147-154, 1991.
- [19] P. Urquhart, "Review of Rare Earth Doped Fibre Lasers and Amplifiers", IEE Proc., Vol. 135, pp. 385-407, 1988.

- [20] C.R. Giles, Emmaunel Desurvire, "Modeling Erbium-Doped Fiber Amplifiers", J. Lightwave Technol., Vol.9, No.2, pp. 271-283, 1991.
- [21] Candence LTD. "SPW Education Manuals", 1996.
- [22] A.R. Chraplyvy, J.A. Nagel and R.W. Tkach, "Equalization in Amplified WDM Lightwave Systems", Optical Amplifiers and Their Applications Topical Meeting, pp. 95-98, 24-26 May 1992, Santa Fe, New Mexico, USA.

第三章 WDM系统中对FWM效应抑制方法的研究

近年来,在1.55µm波段,随着WDM技术与参铒光纤放大器的结合,光纤通信系统的传输距离不断加长,单路传输码速率和系统中的信道数也不断增加,光纤中的非线性效应对光纤通信系统再生中继距离的影响,已变得不能忽略[1]。研究和实验工作表明:光纤通信系统的再生中继距离最终将被携带信息的光波和传输光纤的非线性作用所限制。它有其不利的一面,亦有其有利的一面。例如:WDM光纤通信系统中的四波混频FWM现象。它不仅造成传输信道之间的串扰,而且也使传输信号功率下降,导致系统误码率恶化。但是,我们可以利用四波混频效应,生成新的频率信号。因此可以应用于WDM网络方面的频率转换,以及长距离WDM系统中的色散补偿,后者就是利用FWM效应的中点谱反转技术[2]。又如光纤中的受激喇曼散射(SRS)效应,该效应导致传输信号功率下降,从而使误码率增加,但我们也可以利用该效应实现光功率的放大,如光纤喇曼放大器等[3]。

Hill等人从理论上和试验上对单模光纤中四波混频效应作了研究 [4],观察到了在三个非简并泵浦光作用下产生的9个四波混频光波。在目前广泛研究的WDM系统中,四波混频将引起系统信道串话并降低信噪比,并且,当通过四波混频产生的新光波与某一信道的频率相同时,将导致这一信道光功率的起伏,这些影响了系统的探测灵敏度,限制了WDM系统的信道容量[1]。本章针对四波混频效应对密集波分复用光纤通信系统的影响,着重讨论了密集波分复用系统中对四波混频的抑制。

在长距离的密集波分复用传输系统中,可采用不等间距信道技术来抑制由四波混频而导致的信道串扰。但是,采用这种技术会因占用较宽的传输带宽而与级联掺铒光纤放大器及整个系统的传输带宽产生矛

盾。本章提出了一种新型比特相位调整RZ码编码与不等间距信道相结合的技术,该技术不仅能解决前述矛盾而且有助于更进一步的抑制因四波混频而导致的信道串扰。本章中给出了理论分析及采用该技术的10Gb/s密集波分复用系统的仿真计算结果。在仿真与理论分析之间得到了很好的一致。

3.1 FWM 效应简介

四波混频效应是当不同频率的光波在光纤内传播时,因光场与光纤极化的非线性关系,而有混频作用,产生新的光波。它们与原来的光波一起同向传播,从原来的波吸收能量而被放大。FWM效应属于参量过程[5]。显然,对于WDM光通信系统,新的光波的出现及初始入射波的消耗会通过串扰和过度的衰减而使WDM系统的性能劣化。

FWM 是 光 场 作 用 下 介 质 的 束 缚 电 子 的 非 线 性 响 应 , 考 虑 $\omega_1,\omega_2,\omega_3,\omega_4$, 沿 x 方 向 同 向 线 偏 振 的 四 个 光 波 , 则 感 应 非 线 性 极 化 P_{NL} 可 表 为 :

$$P_{NL} = \hat{x} \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{4} P_{j} \exp[i(k_{j}z - \omega_{j}t)] + c \cdot c$$
(3.1)

其中, $P_j(j=1\sim4)$ 由许多包含三个电场积的项组成,如 P_4 可表为:

$$P_4 = \frac{3\varepsilon_0}{4} x_{xxxx}^{(3)} \{ [|E_4|^2 + 2(|E_1|^2 + |E_2|^2 + |E_3|^2)] E_4 +$$

$$2E_1E_2E_3\exp(i\theta+)+2E_1E_2E_3^*\exp(i\theta_-)+\cdots\}$$
 (3.2)

式中:

$$\theta_{+} = (k_1 + k_2 + k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3 - \omega_4)t_{(3.3)}$$

$$\theta_{-} = (k_1 + k_2 - k_3 - k_4)z - (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3 - \omega_4)t_{(3.4)}$$

(3.2)式中,正比于 E_4 的项分别对应于 SPM和 XPM效应,其余的项对应于 FWM效应。对 FWM起作用的项中,有多少项在参量耦合中起作用,取决于 E_4 和 P_4 之间的相对相位,如 θ_+ 或 θ_- 和其它类似的角,只有当相对相位几乎为零时,才会发生显著的四波混频过程,这就需要频率及波矢之间的匹配,即相位匹配。因此,参量过程要求选择特定的频率和折射率。

从(3.2)式中可以看出,四波混频有两类: $\omega_4 = \omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ 和 $\omega_3 + \omega_4 = \omega_1 + \omega_2$ 。在光纤中高效地实现前者的相位匹配条件的过程是很困难的。当 $\omega_1 = \omega_2$ 时,对于 $\omega_3 + \omega_4 = \omega_1 + \omega_2$ 描述的四波混频过程,满足 Δk = 0 相对要容易一些。在部分简并情况下($\omega_1 = \omega_2$),如果频率为 ω_3 的弱信号波同强泵浦波同时注入光纤中,弱信号波将会被放大,同时生成频率为 ω_4 的新频率波。这就是参量增益。参量增益过程可被应用于补偿色散的中点谱反转技术[6]。

对参量增益,若在CW或准CW条件下运转,则可忽略场分量的 $E_i(j=1\sim4)$ 的时间依赖关系,其空间关系可表为:

$$E_{j}(r) = F_{j}(x, y) A_{j}(z)$$
 (3.5)

式中 $F_j(x,y)$ 为第j阶场在光纤内传输的光纤模的空间分布,在近轴条件下,幅度 $A_j(z)$ 的演变遵循一组四耦合方程:

$$\frac{dA_{1}}{dz} = \frac{i \, \bar{n}_{2} \, \omega_{1}}{c} \left[\left(f_{11} |A_{1}|^{2} + 2 \sum_{k \neq 1} f_{1k} |A_{k}|^{2} \right) A_{1} + 2 f_{1234} A_{2}^{*} A_{3} A_{4} \exp(i\Delta kz) \right]$$

$$\frac{dA_{2}}{dz} = \frac{i \, \bar{n}_{2} \, \omega_{2}}{c} \left[\left(f_{22} |A_{2}|^{2} + 2 \sum_{k \neq 2} f_{2k} |A_{k}|^{2} \right) A_{2} + 2 f_{2134} A_{1}^{*} A_{3} A_{4} \exp(i\Delta kz) \right]$$

$$\frac{dA_{3}}{dz} = \frac{i \, \bar{n}_{2} \, \omega_{3}}{c} \left[\left(f_{33} |A_{3}|^{2} + 2 \sum_{k \neq 3} f_{3k} |A_{k}|^{2} \right) A_{3} + 2 f_{3412} A_{1}^{*} A_{2} A_{4} \exp(i\Delta kz) \right]$$

$$\frac{dA_{4}}{dz} = \frac{i \, \bar{n}_{2} \, \omega_{4}}{c} \left[\left(f_{44} |A_{4}|^{2} + 2 \sum_{k \neq 4} f_{4k} |A_{k}|^{2} \right) A_{4} + 2 f_{4312} A_{1}^{*} A_{2} A_{3} \exp(i\Delta kz) \right] (3.6)$$

式中 Δk 为波矢失配, f_{jk} 为交迭系数。

假设泵浦波对于斯托克斯波和反斯托克斯波而言足够强,以至在 参量过程中保持不变,则可引入非线性系数:

$$\gamma_{j} = \frac{\bar{n}_{2} \, \omega_{j}}{c A_{eff}} \approx \gamma \tag{3.7}$$

对j=3, 4, 令:

$$B_j = A_j \exp\left[-2i\gamma(P_1 + P_2)z\right] \tag{3.8}$$

可得斯托克斯波和反斯托克斯波的通解为:

$$B_3(z) = \left(a_3 e^{gz} + b_3 e^{-gz}\right) \exp(-i\kappa z/2)$$
(3.9)

$$B_4^*(z) = \left(a_4 e^{gz} + b_4 e^{-gz}\right) \exp(-i\kappa z/2)$$
 (3.10)

式中:

$$\kappa = \Delta k + \gamma (P_1 + P_2) \tag{3.11}$$

a3, b3, a4, b4由边界条件决定, 参量增益g为:

$$g = [(\gamma P_0 x)^2 - (\kappa/2)^2]^{1/2}$$
(3.12)

武中;

$$r = 2(P_1 P_2)^{\frac{1}{2}} / P_0, P_0 = P_1 + P_2$$
 (3.13)

下图给出了几个特定的 P_0 值下g随 Δk 变化的情景。从图中可以看出,在 $\kappa=0$ 或 $\Delta k=-2\gamma P_0$ 处有最大增益 $(g=\gamma P_0)$,增益范围为 $0>\Delta k>-4\gamma P_0$,增益峰偏离 $\Delta k=0$ 是由于SPM和XPM的作用,因此出现了相位失配。

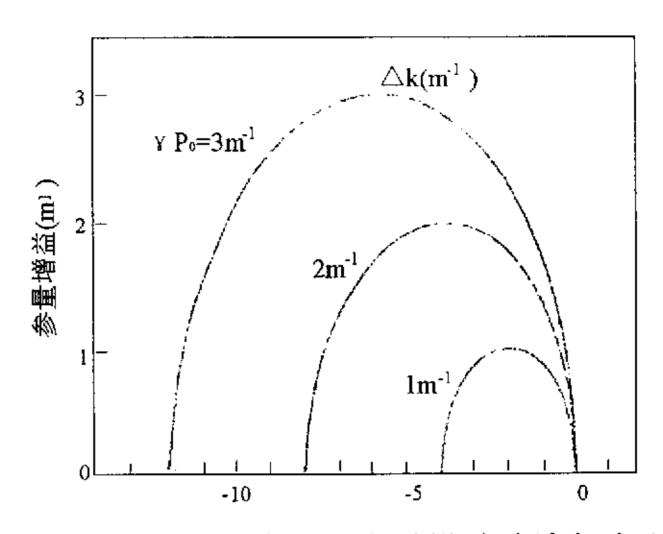


图3-1 几个不同的泵浦功率P₀下参量增益随波矢失配Δk的变化

定义相干长度:

$$L_{coh} = 2\pi / \Delta \kappa \tag{3.14}$$

式中 $\Delta\kappa$ 为最大波矢失配,只有在L<L $_{coh}$ 时才会发生显著的四波混频。

3.2 FWM效应在WDM系统中的影响及抑制方法

有效的光放大器的使用,使光波分复用系统成为可能,因为光放大器可在引入较小信道串扰的情况下,放大多个信道,并且能在几百至几千公里的传输通道上,提供几nm的光增益带宽。同时随电子器件的发展,单个信道的传输速率已可达10Gbit/s。这样,WDM系统的传输容量就可达100Gbit/s以上。单个信道达10Gbit/s高速率的调制要求光纤的低色散,如传输距离为1000公里,则要求总色散低于1000ps/nm,即传输光纤的平均色散低于1ps/nm·km,而且为了保证一定的误码率,这样

的系统(光放大器间隔为100km)要求注入的光功率大于1mw/channel,一般还要求有几dB的功率富余量[1]。

对WDM系统的高注入功率和低色散参数的要求,导致了传输带宽内因四波混频效应引起的新频率的产生。这些新频率的产生使系统性能恶化,主要表现为引起系统信道串话并降低信噪比,并且,当通过四波混频产生的新光波与某一信道的频率相同时,将导致这一信道的光功率的起伏,这些影响了系统的探测灵敏度,限制了WDM系统的信道容量。

在所有的非线性效应中,FWM效应对系统参数最敏感,它不仅取决于光纤长度和芯径面积,而且决定于信道间隙和光纤色散。为了降低FWM效应,信道间隙应该大于50GHz,波长范围内的最小色散也应该避免。对常规光纤,信道分离几十个GHz时,对几毫瓦的入射功率,FWM效应就能使WDM系统的性能劣化。因FWM效应的产生效率依赖于光纤色散和WDM系统的信道间隔,因此,目前抑制FWM效应对WDM系统的影响主要有以下几种方法:

- 第一种方法就是对传输光纤的色散控制[7]。FWM效应在光纤的零色散处,其混频效率很高。因此,避免使用零色散波长在WDM传输信号波长的光纤,就可以有效地抑制FWM的产生。
- 2. 第二种抑制FWM效应影响的方法就是在WDM系统中,采用不等间距信道技术[8]。在等间距信道WDM系统中,因FWM效应产生的新频率(边模)将落入WDM的传输信道内,从而引起信道串扰。而在不等间距信道的WDM系统中,就可以避免边模落入传输信道中。不等间距信道技术并不能抑制FWM效应的产生,但却可以有效地抑制FWM效应的影响。

- 3. 第三种方法是用中点谱反转技术来抑制FWM效应的影响[9]。中点谱反转(Mid-Span Spectral Inversion)技术是利用光学相位共轭(Optical Phase Conjugation)原理,把在光纤中传输一半距离的光信号在频域上变换,实现频谱的反转,从而使得在前半段传输中因色散而展宽的光信号在后半段传输中被压缩,最后在接收端恢复到其在发射端的状况。中点谱反转不仅能够补偿光纤非线性,例如四波混频或自相位调制造成的影响,还能补偿色散引起的性能恶化。对它的研究正以多种方案进行。近年来,中点谱反转技术正得到逐步发展。
- 4. 采用归零码(RZ)信号传输和比特相位调整归零码信号传输[10]。 用归零码信号传输可以降低整个传输时间内,光纤内各信道有光 功率的概率,从而抑制FWM效应。用比特相位调整归零码信号传 输技术是调整特定归零码信号(相对于其它信号)半个比特,从而 抑制FWM效应。而且,通过调整归零码信号半比特相位(相对于 该信道上的四波混频分量),也可以降低FWM引起的信道串扰。
- 5. 此外,还可以采用解复用器和延迟线技术[11]、FSK调制技术[12] 等抑制FWM效应对WDM系统的影响。

总之,FWM效应对系统参数最敏感,很易使系统性能劣化。通常情况下,WDM加重了非线性效应,并引入FWM、XPM等区别于单信道系统的非线性效应。光纤中的非线性还有一些。这些非线性效应在不同程度上对光纤通信提出限制。完全克服这些影响是不可能的,但可以因势利导,化不利因素为有利因素。

3.3 不等间距比特相位调整技术抑制FWM效应

在长距离的WDM传输系统中,可以采用不等间距信道技术来抑制由四波混频而导致的信道串扰。但是,采用这种技术会因占用较宽的传输带宽而与级联EDFA及整个系统的传输带宽产生矛盾。对于一个采用510km色散位移光纤(DSF),17级EDFA、具有10个光信道,每信道传输速率为10Gb/s的WDM系统,在给定眼图张开度的情况下,如采用不等间距信道技术可允许输入光功率提升9dB,但是较等间距信道传输,传输带宽却增加1.8倍[13]!一般采用级联EDFA的超长距离WDM系统的传输带宽为10~20nm,因此采用不等间距信道技术导致整个系统的传输带宽极大增大,限制了该技术的应用。随着传输信道数的增加,这一矛盾将更加突出。在本论文中,对不等间距信道采用了比特相位调整RZ码技术。这一将两种技术结合的方案不仅能很好地解决带宽矛盾,而且通过调整特定信道的RZ码相位(相对于其他信道半个比特),更有助于抑制四波混频效应。不仅如此,通过取得调整RZ码与该信道处FWM分量间半比特的相位差,也有效地抑制了FWM导致的信道串扰。

3.3.1 理论分析

对不等间距信道采用比特相位调整RZ码技术就是相对于奇数(偶数)信道,调整偶数(奇数)信道的传输RZ码半个比特,并且奇数信道和偶数信道信道间距不等设置。

图3-2为该技术的原理图。

从原理图中可以看到,通过比特相位调整,只有奇数信道或偶数信道的信号相互作用产生四波混频分量。以上结论在信道处于零色散区附近时是正确的。在零色散区域,因很小的脉宽展宽,奇数信道与偶数信道的相互作用是可以忽略的。基于同样的原因及不等信道间距,通过FWM产生的FWM分量与信道间的相互作用也是可以忽略的。在接收端,通

过在各自眼图的最大张开点处判决,可以解调奇数信道和偶数信道的信号。

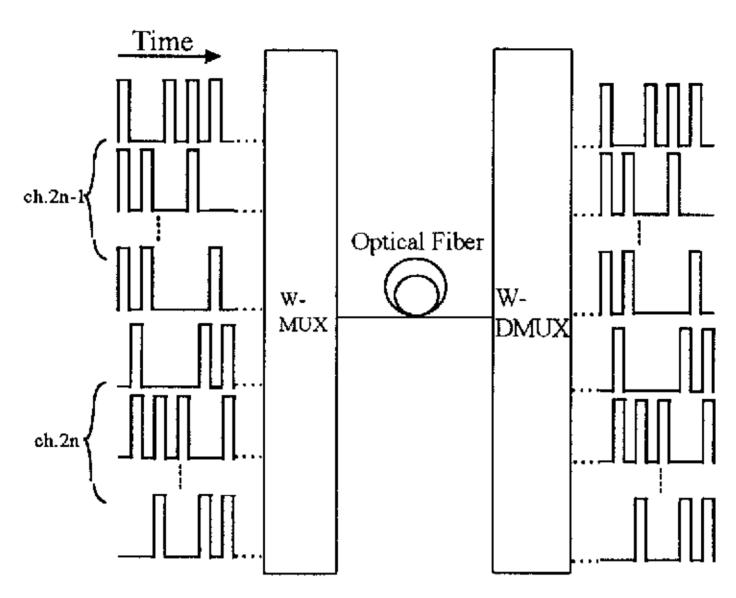


图3-2比特相位调整RZ码技术原理图

频率为 f_i , f_j 和 $f_k(k \neq i,j)$ 的光信号相互作用产生FWM分量,可以表示为:

$$f_{ijk} = f_i + f_j - f_k$$
 (3-15)

在WDM系统中,对于任意可能的三信道都可通过FWM效应产生FWM分量[14]。如果有N信道被传输,则FWM效应产生的分量总数为:

$$M = \frac{1}{2}(N^3 - N^2) \tag{3-16}$$

基于前面的假设,如采用比特相位调整RZ码技术,则可以分别考虑奇数信道或偶数信道。对于奇数信道或偶数信道,总乘积项M减小很多。例如,对于N=10,如果采用NRZ码,M等于450。而采用比特相位调整RZ码技术,对于奇数信道或偶数信道,M都为50。

FWM分量的输出光功率为[14]:

$$P_{ijk} = \frac{1024\pi^6}{n^4 \lambda^2 c^2} \left(\frac{D\chi_{1111} L_{eff}}{A_{eff}} \right)^2 P_i P_j P_k e^{-\alpha L} \eta_{(3-17)}$$

上式中n为折射率, λ 为信号光波长,c为光速, P_i , P_j , P_k 为i, j, k信道输入光功率, A_{eff} 为有效纤芯截面,当两光频相互作用时D=3,三光频相互作用时D=6, χ_{1111} 为非线性系数。 L_{eff} 为光纤有效长度,定义为:

$$L_{eff} = \frac{1}{\alpha} (1 - e^{-\alpha L})$$
 (3-18)

 $\eta(f_i, f_j, f_k)$ 为混频效率,可表为:

$$\eta(f_i, f_j, f_k) = \left(\alpha^2 / \left(\alpha^2 + \Delta \beta^2\right)\right) \left[1 + 4e^{-\alpha L} \cdot \sin^2(\Delta \beta L / 2) / (1 - e^{-\alpha L})^2\right]$$
(3-19)

上式中 Δβ表示相位失配并可表示为信号光频的表达式:

$$\Delta \beta = (2\pi\lambda^{2} / c) |f_{i} - f_{k}| |f_{j} - f_{k}| \cdot \{D + dD / d\lambda(\lambda^{2} / 2c)(|f_{i} - f_{k}||f_{j} - f_{k}|)\}$$
(3 – 20)

D表示光纤色散。其混频效率 $\eta(f_i,f_j,f_k)$ 随信号频率差异的增加而减小,从而导致 P_{ijk} 减小。在系统传输带宽给定的情况下,通过采用比特相位调整RZ码技术可以扩展奇数信道或偶数信道的信道间距。受信道间距增大的影响, P_{ijk} 减小,从而也导致总FWM输出功率 P_{tot} 的减小。在频率 f_{in} 处总FWM输出功率 P_{tot} [15] 可以表示为:

$$P_{tot}(f_m) = \sum_{f_{ijk} = f_i + f_j - f_m} \sum_{f_i} \sum_{f_i} P(f_i + f_j - f_k)$$
(3-21)

图3-3是FWM效率随信号频率差异变化的曲线。图3-4是在中间信道处随总信道数变化的总输出FWM功率。

在WDM光通信系统中,因FWM导致的信道功率耗尽定义为[8]:

$$D_m = \frac{P_{FWM}}{Pe^{-\alpha L}} \tag{3-22}$$

上式中, P_{FWM} 为某一信道在光纤输出端因FWM导致的串扰光功率,P为输入光功率。对一不等间距信道设置,直接调制无中继WDM系统,其因FWM效应而导致的最大信道功率耗尽可理论计算为[8]:

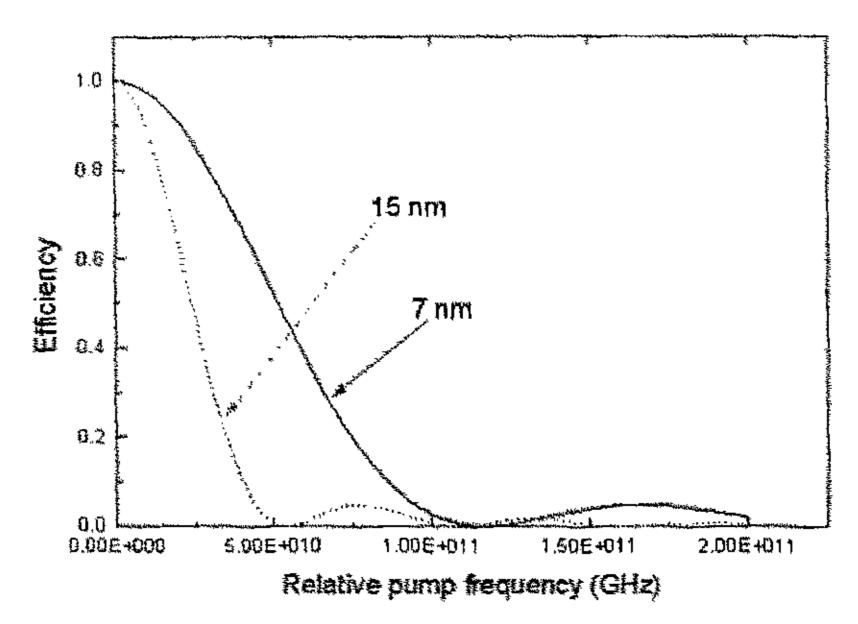


图3-3 在部分简并情况下,FWM效率 η 随相对频率差 f_1-f_0 变化曲线。参数 $dD_c/d\Omega=0.07ps/km-nm\cdot nm$,L=2.5km, $\alpha=0.21dB/km$,输入信号的波长差为 7nm(实线)和 15nm(虚线)。

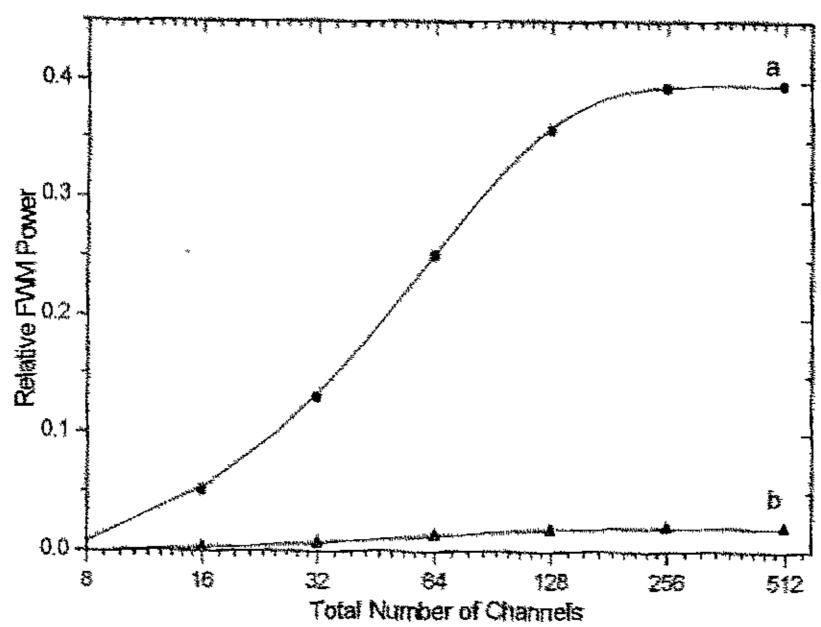


图 3-4 总输出 FWM 功率随总信道数变化曲线。 L=12km, $\alpha=0.2dB/km$, $dD_e/d\lambda=0.07ps/km\cdot nm^2$ (a) $D=0.3ps/km\cdot nm$ (b) $D=15ps/km\cdot nm$

$$D_m = \tanh^2(KP\sqrt{N-2}Le)$$
 (3-23)

常数 K 可表为,

$$K = \frac{32\pi^3}{n^2 \lambda c A_{eff}} D_{ijk} \chi_{111}$$
(3-24)

上式中 D_{ik} 为简并因子,P 为每信道输入光功率,N 为总信道数, Le 为光纤的有效长度并可表述为 $(1-\exp(-\alpha L))/\alpha$ 。基于前文的假设,对于采用比特相位调整RZ码技术WDM系统, D_m 可以计算为:

$$D_m = \tanh^2(\frac{KPLe}{2}\sqrt{2N-8})$$
 (3-25)

在第四部分中,本论文利用(3-23),(3-25)两式绘出了 D_m 曲线并仿真了实际系统,得出了很好的一致结果。

3.4 不等间距比特相位调整技术抑制FWM的仿真验证

在本节中,我们在一使用340km色散位移光纤(DSF),17级EDFA、具有10个光信道,每信道传输速率为10Gb/s的WDM系统中,通过分别传输NRZ码和比特相位调整RZ码,仿真论证了后者在抑制由FWM引起的信道串扰中的作用。

系统实验装置图如图3-5所示。

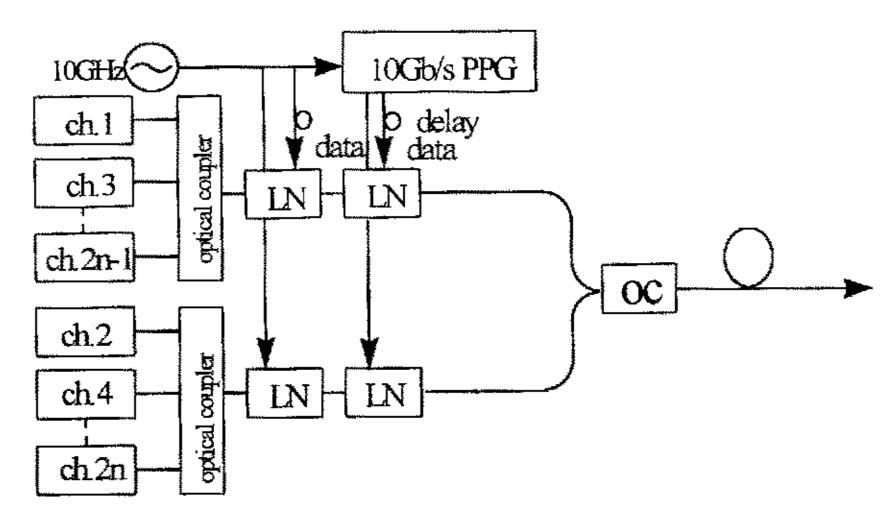


图3-5 采用比特相位调整RZ码技术的系统实验装置图

10G/s的RZ码由第一个LN产生并被第二个LN调制成 2⁷-1的伪随机码(通过第二个LN的调制,相对于偶数信道的信号,奇数信道的伪随机码被移项半个比特。这样,在光耦合器0C的输出端信道间的比特相位被设置为 (π,0,π,0,π,.....)。每信道光功率设置为5dBm,传输信道由17段20km长的DSF光纤(在此光纤段的长度选择为光纤的有效长度)和17级EDFA组成。在接收端,可用带通滤波器(BPF)分离各信道并解调。当传输NRZ码时,实验装置图中只使用第二个LN。

仿真可利用分步付利叶变换解非线性薛定谔方程实现[5,8]。

图3-6示出了传输后中间信道的眼图(a)8信道NRZ码传输,(b)利用比特相位调整技术,17信道RZ码传输(c)利用比特相位调整技术,8信道RZ码传输。图3-7示出了在分别NRZ码和RZ码传输的情况下,相对于传输信道数,功率耗尽的变化曲线。

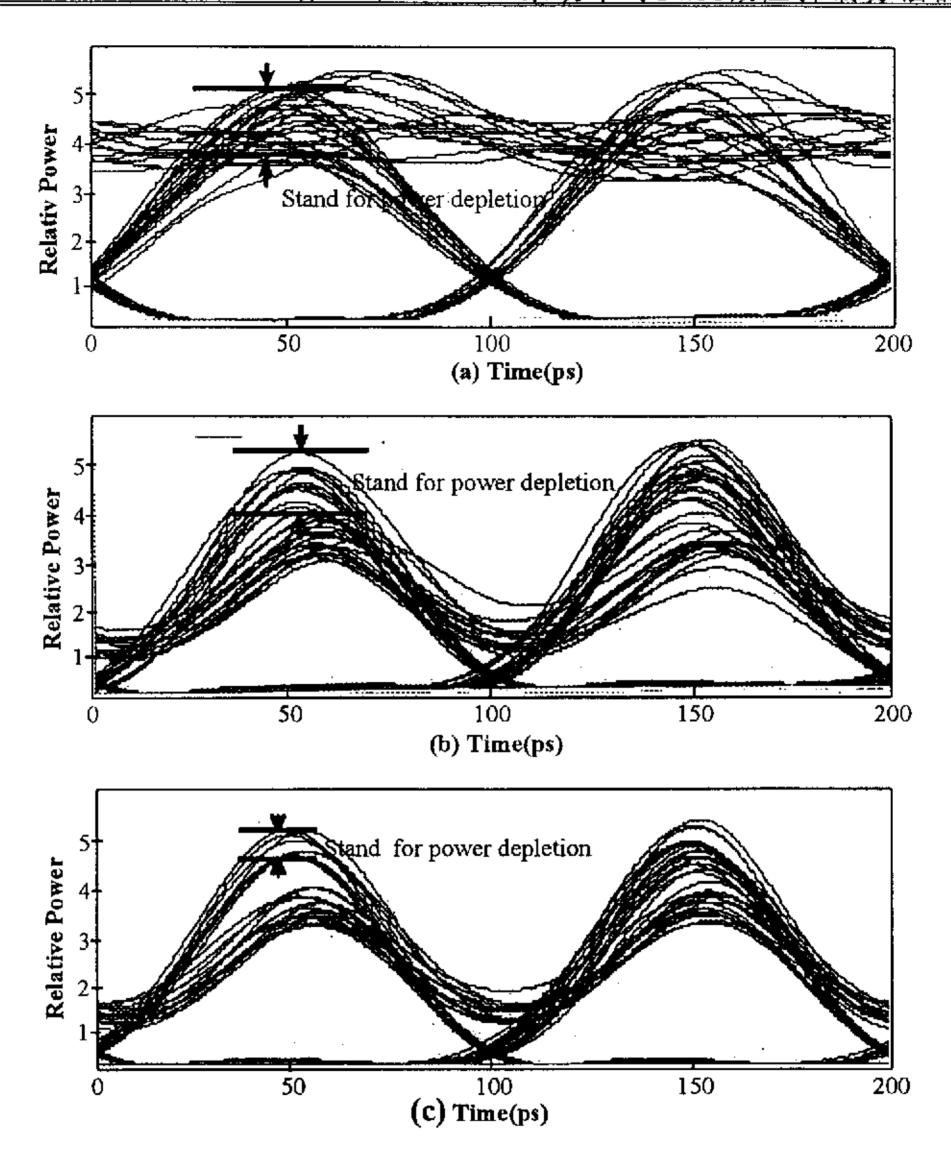


图3-6 传输后中间信道的眼图。

- (a) 8信道NRZ码传输
- (b) 利用比特相位调整技术,17信道RZ传输
 - (c)利用比特相位调整技术,8信道RZ传输

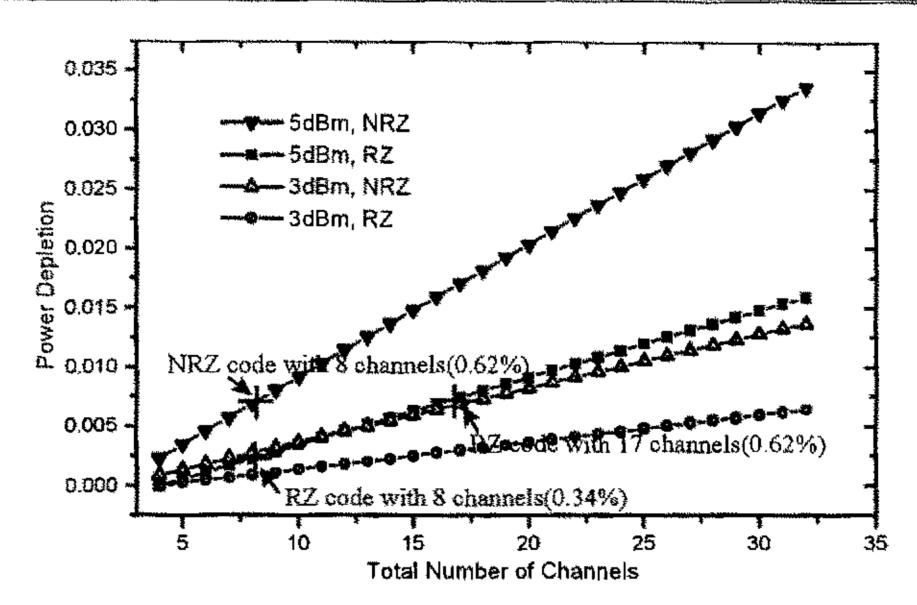


图3-7 在分别NRZ码和RZ码传输的情况下,相对于传输信道数,功率耗尽的变化曲线。

从图3-6中我们可以看到,在8信道NRZ码传输中,在光纤输出端因FWM导致的串扰光功率的相对值约为0.6(总变化功率幅度的一半)。则该信道的功率耗尽可计算得13.3%,折合至每段20公里的功率耗尽为0.78%。同样17信道RZ码传输和8信道RZ码传输的功率耗尽可分别计算得0.75%和0.36%。这一结论同图3-7中曲线相比较,其功率耗尽的绝对值稍大于理论计算值,这主要是由于仿真中光纤的自相位调制和互相位调制效应引起的。从图3-6的仿真结果中可以看到8信道NRZ码传输和利用比特相位调整技术,17信道RZ传输的信道功率耗尽是基本相等的,并且,它们的功率耗尽都约为利用比特相位调整技术,8信道RZ码传输的1.8倍。这一结论很好地符合了图3-7的功率耗尽曲线,从而论证了比特相位调整RZ码传输技术的有效性。

3.5 本章小结

本章分析研究了在WDM系统中对FWM效应的抑制方法。

本章分析介绍了FWM效应在光纤中的产生机理、相位匹配、参量增益和相干长度等概念。在此基础上,总结了FWM效应在WDM系统中的影响及抑制方法,继而提出了为抑制FWM效应,WDM系统应采取的总体设计思路。目前抑制FWM效应对WDM系统影响的主要方法有:

- 在WDM系统中对传输光纤的色散控制。
- 采用不等间距信道技术抑制FWM效应。
- 采用中点谱反转技术来抑制FWM效应的影响。
- 采用比特相位调整归零码信号传输抑制FWM。
- 采用解复用器和延迟线技术、FSK调制技术等抑制FWM效应。

为了解决采用不等间距信道技术抑制FWM效应时产生的传输带宽扩展问题,本章提出了比特相位调整RZ码传输技术与不等间距信道技术相结合的方案。本章给出了该技术在减小总传输带宽和降低因FWM而导致的功率耗尽方面的理论分析,并实现了仿真论证。通过仿真论证(a)8信道NRZ码传输,(b)利用比特相位调整技术,17信道RZ码传输(c)利用比特相位调整技术,8信道RZ码传输和理论计算分别在NRZ码和RZ码传输的情况下,相对于传输信道数,功率耗尽的变化曲线,本章得出了以下结论:

- 在8信道NRZ码传输中,因FWM效应而导致的每段光纤段的功率耗 尽为0.78%。
- 在17信道RZ码传输中,因FWM效应而导致的每段光纤段的功率耗尽为0.75%。

在8信道RZ码传输中,因FWM效应而导致的每段光纤段的功率耗尽为0.36%。

这一结论同理论计算曲线相比较,吻合很好。但亦有些误差,误 差原因主要是由仿真中光纤的自相位调制和互相位调制效应导致的。本 章从理论和系统仿真两方面证实了该方案的有效性。

3.6 参考文献

- [1] Hidenori Taga, "Long Distance Transmission Experiments Using the WDM Technology", J. Lightwave Technol., Vol. 14, No. 6 pp1287-1298, 1996.
- [2] Chaloemphon Lorattanasane and Kazuro Kikuchi, "Design Theory of Long-Distance Optical Transmission Systems Using Midway Optical Phase Conjgation", J. Lightwave Technol., Vol. 15, No. 6 pp948-955, 1996.
- [3] G.P. AGRAWAL, "非线性光纤光学", pp252-257, 1992。
- [4] K.O. Hill, D.C. Johnson, B.S. Kawasaki, and R.I. MacDonald, "CW three-wave mixing in single-mode optical fibers", J. Appl. Phys., Vol. 49, pp5098-5106, 1978.
- [5] G.P. AGRAWAL, "非线性光纤光学", pp315-339, 1992。
- [6] A. Yariv, D. Fekete, and D. M. Pepper, "Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation", Opt. Lett. Vol. 4, No. 2, pp52-54, 1979.
- [7] Nori Shibata, Ralf P. Braun, and Robert G. Waarts, "Phase-Mismatch Dependence of Efficiency of Wave Generation Through

- Four-Wave Mixing in a Single-Mode Optical Fiber", IEEE J. Quantum Electronics, Vol. QE-23, No. 7, pp1205-1210, 1987.
- [8] Fabrizio Forghieri, R.W. Tkach and A.R. Chraplyvy, "WDM Systems with Unequally Spaced Channels", J. Lightwave Technol., Vol. 13, No. 5, pp889-897, 1995.
- [9] Kazuro Kikuchi, Chaloemphon Lorattanasane, "Compensation for Pulse Waveform Distortion in Ultra-Long Distance Optical Communication Systems by using Midway Optical Phase Conjugator", IEEE Photonics Tech. Lett., Vol. 6, No. 1, pp104-105, 1994.
- [10] Kenro Sekine, Nobuhiko Kikuchi, Shinya Sasaki, "10-Gbit/s seven-channel WDM transmission over 140-km dispersion-shifted fiber with four-wave mixing suppression", Tuj 5, OFC'97 Technical Digest.
- [11] Kyo Inoue, "Suppression Technique for Fiber Four-Wave Mixing Using Optical Multi-/Demultiplexers and a Delay Line", J. Lightwave Technol., Vol. 11, No. 3, pp455-461, 1993.
- [12] Kyo Inoue, "Reduction of Fiber Four-Wave Mixing Influence Using Frequency Modulation in Multichannel IM/DD Transmission", IEEE Photonics Tech. Lett., Vol. 4, No. 11, pp1301-1304, 1992.
- [13] Fabrizio Forghieri, R.W. Tkach, A.R. Chraplyvy and D. Marcuse, "Reduction of Four-Wave Mixing Crosstalk in WDM Systems Using Unequally Spaced Channels", IEEE Photonics Tech. Lett., Vol. 6, No. 6, pp754-756, 1994.

- [14] R.W. Tkach, A.R. Chraplyvy, Fabrizio Forghieri, A.H. Gnauck and R.M. Derosier, "Four-Photon Mixing and High-Speed WDM Systems", J. Lightwave Technol., Vol. 13, No. 5, pp841-849, 1995.
- [15] Mari W. Maeda, William B. Sessa, et al., "The Effect of Four-Wave Mixing in Fibers on Optical Frequency-Division Multiplexed Systems", J. Lightwave Technol., Vol. 8, No. 9, pp1402-1408, 1990.

第四章 FWM对WDM系统信道输入功率限制影响的研究

近年来,波分复用技术的发展十分迅速。已有文献报道应用色散位移光纤(DSF)和EDFA的10Gbit/s高速长距离通信系统[1]。但是,在采用DSF光纤的WDM系统中,因FWM导致的信道串扰却严重地限制了信道最大允许输入光功率,从而也影响了WDM信号的传输距离[2]。因此在此类WDM系统中,经常采用不等间距信道技术来抑制因FWM而导致的信道串扰[3]。尽管通过采用不等间距信道技术抑制了部分因FWM而导致的信道串扰,WDM系统中的传输光信号还是会因FWM效应而导致功率损耗[4]。

在本章中,分析研究了在WDM系统中,信道功率因素对FWM效应的影响。并应用高斯噪声近似和级数展开,推导了在应用DSF光纤和不等间距信道技术的WDM系统中,受FWM效应限制的信道最大可允许输入功率的解析公式,通过与实际试验结果比较,发现尽管在理论计算与实际试验结果之间存在一定的误差,但吻合还是很好。本章并就误差进行了分析。

4.1 FWM 效应中功率因素的影响

在WDM系统中,当通过FWM产生的新光波与某一信道的频率相同时,将引入四波混频噪声功率,导致这一信道光功率的起伏。这些影响了系统的探测灵敏度,限制了WDM系统的信道容量。本节将分析FWM对IM/DD波分复用系统的信噪比和信号功率的影响。

因FWM导致的信号功率恶化系数可表示为[5],

$$\Psi = 10\log(\frac{P_s}{P_{s0}}) = -5\lg\left[1 - 2(\frac{S}{N})_0 \cdot kP_{in}^2 \sum_{ijk} \langle b_{s-ijk}^2 \rangle g_{ijk} D^2 \cdot \Phi_{ijk}\right]$$
(4.1)

其中,

$$\frac{P_{FWM}^{(eff)}}{P_s} = kP_{in}^2 \sum_{ijk} \langle b_{s-ijk}^2 \rangle g_{ijk} D^2 \cdot \Phi_{ijk}$$
(4. 2)

式(4.2)表示在接收端与信号光同频率的四波混频新光波与接收到的信号功率之比。

在(4.1)式中, P_s 是在接收端接收到的信号功率, P_{s0} 是在接收端无四波混频光时接收到的信号功率。 $(S_N)_0$ 是设无四波混频光时,一个预先给定的误码率的信噪比。k是包含三阶非线性张量的常数。 P_{in} 是每个信道的入纤功率。 g_{ik} 表示信道i,j,k的光脉冲同时交叠的概率,当 $i \neq j \neq k$ 时, $g_{ijk} = \frac{1}{8}$,对于 $i \neq j = k$, $g_{ijk} = \frac{1}{4}$ 。 D表示简并系数,D=1,2分别对应部分简并和非简并情况。当全部信道的偏振状态相同时,则 $< b_{s-ijk}^2 > = 1$,一般地,四波混频光波的偏振状态随机变化, $< b_{s-ijk}^2 > = \frac{1}{2}$ 。在(4.1)式中,

$$\Phi_{ijk} = \frac{\left(1 - e^{-\alpha l}\right)^2 + 4e^{-\alpha l}\sin^2\left(\Delta\beta_{s-ijk}l/2\right)}{\Delta\beta_{s-ijk}^2 + \alpha^2}$$
(4.3)

上式中,

$$\Delta \beta_{s-ijk} = \beta_i + \beta_j - \beta_k - \beta_s = (i-s)(j-s)\frac{(2\pi\Delta f)^2 \lambda^2 D_c}{2\pi v}$$
(4.4)

在(4.3)和(4.4)两式中, α 是光纤的损耗系数。l是传输光纤长度。 ν 为光速。 $\Delta \beta$ 表示失配传播常数。 Δf 为信道之间频率间隔。 D_c 是光纤材料色散。

下面,我们依据(4.1)式,考察三信道系统的情况。假设三个信道之间频率间隔相同,且信道输入功率相同,则第一信道的四波混频光功率及信噪比如以下各式,

$$\frac{P_{FWM}^{(eff)}}{P_s} = \frac{1}{8} \gamma k e^{-\alpha l} P_{in}^3 \Phi_{223}$$
 (4.5)

$$\Phi_{223} = \frac{\left(1 - e^{-\alpha l}\right)^2 + 4e^{-\alpha l}\sin^2\left(\Delta\beta_{1-223}l/2\right)}{\Delta\beta_{1-223}^2 + \alpha^2}$$
(4.6)

$$\Delta \beta_{s-ijk} = \frac{\left(2\pi\Delta f\right)^2 \lambda^2 D_c}{2\pi v} \tag{4.7}$$

$$\Psi = -5\lg \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{S}{N} \right)_0 k P_{in}^2 \cdot \Phi_{223} \right]$$
 (4.8)

根据以上结论,可以计算三信道IM/DD波分复用系统的四波混频 光功率以及被探测信道的功率恶化系数。典型参数为: γ=0.99,

$$k = 2.44 \times 10^{-6} \,\mathrm{m}^{-2} \,\mathrm{W}^{-2}$$
, $\alpha = 0.2 \,\mathrm{dB/km}$, $\Delta f = 10 \,\mathrm{GHz}$, $(S/N)_0 = 80$, $\lambda = 1.55 \times 10^{-6} \,\mathrm{m}$, $A_{eff} = \frac{\pi}{4} \times 10.7^2 \,\mu \,\mathrm{m}^2$, $\nu = 3 \times 10^8 \,\mathrm{m/s}$,

 D_c =17ps/(km.nm), n=1.5。在大于有效光纤长度处,图4-1为有效FWM光波功率与入射信号功率之间的关系。图4-2为功率恶化系数与入射信号功率之间的关系。

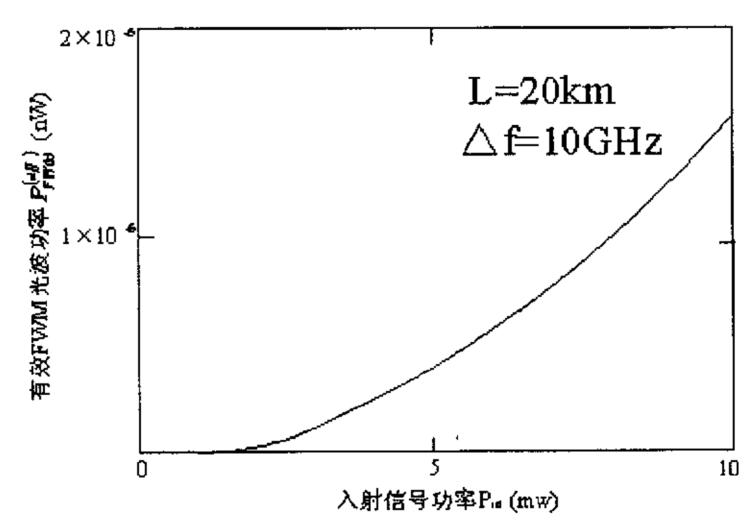


图4-1 有效FWM光波功率与入射信号功率之间的关系

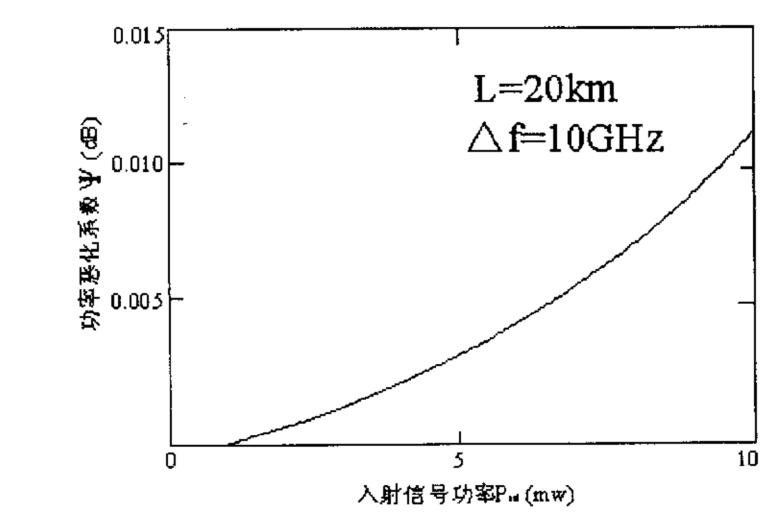


图4-2 功率恶化系数与入射信号功率之间的关系

从图4-1和图4-2中可以看到,当入射信号功率小于5mw时,有效FWM光波功率和功率恶化系数并不是随入射信号功率线性增加的,而是有指数增加的趋势,这是因为FWM光波功率是三信道在光纤中共同作用的结果,由此可以推断在多于三信道的系统中,将引入更严重的FWM光波功率起伏干扰。

图4-3为有效FWM光波功率与传输光纤长度的关系。图4-4为功率恶化系数与传输光纤长度的关系。

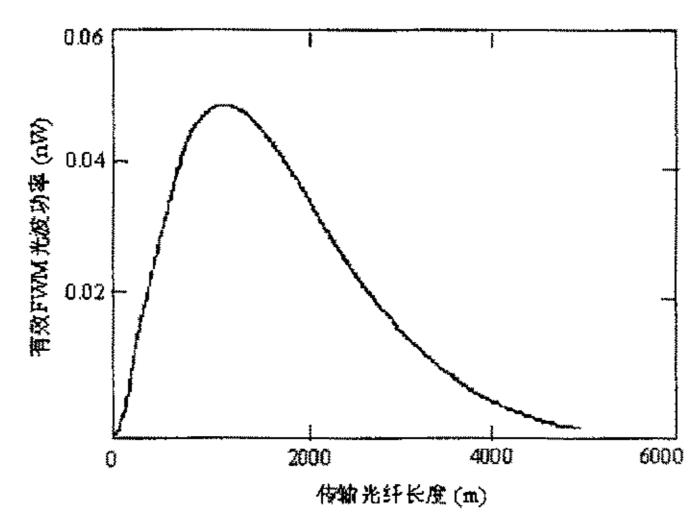


图4-3有效FWM光波功率与传输光纤长度的关系

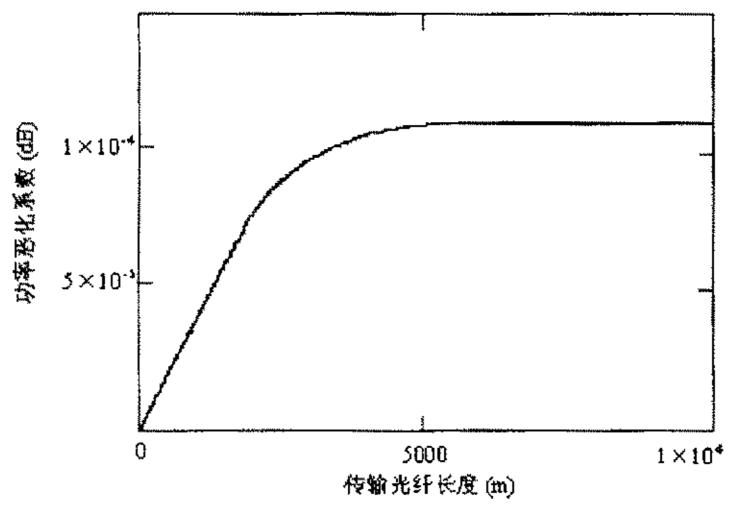


图4-4 功率恶化系数与传输光纤长度的关系

从图4-3中可以看到,当光纤长度大于一定值时,四波混频光波功率开始从0.05nW下降,这是因为信号功率不断损耗,正因为如此,在图4-4中,功率恶化系数在5km以后开始变为常数。上述模拟结果是在三个信道以及光纤色散为17ps/nm.km条件下得出的,对于多信道WDM系统和光纤色散较小的情况(如采用DSF光纤),四波混频光波功率将更大,信道间串话也将更为恶化。

4.2 FWM 对 WDM 系统信道输入功率的限制

由上节的分析可知,在应用色散位移光纤(DSF)的WDM系统中,因四波混频而导致的信道串扰严重地限制了光纤的单信道可允许输入功率。为此提出了在采用DSF的WDM系统中,应用不等间距信道技术以避免因FWM而导致的信道串扰,尽管应用不等间距信道技术可以在一定程度上避免因FWM效应而导致的信道串扰,但是WDM系统的信道信号功率还是因FWM效应而有功率耗尽。为此,已有试验研究受FWM限制的WDM系统信道可允许输入功率[6]。在本节中,应用高斯噪声近似和级数展开,推导了在应用DSF光纤的WDM系统中,受FWM效应限制的信道最大可允许输入功率。

4.2.1 系统结构及理论推导

在本节中研究的系统构造如图4-5所示。

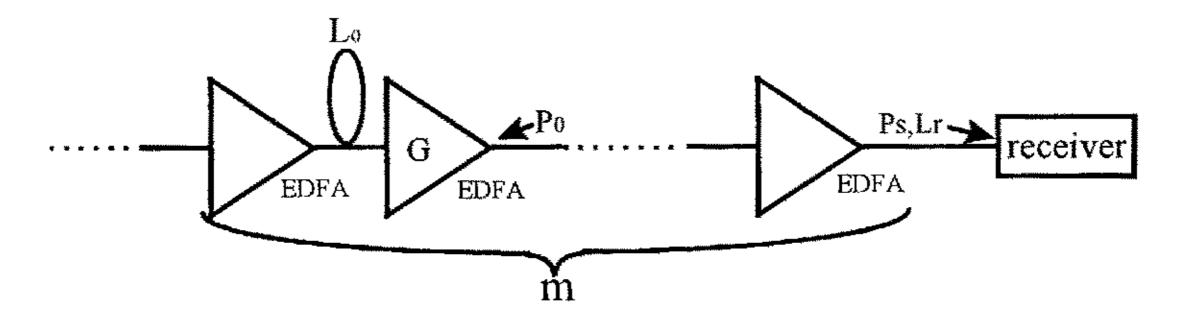


图4-5系统框图

G:EDFA增益

Lo: 光纤段损耗

L_r:接收机耦合损耗

Po: 受FWM效应影响最严重的中间信道入射光功率

P。: 接收端检测到的信号光功率

m: 光纤段数

在图4-5所示的系统中,考虑了应用DSF光纤的IM/DD方式 WDM系统。在系统的理论推导中,忽略了EDFA的信道串扰[7]。由于在零色散区域,FWM效应是最主要的非线性效应,因此在这里忽略了交叉相位调制和自相位调制效应的影响。为了简化理论推导,我们在此假设:在整个系统传输中,位于各级EDFA间的光纤段的长度是等长的。同时我们假设各级EDFA的增益经过调整,从而不同光纤段的输入功率相同。在更为复杂的情况下,如各光纤段的长度、光纤的输入功率不同时,我们可将FWM效应对各段光纤段的影响累积相加。

应用高斯噪声近似,IM/DD系统中的信号误码率 P_e 可以表示为 P_e .

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{Q}^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \tag{4.9}$$

其中,

$$Q = \frac{bP_{s}}{\left(\sqrt{N_{th} + N_{sh} + N_{FWM}} + \sqrt{N_{th}}\right)}$$
 (4. 10a)

上式中,

$$b = \frac{\eta e}{hv} \tag{4.10b}$$

其中 N_{th} 为热噪声功率, N_{sh} 为信号的散弹噪声功率及 N_{PWM} 为四波混频噪声功率。 η 为接收端的耦合效率, e 为电子电荷, h 为Plank常量和 v 为光频频率。 在 (4.10a) 式中,我们注意到信号的散弹噪声功率 N_{sh} 正比于信号的光电流,因此可以用一比例系数 k_s 与信号功率 P_s 的乘积表示 N_{sh} :

$$N_{sh} = k_s b P_s \tag{4.11}$$

同时,我们注意到在(4.9)式中,误码率 P_e 可由 Q 值来唯一确定。因此在此,通过讨论 Q 值就可完全确定误码率 P_e 。

当系统应用的DSF光纤的零色散波长为对称分布于两信道之间时,FWM效应导致的系统传输性能恶化最为严重。在此,考虑系统传输性能恶化最为严重的情况下,在接收端光纤输出的最大FWM光功率[4]为:

$$P_{FWM} = mP_0 L_0 \tanh^2 \left(kP_0 \sqrt{N - 2} L_e \right) GL_{r_{(4.12)}}$$

其中,N 为总的传输信道数, L_e 为由 $(1-\exp(-\alpha L))/\alpha$ 给出的光纤有效长度。(4.12) 式中,常数 k 可以表示为:

$$k = \frac{192\pi^3}{n^2 \lambda c A_e} \chi_{1111}$$
(4. 13)

其中n为光纤的折射率, λ 为传输光波长, A_e 为光纤有效纤芯截面和 χ_{1111} 为三阶非线性系数。 $\tanh(kP_0\sqrt{N-2}L_e)$ 可级数展开为,

$$\tanh(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2}{15}x^5 - \frac{17}{315}x^7 + \cdots$$
(4. 14a)

上式中, x等于 $kP_0\sqrt{N-2}L_e$ 。由(4.14a)式可见, 当 x<<1时, 我们可以略去式中的高阶项。因此(4.12)式可以改写为:

$$P_{FWM} = mP_s P_0^2 k^2 (N-2) L_{e}^2$$
(4.14b)

在上式中,我们代入了 $P_x = P_0 L_0 GL_x$ 关系式。

FWM噪声光功率将同信号光一起在接收端被检测,并因此引入干扰噪声。在接收端检测到的FWM噪声功率可以表示[12]为:

$$N_{FWM} = \frac{1}{4}b^{2}P_{s}P_{FWM}$$

$$= \frac{1}{4}k^{2}(N-2)L_{e}^{2}b^{2}mP_{s}^{2}P_{0}^{2}$$

$$= k_{f}b^{2}mP_{s}^{2}P_{0}^{2}$$
(4. 15)

其中,

$$k_f = \frac{1}{4} k^2 (N-2) L_e^2$$
(4. 16)

代入(4.11)和(4.15),(4.10a)式中的Q值可以表示为,

$$k_s + k_f bm P_s P_0^2 = \frac{bP_s}{Q^2} - \frac{2}{Q} \sqrt{N_{th}}$$
(4.17)

另一方面,如果不考虑FWM噪声功率,信号光功率和 Q值可以表示为:

$$k_{s} = \frac{bP_{s}}{Q^{2}} - \frac{2}{Q}\sqrt{N_{th}}$$
(4. 18)

我们可以从(4.17)和(4.18)得到因FWM效应而导致的系统功率代价。设 P_{sf} 和 P_{so} 分别为在考虑和不考虑FWM噪声情况下,得到一特定Q值 $-Q_0$ 时的信号功率,我们可从(4.17)和(4.18)式得到:

$$k_f bm P_{sf} P_0^2 = \frac{b}{Q_0^2} \left(P_{sf} - P_{s0} \right)$$

$$P_0^2 = \frac{1}{m k_f Q_0^2} \left(1 - \frac{1}{p_f} \right)$$
(4. 19)

上式中, p_f 为因FWM导致的功率代价,定义为 $p_f = \frac{P_{sf}}{P_{s0}}$ 。我们可从该式得出受FWM效应限制的最大允许输入光纤功率。

为了考察解析表达式 (4.19) 式的精确性,我们将理论计算值与国外发表的典型试验结果进行了比较。设在 Q=6 时,n=1.45 , $\lambda=1.55\mu m$, $A_e=55\mu m^2$, $\chi_{111}=4\times 10^{-15}\,m^2/_w$, $\alpha=0.2\,dB/_{km}$, $p_f=0.5dB$ [9 ,8 ,11] ,经理论计算的 Q 值一最大允许输入功率 P_0 曲线示于图4—6。一些典型的试验结果也示于图4—6。

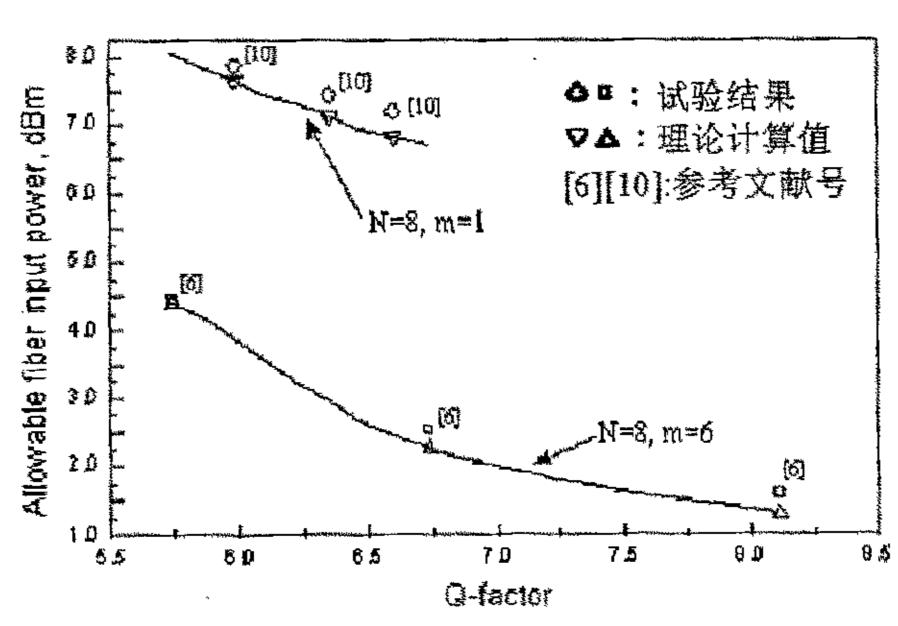


图4-6 理论计算的 Q值一最大允许输入功率 P6曲线 及典型的试验结果

从图4-6中我们可以看到,尽管实际试验结果略高于理论计算值,二者之间还是取得了很好的一致。本论文认为两者之间的差异主要是因为: 1)实际试验中采用的DSF光纤零色散波长的不规则变动。2)实际试验中采用的DSF光纤零色散波长不严格对程分布于两信道之间。

4.3 本章小结

在本章中,围绕在等间距信道和不等间距信道WDM系统中,FWM噪声功率与入射信号光波功率的关系,分析研究了FWM效应对WDM系统信道输入功率的限制影响。

首先分析研究了在等信道WDM系统中,因FWM噪声功率而导致的信 道光功率的起伏。应用因FWM效应导致的信号功率恶化系数公式和四 波混频光功率与信号功率比值公式,考察了三信道系统,得出了以下结 论:

- FWM效应是多信道信号在光纤中共同作用的结果。随信道数的增加,将引入更严重的FWM光波功率起伏干扰。
- 随信号功率不断损耗,功率恶化系数在5km以后开始变为常数。
- 对于多信道WDM系统和光纤色散较小的情况(如采用DSF光纤),四 波混频光波功率将更大,信道间串话也将更为恶化。

在应用DSF光纤和不等间距信道技术的WDM系统中,通过高斯噪声近似和级数展开,推导了受FWM效应限制的信道最大可允许输入功率的解析公式,通过与实际试验结果比较,发现尽管实际试验结果略高于理论计算值,二者之间还是取得了很好的一致。本论文认为两者之间的差异主要是因为:

- 1. 实际试验中采用的DSF光纤零色散波长的不规则变动。
- 实际试验中采用的DSF光纤零色散波长不严格对程分布于两信道之间。

4.4 参考文献

- [1] Nosu, K., Tora, H., Inoue, K., and Oda, K., "100 Channel Optical FDM Technology and Its Applications to Optical FDM Channel-based Networks", J. Lightwave Technol., Vol.LT-11, pp764-776, 1993.
- [2] Inoue, K., "Experimental study on channel crosstalk due to fiber four-wave mixing around the zero-dispersion wavelength", J. Lightwave Technol., Vol. LT-12, pp1023-1028, 1994.
- [3] Fabrizio Forghieri, R.W. Tkach, A.R. Chraplyvy and D. Marcuse, "Reduction of Four-Wave Mixing Crosstalk in WDM Systems Using Unequally Spaced Channels", IEEE Photonics Tech. Lett., Vol. 6, No. 6, pp754-756, 1994.
- [4] Fabrizio Forghieri, R.W. Tkach and A.R. Chraplyvy, "WDM systems with unequally spaced channels", J. Lightwave Technol., Vol.LT-13, No.5, pp889-897, 1995.
- [5] 宋开,李玲,叶培大,郭建恩,"光纤四波混频对ASK调制直接检测光频分复用系统性能的分析",量子电子学, Vol. 11, No. 3, pp164-170, 1994.
- [6] M. Fukui, S. Aisawa, O. Ishida, K. Shimano, A. Umeda, T. Sakamoto, K. Oda, and N. Takachio, "Allowable fibre input power for installed dispersion-shifted fibre in equal/unequal channel spaced WDM transmission systems", Electron. Lett., vol. 33, No. 8, pp. 693-694, 1997.

- [7] M. J. Pettitt, A. Hadjifotio, and R. A. Baker, "Crosstalk in erbium doped fiber amplifier", Electron. Lett., vol. 25, No. 6, pp. 416-417, 1989.
- [8] Neal S. Bergano, F.W. Kerfoot, and C.R. Davidson, "Margin measurements in optical amplifier systems", IEEE Photonics Technol. Lett., vol. 5, No. 3, pp. 304-306, 1993.
- [9] K. Inoue, K. Nakanishi, K. Oda, and H. Toba, "Crosstalk and power penalty due to fiber four-wave mixing in multichannel transmission", J. Lightwave Technol., vol. 12, No. 8, pp. 1423-1439, 1994.
- [10] Fabrizio Forghieri, A. H. Gnauck, R. W. Tkach, A. R. Chraplyvy, and R. M. Derosier, "Repeaterless transmission of 8x10-Gb/s channels over 137km of dispersion-shifted fiber", OFC'94, San Jose, Paper PD26-1, February, 1994.
- [11] Kyo Inoue, "A Simple Expression for Optical FDM Network Scale Considering Fiber Four-Wave Mixing and Optical Amplifier Noise", J. Lightwave Technol., vol. 13, No. 5, pp. 856-861, 1995.
- [12] K. Inoue, H. Toba, and K. Oda, "Influence of fiber four-wave mixing on multichannel FSK direct detection transmission systems", J. Lightwave Technol., vol. 10, pp. 350-360, 1992.

第五章 中点谱反转色散补偿系统试验及研究

对于常规单模光纤通信系统,其色散限制传输距离为(1-dB功率 代价)[1]:

$$B^2L = 6500 \left(\frac{Gb}{s} \right)^2 \cdot km \tag{5.1}$$

其中, B为传输码速率, L为色散限制的传输距离。因此对于2.5Gb/s的系统, 采用无啁啾的调制器即可将色散限制传输距离延伸至1000km左右, 但是当系统的传输码率上升至10Gb/s时, 在无色散补偿的情况下常规单模光纤的无中继传输距离只有几十公里, 因此在10Gb/s或更高速率的系统中色散补偿技术将变得非常重要。目前主要有以下一些色散补偿方法, 其中某些技术已趋于成熟, 但都分别存在着一些不足之处。

- 采用一种零色散波长在1.55μm附近的光纤、即色散位移光纤(DSF)以减小色散的影响[2]。但是由于在零色散波长附近,光纤的FWM效应非常严重,因此不利于WDM技术的应用。
- 采用非零色散位移光纤(例如Truewave光纤)[3],以抑制FWM效应,但这时色散的影响不能完全消除,仍然需要采用一定的色散管理。
- 采用具有较大负色散值的色散补偿光纤(DCF)[4],补偿常规单模 光纤的正色散。但是由于该种光纤芯径小,因而其中的非线性效

应较强,且当系统传输距离较长时需要大量的补偿光纤及用于补偿DCF损耗的EDFA,增加了系统造价。

- 采用啁啾光纤布拉格光栅作为色散补偿器件[5],补偿系统色散。
 其特点是体积小,易于定制,很有发展前景,但由于光栅的特性为反射型器件,因而需要用到环形器,增加了系统造价。
- 采用Duobinary编码技术[7]。由于色散的影响与信号频谱宽度有关,因此,采用一定的编码技术更高效地利用带宽,可减小色散的限制。
- 采用色散支持技术(Dispersion Surpported Transmission)[8]。利用光纤的群速度色散作为一种时间延迟,它可以将频率调制的信号转换成强度调制的信号,利用这种技术,综合考虑系统的非线性后,可将线性系统的传输距离提高1.5倍。这种技术虽然简单,却很难实用,因为系统的性能强烈依赖于其中器件的内部特性。
- 采用中点谱反转技术(Middle Span Spectrum Inversion)补偿系统色散[9]。其原理是将光信号的光谱在接近传输线路的中点处被反转,从而使得信号在前半段光纤传输中的恶化在后半段的传输中得到补偿。中点谱反转色散补偿技术具有很好的应用前景,但是目前还是一种不十分成熟的色散补偿技术,其中还有许多问题有待探讨,例如提高谱转换效率、多路波长等效率谱转换的实现等。

 功率EDFA出现以后,这种方法才开始受到广泛的关注,试验[10]及理论[11]研究表明,它不仅可以补偿光纤色散,同时还能在一定的程度上补偿非线性效应的影响,应用这种技术,在数十Gb/s的速率下,光信号可在常规单模光纤中传输上千公里。因此,这种方法在国外受到很大关注,在欧洲的ACTS计划中,作为色散补偿技术中的重点方案立项研究。在欧洲光通信会议(ECOC'97)上,Watanabe等人实现了5路40Gb/s光信号的105km常规单模光纤传输[12],系统采用了基于光纤四波混频的中点谱反转色散补偿技术,这表明中点谱反转可以应用于波分复用系统中,从而展示了其更为广阔的应用前景。

由于中点谱反转技术的发展相对较晚,其中还有许多问题有待研究和解决。在本章中,我们研究了半导体光放大器(SOA)中的四波混频效应,实现了

- 1. 在纤一纤小信号增益为10dB情况下,-20dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了203km、12ps RZ码中点谱反转色散补偿传输试验。
- 2. 在纤一纤小信号增益为27dB情况下,-16dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了200km、10Gb/s速率的中点谱反转色散补偿传输试验。

5.1 中点谱反转技术简介

以下简单介绍采用中点谱反转技术实现色散补偿的原理和物理图景。

考虑光纤的色散和非线性效应时,光信号在光纤中的传输可以用如下的非线性薛定谔方程[13]来表示

$$i\frac{\partial A}{\partial z} = -i\frac{\alpha}{2}A + \frac{1}{2}\beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial T^2} + i\frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} - \gamma |A|^2 A$$
(5. 2)

其中A为光信号的缓变振幅,z为传播方向的长度, α 为光纤损耗, eta_2 及 eta_3 分别为光纤的二阶及三阶色散,T为时间, γ 为非线性系数。

将上式两边取复共轭时, 应成立

$$-i\frac{\partial A^{*}}{\partial z} = i\frac{\alpha}{2}A^{*} + \frac{1}{2}\beta_{2}\frac{\partial^{2}A^{*}}{\partial T^{2}} - i\frac{1}{6}\beta_{3}\frac{\partial^{3}A^{*}}{\partial T^{3}} - \gamma|A|^{2}A^{*}_{(5.3)}$$

将(5.2)式和(5.3)式对比可见,若忽略高阶色散,(5.3)式实际上描述了一个沿一Z方向传播的镜像信号,这个信号的相位与原信号相反,但其振幅在以谱反转点为中心对程的相应各点上与原信号相同。利用这一点,如图5-1所示,我们可以在实际系统中使光信号传到中途

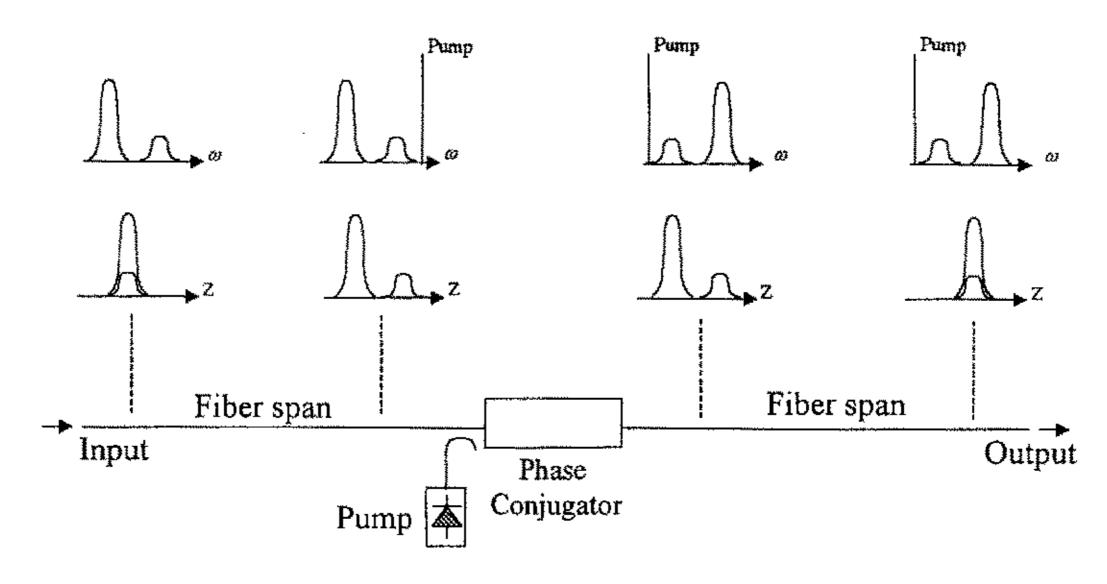


图5-1 中点谱反转技术实现色散补偿的原理

时反相(即相位共轭或谱反转),然后继续传输,当两侧的光纤总色散量相等时,在终点处将得到与起点处形状相同的脉冲,从而实现了色散补偿。

在线路中点的相位共轭或称为谱反转的过程可以利用半导体光放大器中的四波混频效应来实现,即由两个泵浦光子产生一个信号光子和一个新光子的过程。在此过程中[13],

$$\omega_c = 2\omega_p - \omega_s \tag{5.4}$$

其中 ω_c 、 ω_p 、 ω_s 分别为新光子、泵浦光子和信号光子的频率,由于可以认为直流泵浦光的频率是一个常数,因此新光子的瞬时频移将与信号光子正好相反,即混频后产生的新的光频分量与输入的信号光是反相的,但波形不发生变化,由此实现了输入信号光的相位共轭。

从物理的角度来看,由于在系统的中点经过谱反转后产生了与原信号光的瞬时频移处处相反的新的信号光,因此,在后续的光纤传输中,与反转前相比较,光纤的色散将对信号产生完全相反的影响。当反转前后光纤的总色散量相同时,在前段传输中由于色散而展宽的光脉冲将在后段传输中被压缩,并在传输线路的终点恢复到原来的宽度。

从理论上说,当两侧线路的光功率绝对值关于中点对程时,光纤的非线性造成的脉冲变形也能同时得到完全补偿,但由图5-1可以看到,若要保持功率绝对值的对程,则要求后半段光纤具有增益,或保持线路上的功率处处相同。因而在通常的系统中,中点谱反转只能补偿较弱的非线性效应,且缩小光放大器间距将有利于非线性补偿。

光信号谱反转的实现可以采用半导体光放大器或色散位移光纤中的四波混频效应来实现。采用半导体光放大器的优势在于可实现较高的

谱反转效率,并可以实现偏振无关的谱反转,而采用色散位移光纤的优点在于谱反转的实现与信号的码率无关,可以实现极高速率的谱反转, 二者各有所长。在以下的研究中,我们将针对采用半导体光放大器的中 点谱反转系统。

中点谱反转色散补偿技术的优点在于[14]:

- 使系统传输距离不受光纤二阶色散的限制,在很长的传输距离内都能实现很好的色散补偿。
- 可以对不同码型(如RZ码和NRZ码)的传输系统进行色散补偿。
- 对光信号的啁啾特性要求较低,降低发射机成本。
- 可以实现对多个波长光信号的色散完全补偿。
- 可以应用于更高速率(如40Gb/s)的传输系统中,便于系统升级。
- 同时还具有补偿光纤非线性效应的能力。

因而它在高速、长距离或超常距离(海缆传输系统)的点对点系统中具有较大的优势。

实现中点谱反转技术的难点在于谱反转信号的产生和提取。以利用SOA实现谱反转为例,为了实现较高的谱反转效率,在SOA中必须注入较强的泵浦光,并且信号光与泵浦光频率间隔较小,这将给谱反转信号的滤出带来困难。同时,为了从小功率的信号中得到信噪比不恶化的谱反转信号,必须实现低噪声的高功率光放大。因此,低噪声、高功率光放大的实现,谱反转信号信噪比的提高,谱反转后泵浦光与光放大器噪声的滤除,都是谱反转的实现过程中必须解决的问题。

5.2 SOA中FWM效率的研究

在SOA中实现谱反转的各频率分量的示意图如图5-2所示。

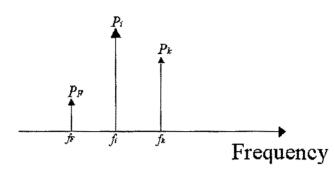


图5-2 SOA中实现谱反转的各频率分量示意图

研究SOA中FWM效率的试验装置如图5-3所示。输入的信号光波与DFB泵浦光波经过EDFA功率提升后进入半导体激光放大器。由于存在载流子浓度脉动、载流子加热和光谱烧孔等带间非线性和带内非线性,信号光波和泵浦光波相互作用,产生四波混频。混频光经过介质光带通滤波器选频输出。试验中泵浦源为DFB激光器,其线宽小于0.05nm,波长为1551.7nm;半导体激光放大器为多量子井结构,注入电流为200mA,其纤一纤小信号增益约10dB,偏振敏感度为2dB。光滤波器的3dB带宽为1nm,两级滤波器级联可以实现较窄的光谱透射窗。

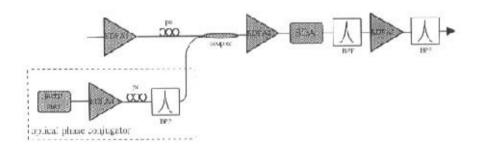


图5-3 研究SOA中FWM效率的试验装置

由理论分析可知, SOA中四波混频的效率如下式[15],

$$\eta = \frac{p_{out}}{p_{in}} = G^3 P_p^2 R(\delta f)$$
(5.4)

上式中 η 为四波混频的效率,定义为经SOA四波混频效应产生的四波混频分量在输出端的光功率与输入端信号功率之比。G为SOA的信号增益, P_p 泵浦光功率, $R(\delta f)$ 是相对效率,它描述的是随泵浦光与信号光的相对频率差而影响四波混频效率的一个函数。

由上式可见,半导体激光放大器四波混频的最大效率正比于信号增益的立方和泵浦功率的平方。由于随SOA泵浦功率的增加,SOA信号增益将减小,因此存在一最佳泵浦功率使SOA的谱转换效率最高。同时,由于试验中采用的SOA有2dB的偏振敏感,为获得最大的转换效率,在注入足够大的泵浦光的同时,需调整泵浦光的偏振方向,使其SOA中的小信号增益和泵浦功率均达到最大。

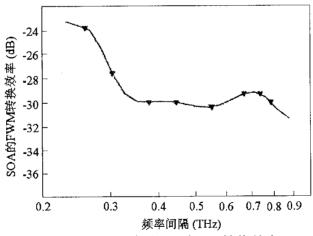


图5-4不同频偏的SOA中FWM转换效率

图5-4 是测得的频率差不同的信号光波与泵浦光波在SOA中四波混 频的纤一纤最大转换效率。由图可知, 当频率差较小时(如图中小于 0.3THz), 四波混频效率较高,并随着频率差的增加急剧下降。这是因 为这一区域中载流子脉动引起的四波混频占主导,它形成的载流子光栅 强度随着频率差的增加而急剧下降。当频率差较大时,载流子温升、光 谱烧孔等带内非线性效应引起的四波混频将逐渐显著,另外量子井激光 放大器中载流子输运效应也将影响四波混频,同时这些过程产生的混频 光有着不同的相位,因此在此区域,转换效率并不随着频率差的增加而 单调减少[16]。

由图5-4所见,通过考察不同频偏的纤一纤四波混频最大转换效 率. 我们得到了在纤一纤小信号增益为10dB情况下,-20dB的四波混频 光谱转换效率。在最大光谱转换效率的情况下,经优化得到的泵浦功率 和四波混频谱反转光光谱密度分别为-2dBm/nm和-14.4dBm/nm。图5-5 为经光谱转换后,在SOA输出端得到的输出光谱图。

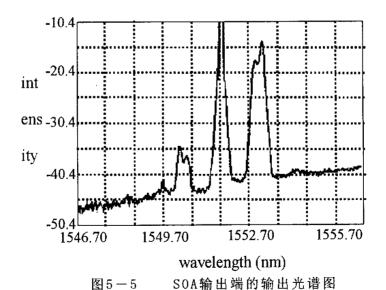


图 5 - 5

5.3 采用SOA中点谱反转的12-ps RZ码、203-km G.652 光纤系统传输试验

中点谱反转技术在系统中的实现具有相当的难度,其中需要涉及到一系列较为复杂的技术,表5-1为在SOA中实现中点谱反转的主要特性及涉及到的问题[17]。从表5-1中我们可以看到,实现高效率的谱反转、谱反转信号的低噪声放大、滤除强泵浦光的窄带滤波等都具有相当的难度。为了从试验上研究中点谱反转的色散补偿能力,并探讨谱反转实现过程中可能出现的问题,以及影响中点谱反转色散补偿系统传输特性的因素,我们在203km,12ps RZ码传输系统中应用了中点谱反转色散补偿技术。由前面的讨论可知,对于12-ps RZ码,因其色散限制的最大传输距离仅为2-km[1],因此必须进行色散补偿。在我们的系统试验中,实现了12-ps RZ码信号的203km传输,可以清楚地看到中点谱反转的色散补偿效果。

表5-1 在SOA中实现中点谱反转的主要特性及问题

mapping function between input, output and probe	$\omega_{output} = 2\omega_{pump} - \omega_{in}$	optical filtering	must filter strong pump and satellite wavelength
signaling category	veriable-input-fixed- output	dynamic range of input signal	> 10 dB
transparency	strict	wall-plug power	-150 mW
s/n ratio	s/n < 20 dB	conversion efficiency	-7 dB
extinction ratio	approximately same as input	conversion bandwidth (3 dB)	$\left \omega_{npsx}-\omega_{const}\right <2 imes\pi imes(1THg)$
amplitude distortion	negligible for detuning >10 GHz	bit-rate-limit	>50 Gb/s
chirp parameter	chirp reversal	advantages	chirp reversal transparent
polarization sensitivity	sensitive insensitive for multiple pumps	disadvantages	large spontaneous noise narrow conversion bandwidth

5.3.1 系统传输试验

系统试验结构如图5-6所示。

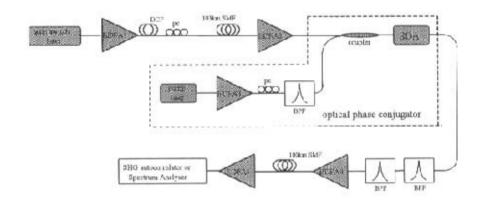


图5-6 12ps RZ码脉冲中点谱反转色散补偿传输试验系统框图

其中信号光源为DFB增益开关脉冲源,产生的光脉冲的重复频率为2.5GHz,中心波长为1553.10nm,脉宽为40ps,经一段DCF光纤补偿啁啾,脉宽被压缩为12ps。信号光源的光功率经一级EDFA1光功率放大,传输103km标准单模光纤。然后,二级EDFA2将补偿光信号在光纤中的损耗。在中点谱反转之后,中心波长在1550.30nm的谱反转光将传输同前段相似的100km单模光纤,在此,应用了两个3-dB带宽为1nm的带通滤波器以滤除强泵浦光和信号光,从而滤出谱反转光。EDFA4和EDFA5分别用于补偿带通滤波器和光纤的损耗。在系统中,203km传输光纤的色散为17ps/nm/km,前103km传输光纤的损耗为0.198dB/km,而后100km传输光纤的损耗为0.228dB/km。一光谱仪或自相干仪(SHG)被分别连接于EDFA5的输出,用于测试输出光谱或RZ码。由于在系统传输光纤的各点中,信号光功率均小于+10dBm,且中点谱反转色散补

偿系统具有一定的非线性补偿能力,因此我们在此忽略了系统非线性对系统传输的影响。

为提高接收端光信号的信噪比,并最大限度地抑制泵浦光对谱转 换后信号光的串扰,我们对系统结构进行了以下优化措施,

- 在泵浦光经EDFA放大后,加了一级1nm带宽的滤波器(BPF),以得到ASE噪声受到抑制的"干净"的泵浦光,减小泵浦光的ASE噪声对谱反转光的影响。
- 信号光经前半段传输后,用独立的EDFA进行小信号的高功率放大,避免与泵浦光同时放大时,EDFA的饱和效应对信号光的抑制作用。
- 由于试验中采用的SOA有2dB的偏振敏感,分别调整泵浦光和信号光的偏振,使SOA中的小信号增益和泵浦功率均达到最大。
- 在接收端,用两级带宽为1nm的滤波器级联实现较窄的光谱透射窗。

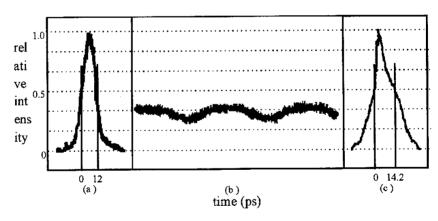


图5-7 发送端、传输线路中点处和接收端处的光信号脉冲波形 (a) 发送端信号波形脉冲; (b) 传输线路中点处信号波形; (c) 接收端信号脉冲波形;

图5-7是发送端、传输线路中点处和接收端处的光信号脉冲波形。

经二次谐波自相关仪测得输入端光脉冲的脉宽为12ps,经过100km传输后,由于光纤色散,脉冲已经完全交叠,无法画出其自相关曲线,从示波器上可以看出,此时输出光已近似为波动缓慢的准连续波。经过SOA谱转换器转换后,光纤中的光脉冲将被逐渐恢复,在系统接收端光脉冲波形如图5-7(c),可以看出己基本得到恢复,经自相关仪测得脉冲宽度为14ps。没有完全补偿的原因是谱反转器并没有完全放在传输线路的中点处和两段光纤的色散参量不同,因此前后两段光纤的色散还没有完全匹配。

通过以上试验,本论文实现了采用SOA中点谱反转的12-ps RZ码、203-km G.652光纤系统传输。

5.4 采用SOA中点谱反转的10Gb/s、203-km G.652光纤系统传输试验

国际上普遍认为,下一代的光纤干线通信将是以10Gb/s单信道速率为基础的WDM系统[18]。由于在现已铺设的G.652常规单模光纤的系统中,无色散补偿的情况下,其传输距离仅为60km左右,因此必须进行色散补偿,以实现更远距离的传输。

在本节中,采用SOA中点谱反转技术,完成了10Gb/s、200-km G.652 常规单模光纤系统传输试验,对10Gb/s的信号实现了有效的色 散补偿。

系统试验结构如图5-8所示。其中信号光源DFB的工作波长为1553.34nm,通过铌酸锂(LiNbO₃)外调制器被10Gb/s NRZ伪随机码调制,调制后信号光源的光功率经两级EDFA光功率放大,传输100km标

准单模光纤。在中点谱反转之后,中心波长在1551.74nm的谱反转光将传输同前段相似的100km单模光纤,在此,应用了一个3-dB带宽为1nm的带通滤波器和AWG以滤除强泵浦光和信号光及EDFA的ASE噪声,从而滤出谱反转光。在系统中,200km传输光纤的色散为17ps/nm/km,前100km传输光纤的损耗为0.198dB/km,而后100km传输光纤的损耗为0.228dB/km。一光谱仪或误码仪被分别连接于EDFA5的输出,用于测试输出光谱或误码率。由于在系统传输光纤的各点中,信号光功率均小于+10dBm,且中点谱反转色散补偿系统具有一定的非线性补偿能力,因此我们在此忽略了系统非线性对系统传输的影响。

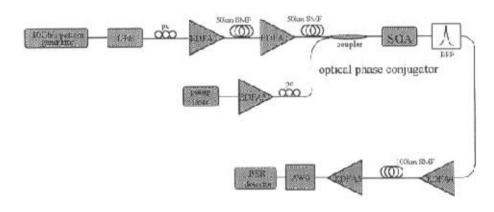


图5-8 10Gb/s 中点谱反转色散补偿传输试验系统框图

图5-9为中点谱谱反转器SOA的输出光谱图。由图5-9所见,我们在谱反转器中得到了在纤一纤小信号增益为27dB情况下,-16dB的四波混频光谱转换效率。在最大光谱转换效率的情况下,经优化得到的泵浦功率和四波混频谱反转光谱密度分别为 -14.7dBm/nm和-32.3dBm/nm。

图5-10是未经传输谱反转后和经谱反转色散补偿传输后的接收端 处光信号眼图。从图5-10(b)中,我们可以看到虽然经过传输后的眼图 眼皮增厚,但码型还是得到了很好的恢复,完全补偿了传输色散,眼皮增厚的原因主要是级联EDFA的ASE噪声积累。

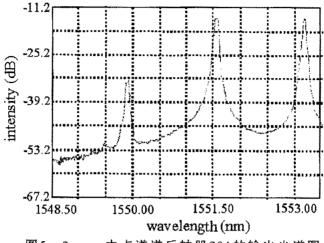
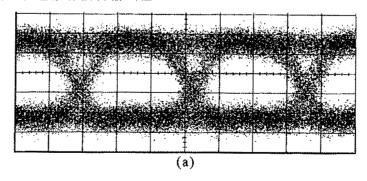


图5-9 中点谱谱反转器SOA的输出光谱图

图5-11的系统误码率曲线表明,在误码率BER=10⁻⁹时,背对背接收灵敏度为-17.9dBm,未经传输谱反转的接收灵敏度为-15.5dBm,经谱反转色散补偿传输后的接收灵敏度为-14.9dBm,功率代价分别为-2.4dB和3.0dB。

通过以上试验,本论文实现了在纤一纤小信号增益为27dB情况下,-16dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了200km、10Gb/s速率的中点谱反转色散补偿传输试验。



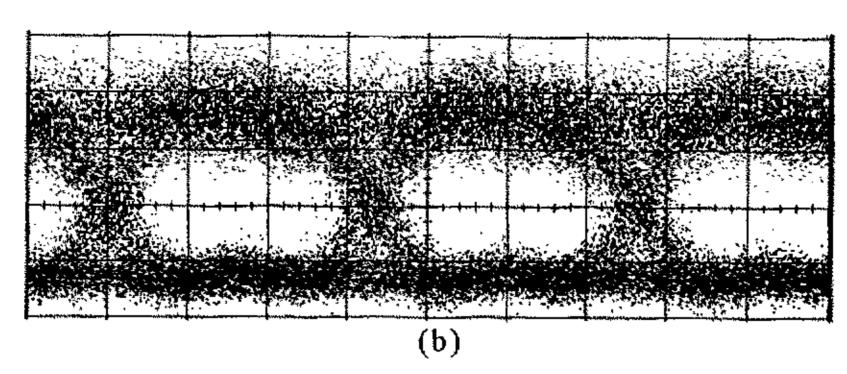


图5-10 (a)未经传输谱反转后眼图 (b)经谱反转色散补偿传输后的接收端处光信号眼图

图5-11为背对背、未经传输谱反转及经谱反转色散补偿传输后的误码率曲线。

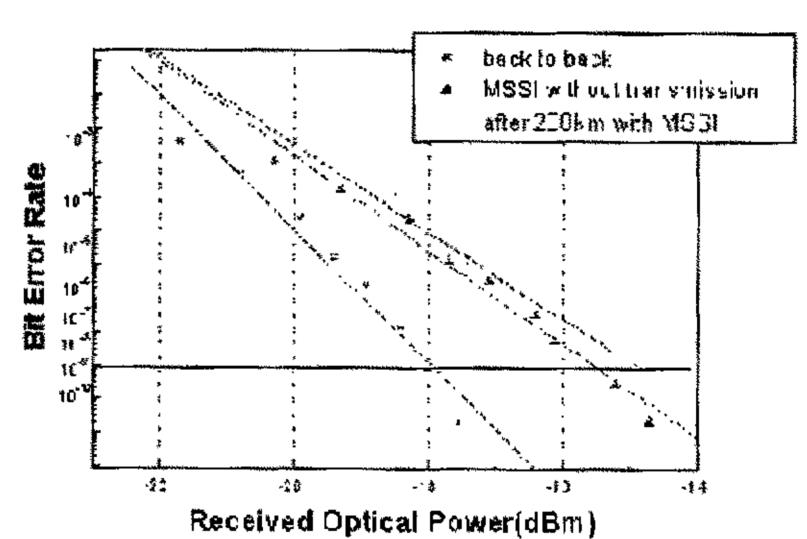


图5-11 背对背、未经传输谱反转及经谱反转色散补偿传输后的误码率曲线。

5.5 本章小结

本章分析研究了SOA中点谱反转色散补偿技术在系统中的实现及 其补偿效果。 首先分析、介绍了采用中点谱反转技术实现色散补偿的原理、优点及其在系统实现中的困难。

试验研究了提高SOA谱转换效率的方法,并对SOA中FWM机理和试验结果进行了理论分析。

在纤一纤小信号增益为10dB情况下,实现了-20dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了203km、12ps RZ码中点谱反转色散补偿传输试验。对试验系统提出了以下优化措施:

- 在泵浦光经EDFA放大后,加了一级1nm带宽的滤波器 (BPF),以得到ASE噪声受到抑制的"干净"的泵浦光,减小泵浦光的 ASE噪声对反转后信号光的影响。
- 信号光经前半段传输后,用独立的EDFA进行小信号的高功率放大,避免与泵浦光同时放大时,EDFA的饱和效应对信号光的抑制作用。
- 由于试验中采用的SOA有2dB的偏振敏感,分别调整泵浦光和信号光的偏振,使SOA中的小信号增益和泵浦功率均达到最大。
- 在接收端,用两级带宽为1nm的滤波器级联实现较窄的光谱透射窗。

对于试验中色散未完全补偿进行了分析。

在纤一纤小信号增益为27dB情况下,实现了-16dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了200km、10Gb/s速率的中点谱反转色散补偿传输试验。

5.6 参考文献

[1] A.F. Elrefaie, R.E. Wagner, D.A. Altas, and D.G. Daut, "Chromatic dispersion limitations in coherent lightwave

- transmission systems", J. Lightwave Technol., vol. 6, pp. 704-709, 1988.
- [2] D. Marcuse, A.R. Chraplyvy, and R.W. Tkach, "Effect of fiber nonlinearity on longdistance transmission", J. Lightwave Technol., Vol. 9, No. 1, pp. 121-128, 1991.
- [3] M. Newhouse, and Y. Liu, "System needs for dispersion compensation", in Tech. Dig. OFC'97, Paper ThA1, 1997.
- [4] A.M. Vengsarkar, "Dispersion compensating fibers", in Tech. Dig. OFC97, Paper ThA2, pp. 233-234, 1997.
- [5] K.O. Hill and G. Meltz, "Fiber Bragg grating technology fundamentals and overview", J. Lightwave Technol., Vol. 15, No. 8, pp. 1263-1276, 1997.
- [6] T.L. Koch and R.C. Alferness, "Dispersion compensation by active predistorted signal synthesis", J. Lightwave Technol., Vol. LT-3, pp. 800-805, 1985.
- [7] Y. Yano, T. Ono, K. Fukuchi, et.al., "2.6Terabit/s WDM tsansmission experiment using optical duobinary coding", in Proc. ECOC'96, Paper ThB3.1, 1996.
- [8] B. Wedding, W. Pohlmann, B. Franz, et al., "Multi-level dispersion surported transmission at 20Gb/s over 46km installed standard singlemode fibre". In Proc. ECOC'96, Paper Mob. 4.4, 1996.
- [9] A. Yariv, D. Fekete, and D. M. Pepper, "Compensation for channel dispersion by nonlinear optical phase conjugation", Opt. Lett. Vol. 4, No. 2, pp. 52-54, 1979.

- [10] A. H. Gnauck, R. M. Jopson, and R. M. Derosier, "10Gb/s 360km transmission over dispersion fiber using midsystem inversion", IEEE Photon. Technol. Lett., Vol. 5, pp. 663-666, 1993.
- [11] S. Watanabe, "Cancellation of four-wave mixing in a single-mode fiber by midway optical phase conjugation", Opt. Lett. Vol. 19, No. 17, pp. 1308-1310, 1994.
- [12] S. Watanabe, S. Takeda, G. Ishikawa, et al., "Simultaneous wavelength conversion and optical phase conjugation of 200Gb/s(5 × 40Gb/s) WDM signal using a highly nonlinear fiber four-wave mixer", in Proc. ECOC'97, Paper TH3A, 1997.
- [13] G.P. Agrawal, 非线性光纤光学, 天津大学出版社, 1992。
- [14] 陈明华, "SLA中点谱反转技术"学术报告, 1998。
- [15] J. Zhou, U. park, K. J. Vahala, M. A. Newkirk, and B. I. Miller, "Four-wave mixing wavelength conversion efficiency in semiconductor traveling-wave amplifiers measured to 65nm of wavelength shift", IEEE photon. Technol. Lett., vol. 6, pp. 984-987, 1994.
- [16] 陈明华,姚敏玉,郑浩成等,"SLA四波混频及光谱反转特性研究", 99'全国光电子器件与集成技术会议论文集,pp. 129-132,1999。
- [17] Terji Durhuus, Benny Mikkelsen, Carsten Joergensen, et al., "All-Optical Wavelength Conversion by Semiconductor Optical Amplifier", J. Lightwave Technol., Vol. 14, No. 6, pp. 942-966, 1996.
- [18] 王晖,谢世钟,董毅,吴小萍,王大鹏,郑浩成等,"8×10Gb/s 80km 常规单模光纤传输试验研究",投寄《第九届全国光通信大会》。

结束语

随着通信数据量的激增,光纤通信不断向更高速率及更大容量发展,下一代的光纤干线通信将是以10Gb/s单信道速率为基础的WDM系统。考虑到此类系统研究中的以下三方面因素:

- 系统特性研究"成本"和复杂程度提高,例如,10b/s的误码测试仪需RMB300万元左右,其他测试仪器和系统组成模块也以RMB10万元为基础;系统对信号源调制啁啾更"敏感",受色散和非线性限制更为严重。因此通过系统仿真可以进行有效的系统特性研究。
- 在采用DSF的10Gb/s WDM系统中, FWM效应对系统特性的影响严重。
- 在未采取色散补偿措施的情况下,10Gb/s的信号在常规单模光纤中传输距离仅为60km左右。利用MSSI技术可以有效地进行色散补偿和非线性抑制。

为此,本论文结合课题组承担的国家"863"计划的课题一"光电子器件试验床向10Gb/s改造升级项目"、"10Gb/s半导体光放大器中点谱反转器",以及"清华国家重点实验室开放基金资助课题一光纤通信系统传输和非线性特性仿真计算",对10Gb/s或更高速率的WDM系统进行了研究,主要包括:

应用运行于HP工作站上的SPW软件,开展了构建WDM系统中主要功能模块的仿真研究工作,并仿真研究了典型10Gb/s的光通信系统。其中对于EDFA模块及其系统应用进行了较详细的研究。

- 开展了FWM效应对WDM系统传输特性影响的研究。分析研究了在WDM系统中,通过比特相位调整RZ码传输技术与不等间距信道技术相结合,对FWM效应的抑制。
- 围绕在等间距信道和不等间距信道WDM系统中,FWM噪声功率与入射信号光波功率的关系,分析研究了FWM效应对WDM系统信道输入功率的限制影响。
- 分析研究了SOA中点谱反转色散补偿技术在系统中的实现及其补偿效果。

论文工作的主要成果

- 1. 在国内首次应用运行于HP工作站上的SPW软件,构建并实现了较详细的IM-DD方式下,WDM光通信系统中主要功能模块,主要包括:
- 可产生2¹-1至2³¹-1伪随机序列的伪随机码发生器模块。
- 基于速率方程的单纵模半导体激光器LD模块。
- 应用分步傅立叶方法,可反映光纤色散、损耗和非线性效应的单模光纤模块。
- 平方率检波光电接收模块。
- 高斯噪声近似BER决定模块。

在仿真构建以上主要功能模块的基础上,仿真研究了典型光通信系统,得到了发端和收端眼图,实现了BER小于10⁻¹⁰的10Gb/s信号传输。

在国内首次应用SPW软件仿真研究了WDM传输系统中的重要器件一EDFA模块。仿真模块考虑了前向及后向ASE噪声。通过仿真计算EDFA-BDE模块,优化设计了掺铒光纤(EDF)的长度。在含8级EDFA的WDM光传输系统的仿真中论证了模块的实际应用。在输出信号幅度及ASE噪声谱上都取到了与前期发表的实验相一致的仿真结果,证明了EDFA-BDE模块在高饱和状态下的实际可用性。

- 2. 为了解决采用不等间距信道技术抑制FWM效应时产生的传输带宽扩展问题,首次提出了比特相位调整RZ码传输技术与不等间距信道技术相结合的方案。给出了该技术在减小总传输带宽和降低因FWM而导致的功率耗尽方面的理论分析,并实现了仿真论证。就作者所知,在国际上尚未见类似的报道。
- 3. 分析研究了在等信道WDM系统中,因FWM噪声功率而导致的信道光功率的起伏。应用因FWM效应导致的信号功率恶化系数公式和四波混频光功率与信号功率比值公式,考察了三信道系统,并得出若干结论:随信道数的增加,将引入更严重的FWM光波功率起伏干扰;随信号功率不断损耗,功率恶化系数在5km以后开始变为常数;对于多信道WDM系统和光纤色散较小的情况(如采用DSF光纤),四波混频光波功率将更大,信道间串话也将更为恶化。在应用DSF光纤和不等间距信道技术的WDM系统中,通过高斯噪声近似和级数展开,推导了受FWM效应限制的信道最大可允许输入功率的解析公式。通过与实际试验结果比较,发现尽管实际试验结果的解析公式。通过与实际试验结果比较,发现尽管实际试验结果的解析公式。通过与实际试验结果比较,发现尽管实际试验结果的解析。二者之间还是取得了很好的一致。就作者所知,在国际上尚未见类似的报道。
- 4. 在国内首次试验研究了提高SOA谱转换效率的方法一在纤一纤小信号增益为10dB情况下,实现了-20dB的光谱反转效率,并对SOA中FWM机理和试验结果进行了理论分析。

在纤一纤小信号增益为10dB情况下,实现了-20dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了203km、12ps RZ码中点谱反转色散补偿传输试验。就作者所知,在国际上尚未见类似的报道。

在纤一纤小信号增益为27dB情况下,实现了-16dB的光谱反转效率,并由此成功地进行了200km、10Gb/s速率的中点谱反转色散补偿传输试验。

在总结论文工作的基础上,作者对WDM+EDFA光纤传输系统的仿真、试验及传输子系统中非线性效应的作用和抑制方法的研究提出以下的建议:

- 1. 本论文开展的WDM光通信系统及其主要功能模块的仿真研究工作是一项系统工程。该项工作具有很大的工作量,如对模块的物理机制的理解、分析和归纳,数学模型的建立,模块的软件实现等;并有一定的开创性。鉴于作者的的能力及时间有限,作者在这方面的工作是一种探索,具有一定的先期研究意义,所建仿真模块和系统还不够完善。希望在后期研究中,对于功能模块的仿真更加细化,如对各种激光器进行仿真一量子井半导体激光器、DFB激光器等;从而构建出涵盖光通信所有领域的主要功能模块软件包,形成系列,不仅可应用于实验室的研究,在可能的条件下,向产品转化,形成具有自主产权的软件产品。
- 2. 随着10Gb/s WDM系统进入现场应用,对影响系统性能的FWM效应的研究将更具现实意义。本论文在这方面的研究工作基本上是基于理论和仿真分析,建议在后期研究中开展实际系统上的研究,得到更为直观和可靠的研究结果。

3. 由于谱反转技术的实现原理与全光网络中的波长转换技术极为类似,因此,对高效谱反转实现的研究可以同时为波长转换技术服务,建议开展这一方面的研究。

论文期间发表与待发的文章

- [1] Haocheng Zheng, Shizhong Xie, Zucheng Zhou, Bingkun Zhou, "A Novel Coding Technique to Suppress FWM Effect in WDM Transmission Systems", Chinese Journal of Electronics, Vol. 8, No. 1, pp46-50, 1999.
- [2] Haocheng Zheng, Shizhong Xie, Zucheng Zhou, Bingkun Zhou, "Simulation of Optical Fiber Transmission Systems Using SPW on an HP Workstation", SCS Simulation, Vol.71, No. 5, pp312-314, 1998.
- [3] Haocheng Zheng, Shizhong Xie, Zucheng Zhou, Bingkun Zhou, "Simulation of Optical Models in Lightwave Links Using SPW", Vol. 1, S15-07, International Conference on Communication Technology ICCT'98.
- [4] 郑浩成,谢世钟,周祖成,周炳琨,"WDM传输系统中EDFA模块的仿真研究及优化设计",99'全国光电子器件与集成技术会议,论文集,pp35-40,1999。
- [5] Haocheng Zheng, Shizhong Xie, Zucheng Zhou, Bingkun Zhou, "Using Bit-phase Arranged RZ Code to Suppress FWM Effect in WDM Transmission Systems", Journal of Optical Communications, accepted.
- [6] Haocheng Zheng, Shizhong Xie, Zucheng Zhou, Bingkun Zhou, "A Simple Formula on Allowable Fiber Input Power for Unequal Channel Spaced WDM Transmission Systems", Journal of Optical Communications, accepted.

- [7] 王晖,董毅,吴小萍,郑浩成,谢世钟,"10Gb/s光发射、接收模块的研制",99°全国光电子器件与集成技术会议,论文集,pp166-168,1999。
- [8] 谢涌, 谢世钟, 刘凤海, 王晖, 郑浩成, 等, "2.4Gb/s×300km外调制光纤通信系统中PM-AM噪声对传输特性的影响", 光通信技术, 第21卷, pp. 296-299, 1997年.
- [9] 董毅,谢世钟,王晖,吴小萍,郑浩成,等,"采用DFB+MZ调制器组件为光源的10Gb/s,100km G.652光纤传输试验研究",高技术通信,录用。
- [10] Haocheng Zheng, Shizhong Xie, Minghua Chen, Minyu Yao and Bingkun Zhou, "Transmission of 12-ps RZ Code over 203-km Dispersive Fibre Using Mid-span Spectral Inversion", CLEO/Pacific Rim'99, accepted.
- [11] 郑浩成,谢世钟,周祖成,周炳琨,"应用于WDM传输系统中的EDFA模块 仿真研究",投寄《通信学报》。
- [12] 郑浩成,谢世钟,周祖成,周炳琨,"一种减小密集波分复用系统中FWM 效应的新型编码技术",投寄《通信学报》。
- [13] 王晖,谢世钟,董毅,吴小萍,王大鹏,郑浩成等,"8×10Gb/s 80km 常规单模光纤传输试验研究",投寄《第九届全国光通信大会》。

致谢

本论文工作的顺利完成,是与导师周炳琨教授和谢世钟教授的精心指导和支持分不开的。感谢周炳琨教授在论文选题、论文研究和论文写作等方面给予的指导和帮助。感谢谢世钟教授在具体的理论、试验研究方面给予的指导及论文写作和答辩等方面给予的支持和作出的努力。二位导师严谨的科研作风、扎实的学术功底和敏锐的观察力都使我受益非浅,并将对我今后的研究工作产生极大的影响。在此谨向他们表示最诚挚的谢意。

最后,本人还要对本实验室、教研组和系内外其他老师和同学们所给予的关心、支持和帮助一并表示深深的谢意。