

# 摘要

从高速信号传输的发展来看,光分组交换是光交换的发展方向。但就目前的技术而言,还远远不能够解决高速率的光分组数据的存储和协议处理的问题。而高速率的串并转换技术可将高速率的信号变成低速率的信号,从而解决分组交换的随机存储和协议处理的问题。本文实现了一种新型的 40Gbps 全光串并转换装置,主要完成的工作包括:

一、从理论上分析了主动锁模激光器产生窄脉冲的机理。

二、对窄脉冲通过高非线性光纤进行谱展宽进行了研究。

三、对应用不同特性滤波器进行谱切片产生波时分脉冲的质量优劣进行了理论、仿真和实验研究。

四、对通过 OTDM 和色散走离方式产生波时分源进行了研究。

五、在波时分源的基础上,提出了基于 SOA 中 XPM 效应的多波长变换技术的高速率全光串并转换方案,完成了 40Gbps 至 10Gbps $\times$ 4 及 5Gbps $\times$ 8 全光串并转换实验样机,变换后的并行信号的信噪比对应变换前的恶化串行信号有十几 dB 的提高。

该全光串并转换系统为下一步的光分组交换中的报头处理技术和光 RAM 的研究打下良好的基础。为光分组交换的最终实现打下良好的技术基础。同时,高速率的串并转换技术在其它的高速率信号的处理领域上也有很好的应用前景。

**关键词:** 光分组交换, 串并转换, 光交换, 光 RAM

# ABSTRACT

Although optical packet switching has been considered as a promising solution for future large-capacity optical networks, the realization of optical packet switching has encountered severe technical challenges as the high-speed optical signal processing capabilities (label processing, randomly access memory and swapping) are required at optical network nodes. High bit-rate all optical serial-to-parallel conversion (AOSPC) would be very attractive as can be used to match high-speed input optical packets with low-speed processing ability. Here, a 40Gbps all optical serial-to-parallel conversion system has been realized due to the main work as following:

1. Analyse the mechanism of short pulse generation based on active mode-locked laser (AMLL).

2. The Spectral broadening of short pulse in the high nonlinear fiber (HNLF) is studied.

3. The quality of Spectral slicing, using various kinds of Band-pass filters which have the different spectral characteristics through the method of theory, simulation and experiment, is analysed.

4. A time- and wavelength-interleaved pulse source, which is implemented by OTDM and Dispersion walk-off, is studied.

5. A scheme of AOSPC is proposed, with using the multi-wavelength conversion technology based on the cross-phase modulation (XPM) in a SOA. In the experiment, we convert 40-Gbps serial optical signals into 4-channel 10-Gbps parallel optical signals and 8-channel 5Gbps parallel optical signals respectively with the OSNR enhancement of more than 10 dB.

It should be pointed out that, this technique can be a solid preparation for the researching of optical label processing and RAM technique to the realization of optical packet switching. Furthermore, there are also very prospective applications of high bit-rate all optical serial-to-parallel conversion in other high bit-rate signal processing areas.

**KEY WORDS:** Optical packet switching; serial-to-parallel conversion; optical switching; optical RAM

## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得天津大学或其他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。

学位论文作者签名：郭精忠 签字日期：2009年6月4日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解天津大学有关保留、使用学位论文的规定。特授权天津大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

(保密的学位论文在解密后适用本授权说明)

学位论文作者签名：郭精忠

导师签名：于晋龙

签字日期：2009年6月4日

签字日期：2009年6月4日

## 第一章 绪论

## 1.1 论文工作背景介绍

据工业和信息化部统计显示，截至 2008 年第 3 季度，我国互联网长途电路达到 8,935,811 个 2M，比 2007 年末增长了近一倍（94%），全国光缆线路长度比 2007 年末新增 61.8 万公里，达到 639.5 万公里。互联网宽带接入端口数达到 10,372.1 万个，其中 xDSL 端口数 8,672.7 万个，比 2007 年末增长了 22%。2008 年我国电信网的通信能力快速提升，带动了我国宽带互联网的发展。2008 年中国网络国际出口带宽达到 625Gbps，较 2007 年增长 73.6%，增速超过了网民增速<sup>[1]</sup>。

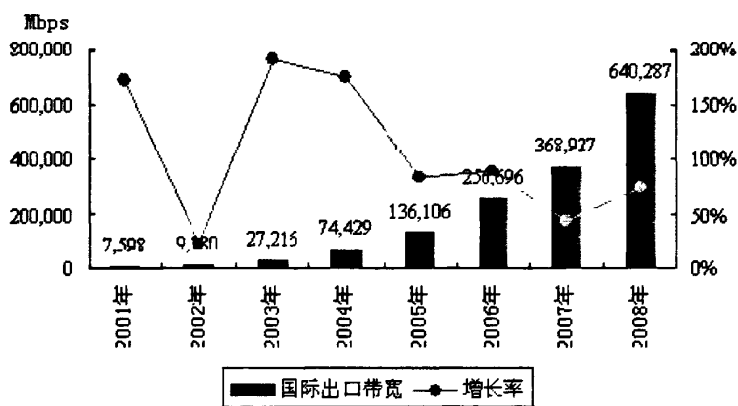


图 1-1 2001-2008 中国国际出口带宽变化

技术发展和实际需求从来都是相辅相成的。正如光纤通信的发展刺激了高速宽带网络的发展，不断发展的互联网应用以及网民数量也是对光纤通信的极大激励。不仅中国的网络数据量激增，在全球范围亦是如此。从 2003 年至 2006 年，全球网络的数据量从 40EB（1EB=10 亿 GB）比特增加到 161EB，其中 93% 的数据量增长来自数据业务<sup>[1]</sup>，国际 Internet 带宽能力年增长 245%<sup>[2]</sup>。人们对信息的需求和依赖与日俱增。而在可见的将来，以 3D 网络游戏、IPTV、可视电话、远程医疗、远程教育、视频会议、手机电视等为代表的下一代业务的出现和普及将使得网络从传统的语音、数据分离业务向语音、数据和图像相结合、向多媒体

视讯化方向发展。IDC 发布的一份调研报告中称，2010 年需要传输的数字信息总量将达到 988 EB，约为 2006 年的 6 倍<sup>[1]</sup>。如此海量信息的传输和分配（交换）越来越成为一个技术的挑战，而广阔的市场前景也使得新一代超高速光通信网络正成为国际上的一个研究热点。

在现有的网络技术中，主要的问题是传输能力和交换能力的严重失衡，具体讲是：目前光可以以单纤 Tbit 的水平（容量）传输信号，而交换则要在电域内完成，由于受到电子器件速率的限制（所谓的“电子瓶颈”），决定了高速光信号的交换很难以分组的形式来完成，只能进行路交换和突发交换。而目前的数据业务很大部分是 TCP/IP 分组构成的，要利用现有的光传输，必须将 IP 分组封装在 SDH 或 ATM 信号中。这样一方面导致了通信体系的复杂化，大大降低了分组交换本身具有的灵活、高效的优点；另一方面也使得最终用户很难得到宽带的优质服务。

解决这个问题的办法是直接采用高速率的光分组交换技术，建立 IP over OPTICAL 的网络体系，这就要求在光域直接对信号进行处理和存储。而要达到这个目标，必须在以下两个方面得到突破：1、基于全光开关的全光组合逻辑的实现。2、可直接对光信号进行 bit 级存储/读出的光动态存储器的实现。

另一个更为重大的意义是：正如开关和存储构成了现代的数字电路的基础。如果以上两个技术得以突破，理论上讲，目前所有的数字电路的功能都可以通过光的形式完成。可以讲：这两项技术的突破将为“光子时代”带来曙光。

对于全光逻辑的实现，可以通过光开关的组合来完成。目前的研究已经可以实现较简单的光逻辑功能，但还不能完成控制部分复杂的逻辑处理功能，主要是目前的光开关的还是过于复杂和难于集成。如何研究出一种简单、可集成、低功耗的全光开关，并实现全光组合逻辑则是目前主要的研究目标。

光存储的实现目前还是一个比较棘手的问题，在电子存储中，其机理可以分为两大类：一是以电容等储能器件为核心的存储器件（如 RAM 等）。另一类是以信号内部循环方式进行的电存储器件（如由触发器和门电路构成的环路）。相对于光，采用第一类方式的问题在于：由于光子是玻色子，没有静质量，所以无法构造与电容功能相同的“光容”器件。目前采用类似“光容”机理的技术主要是利用光信号的传输延时，具体有利用光纤延迟线和“慢光”实行光信号的延时存储。此类技术的问题在于：1、只能实现光信号的缓存而无法进行随机读写；2、缓存时间的调整极为复杂且缓存时间要受到传输介质的长度限制。光纤延迟线的缺点是成本昂贵，体积笨重，且很难保证温度稳定性，整个系统将十分复杂。而“慢光”方案由于缓存时间的限制，尚很难实用化。

从光的本质讲,利用光信号的循环方案可能是目前实现光动态存储的唯一可行的技术方案。如目前在国际上已有环形半导体激光器进行 bit 级存储的实验报道,原理上已经证明可行。而且,由于该器件采用了成熟的半导体技术,有利于大规模集成。现在需要解决的关键技术是可控的动态随机寻址技术。

## 1.2 全光存储发展现状

目前为止,用于实现光存储主要是光缓存方案,即利用光纤延迟线和“慢光”实行光信号的延时存储。光纤延迟线方案仍旧是目前实现光延时的主要方案。利用开关矩阵选择不同时延的光纤延迟线的不同组合可以实现对光信号的不同延时。光纤延迟线也可以做成环形结构,通过控制光信号在光纤环中的传输的圈数来控制光信号的时延<sup>[3,4]</sup>。这样的方案有很多,例如英国 Bristo 大学的余思远研究小组利用该小组设计的开关矩阵 CrossPoint 进行了光缓存的研究。但是利用光纤延迟线的组合不可能实现时延的连续可调节,及精确调节<sup>[5-8]</sup>。

而“慢光”方案则通过改变光信号在介质中的传输速度来实现光信号的缓存,从而可以连续调节光信号在延时介质中的延迟时间和存储容量。“慢光”方案又可以分为两大类,一种是利用材料本身的一些特性,1999 年的 Nature 上报了利用光学的方法在超冷原子蒸汽中将光速减慢到  $17\text{m/s}$ <sup>[10]</sup>。此后利用如电磁致透明<sup>[9-11]</sup>、相干粒子振荡<sup>[12]</sup>、谱烧孔效应等实现慢光。另一种是利用受激拉曼散射<sup>[13-14]</sup>、受激布里渊散射<sup>[15]</sup>、拉曼辅助的参量放大过程<sup>[16]</sup>等效应在光纤、光子晶体、半导体光放大器中实现。这种“慢光”方案实际上是一个全通滤波器,利用非线性效应中的大的群延时实现可调节的光信号时延。

一种变通的方案是光子 RAM 方案,在 ECOC'2004 和 APOC'2005 的会议上,NTT 的 T. Nakahara 等人报道了一种光子 RAM 的实验<sup>[17]</sup>,如图 1-2 所示。该方案的思想在于采用新型的串并转换技术将高速率的线路信号变成低速率的并行信号,这样信号就可以采用现有的电 RAM 进行随机存储和数据处理。但这种方案实际上的存储介质仍然是电存储器,而且该方案在高速率的串/并、并/串转换上也还存在很大问题,很难实用化。需要指出的是,本文工作借鉴了光子分组交换的思想,提出了全光串并转换,将低速光信号在电域内处理,再通过全光串并转换复用为高速光信号的方案。

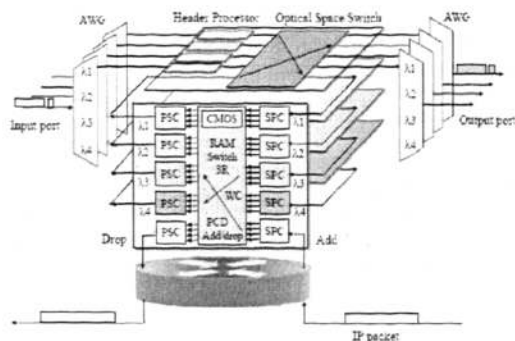


图 1-2 光子分组交换结构示意图

另一种可行的思路是寻找新型的光学双稳态器件，目前利用光学双稳态的方案主要有：利用半导体环形激光器的振荡模式实现光学双稳态，以及利用垂直腔发射表面激光器（VCSEL）的偏振双稳态<sup>[18,19]</sup>。

半导体环形激光器已经有 20 多年的发展历程。第一个半导体环形激光器（SRL）诞生于 1980 年<sup>[20]</sup>。加州大学的 A.S. Liao, S. Wang 利用 GaAs-(GaAl)工艺实现了第一个带有波导耦合输出的真正意义上的半导体环形激光器。但早期的研究均着眼于半导体环形激光器采用半导体工艺所带来的可集成性，主要将半导体环形激光器作为光集成技术中的光源的解决方案进行了大量的研究，提出了一系列半导体环形激光器的结构方案，包括圆形<sup>[22]</sup>、三角形<sup>[21]</sup>、方形<sup>[21]</sup>等，并对半导体环形激光器的工作模式和输出光的耦合进行了大量的工作。

近年来，利用半导体环形激光器中的非线性进行光信号处理开始引起了研究人员的兴趣。半导体环形激光器可用于光存储、光学陀螺<sup>[23]</sup>等。半导体环形激光器最吸引人之处在于其光学双稳态特性在光存储上的应用前景。

半导体环形激光器有两种振荡模式：顺时针模式（CW）和逆时针模式（CCW）。而在不同的工作条件下，半导体环形激光器工作于三种不同工作状态：单向工作状态，双向工作状态和交替振荡工作状态。利用输入光改变半导体环形激光器的振荡模式，使其在顺时针模式（CW）和逆时针模式（CCW）之间切换，就构成了一个光学双稳态结构，可以作为一个光存储单元。

对半导体环形激光器和半导体环形谐振腔中的光学双稳态现象的理论分析可以追述到 80 年代初期<sup>[32,33]</sup>。最早对半导体环形激光器的光学双稳态现象的研究主要是从理论和实验上分析半导体环形激光器在驱动电流不同的情况下的工作状态的变化。利用注入光控制实现半导体环形激光器中 CW 与 CCW 两种振荡间的切换以实行光学双稳态现象的实验研究则直到近年才开展起来。

美国马里兰大学的 P.-T. Ho 研究小组在 2002 年报道了他们在半导体环形谐振腔实现了光控的光学双稳态现象。利用光控光学双稳态可以实现光开关、光解复用、光存储等一系列光信号处理功能。但是该方案开关功率要求很高，工作时谐振腔能量密度高达  $8 \text{ GW/cm}^2$ 。高开关功率又进一步限制了控制光的重复频率，该实验中控制光频率仅为  $10\text{Hz}$ ，很难真正在高速光信号处理中应用<sup>[34]</sup>。

而荷兰 COBRA 研究所的 H. J. S. Dorren 研究小组在 2004 年 11 月的 Nature 上<sup>[28]</sup>报道了该小组利用 InP/InGaAsP 工艺实现的大小仅为  $18 \times 40 \mu\text{m}^2$  的基于双半导体环形激光器结构的光存储单元，如图 1-3 所示。该方案利用 A、B 两个半导体环形激光器相互锁模在 CW 和 CCW 两种激光振荡模式之间切换，从而实现一个单比特的光存储单元。该方案是实现了开关速度为  $20\text{ps}$ ，开关能量为  $5.5\text{fJ}$  的高速低开关能量的光存储。但是严格来说该方案实现的是一个光触发器 (Flip-Flop)，相比真正的光存储器还缺少读写控制和寻址功能。

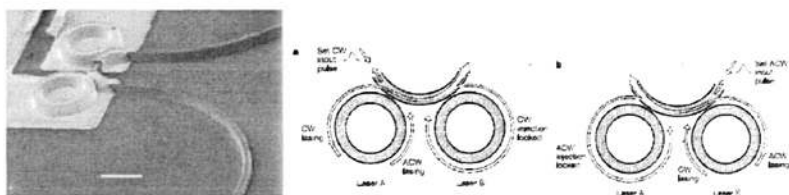


图 1-3 COBRA 研究所的 Dorren 研究小组利用 InP/InGaAsP 工艺实现的大小仅为  $18 \times 40 \mu\text{m}^2$  的基于双半导体环形激光器结构的光存储单元

英国 Bristol 大学余思远研究小组<sup>[24-27]</sup>和 Glasgow 大学的 M. Sorel 研究小组<sup>[29,30]</sup>对半导体环形激光器中的模式竞争形成的光学双稳态的机理进行了理论分析和仿真。分析了半导体环形激光器环内时针模式 (CW) 和逆时针模式 (CCW) 两种振荡模式间的线性和非线性作用，对单环半导体环形激光器构成的光学双稳态结构的机理进行了大量的分析和研究工作。

美国康奈尔大学对三角形结构的半导体环形激光器中的光学双稳态进行了实验研究。在实验中观察了半导体环形激光器在 CW 和 CCW 两种模式间的切换现象<sup>[31]</sup>。

### 1.3 本文主要工作介绍及内容安排

本文主要针对应用于电光 RAM 的全光串并转换进行研究，旨在研究实现全光串/并转换的机理，研制紧凑、简洁、高速率的转换装置。完成了  $40\text{Gb/s}$  to  $4 \times 10\text{Gb/s}$ 、 $40\text{Gb/s}$  to  $8 \times 5\text{Gb/s}$  全光串并转换实验。



论文第二章将对波时分源的理论进行研究,主要针对基于主动锁模激光器产生的窄脉冲在高非线性光纤(HNLF)中光谱展宽的特性以及光谱切片展开理论以及实验研究。

论文第三章主要针对基于半导体光放大器(SOA)中交叉增益调制(XGM)及交叉相位调制(XPM)特性的全光串并转换理论进行研究。重点分析SOA中的XGM和XPM效应以及实现串并转换的机理,最后进行了全光串并转换的实验研究。

第四章对论文工作进行总结。

## 第二章 波时分脉冲源理论及实验分析

### 2.1 引言

所谓“波-时分脉冲源”，即由多路（定义为  $n$ ）波长不同、重复速率较低（定义为  $f_1$ ）的窄脉冲光源按等时间间隔组合在一起而构成的高速率（定义为  $f_2$ ）的光脉冲源，其中，合成后的波-时分脉冲源重复速率为： $f_2 = n \times f_1$ 。波时分源可应用于光取样<sup>[35]</sup>、全光串并转换<sup>[36,37]</sup>、光码分多址（OCDMA）<sup>[38]</sup>等技术中都具有重要的应用。

在实现方案上（如图 2-1 所示），将窄脉冲序列经放大后作为泵浦脉冲注入在非线性光纤中，利用光纤中自相位调制（SPM）、四波混频（FWM）等非线性效应获得展宽的光谱，利用一个带宽及中心波长合适的梳状滤波器对光谱进行切片并经过时分复用最终获得波长数目与重复频率灵活可调的波时分脉冲源

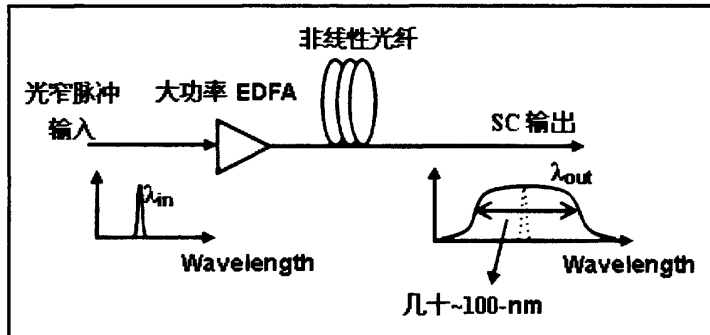


图 2-1 波时分脉冲源原理图

本实验室实现的波时分脉冲源有关键的三个条件：（1）窄脉冲源；（2）在非线性介质中产生光谱展宽；（3）合适的延时走离。下面将分别就这三个部分在理论上予以分析。

### 2.2 窄脉冲源

高质量窄脉冲光源是实现波时分脉冲源的基础，使用的是 CALMAR OPTCOM 公司生产的高速皮秒光纤激光器（型号为 PSL-10-TT），它产生的脉

冲最窄可达到 1.3ps, 其实质为主动锁模光纤环形激光器。现在就使用的高速皮秒激光器的原理予以分析。

### 2.2.1 主动锁模激光器的基本原理

主动锁模光纤激光器的理论与实验研究, 一直受到各国科研工作者的重视。H.A.Haus 与 A.E.Siegman 等人从理论上较全面地研究了锁模光纤激光器的原理<sup>[40-44]</sup>; E.Marti-Panameño 等人在理论和实验上研究了主动锁模光纤激光器中的孤子脉冲<sup>[39]</sup>; Nakazawa 等人将空间光学中所用的 q-参数与 ABCD 法则用于锁模光纤激光器的分析计算中<sup>[45,46]</sup>。

图 2-2 为主动锁模光纤激光器的示意图。

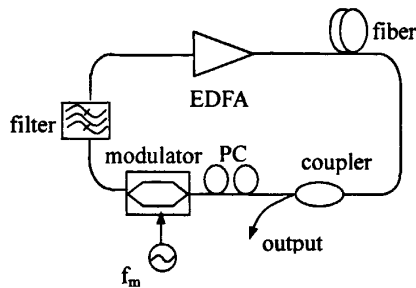


图 2-2 主动锁模光纤激光器示意

从普遍的环形锁模激光器工作原理出发, 设  $L$  为光纤环形激光器腔长,  $v$  为光在光纤内传播速度, 相邻的纵模间隔为  $\delta\nu = \frac{v}{L}$ , 即环形腔的基频。假设在这种条件下有  $2N+1$  个纵模起振, 则总的输出场为:

$$E_t = \sum_{n=-N}^N E_n e^{i \left[ 2\pi\nu_n \left( t - \frac{z}{c} \right) + \phi_n \right]} \quad (2-1)$$

其中  $E_n$ 、 $\phi_n$  和  $\nu_n$  分别为第  $n$  个模的振幅、初始相位和中心频率。假设各纵模具有相同的幅度  $E_0$ 。只有在各纵模的相位被锁定, 才能实现锁模。这时各纵模间的频率间隔为常数, 而且各模之间的相位关系确定, 即:

$$\phi_n = \phi_0 + n\delta\phi \quad (2-2)$$

$$\nu_n = \nu_0 + n\delta\nu \quad (2-3)$$

其中  $\delta\phi = \phi_n - \phi_{n-1}$ ,  $\nu_0$  为增益曲线的中心频率。此种条件下,  $2N+1$  个振幅为  $E_0$  的纵模叠加输出的电场强度可表示成:

$$\begin{aligned}
 E_t &= E_0 e^{i\left[2\pi\nu_0\left(t-\frac{z}{c}+\phi_0\right)\right]} \sum_{n=-N}^N e^{im\left[\delta\nu\left(t-\frac{z}{c}\right)+\delta\phi\right]} \\
 &= E_0 e^{i\left[2\pi\nu_0\left(t-\frac{z}{c}+\phi_0\right)\right]} \frac{\sin\frac{1}{2}(2N+1)\left[2\pi\delta\nu\left(t-\frac{z}{c}\right)+\delta\phi\right]}{\sin\frac{1}{2}\left[2\pi\delta\nu\left(t-\frac{z}{c}\right)+\delta\phi\right]} \quad (2-4)
 \end{aligned}$$

由式(2-4)知,  $(2N+1)$ 个模式的合成电场的频率为  $\nu_0$ , 在  $z=0$  处, 令  $A(t)$  为合成电场的振幅, 有:

$$A(t) = \frac{E_0 \sin\frac{1}{2}(2N+1)(2\pi\delta\nu + \delta\phi)}{\sin\frac{1}{2}(2\pi\delta\nu + \delta\phi)} \quad (2-5)$$

输出光强  $I(t)$  正比于  $E(t)E^*(t)$ , 所以有:

$$I(t) \propto A^2(t) = \frac{E_0^2 \sin^2\frac{1}{2}(2N+1)(2\pi\delta\nu + \delta\phi)}{\sin^2\frac{1}{2}(2\pi\delta\nu + \delta\phi)} \quad (2-6)$$

当  $(2\pi\delta\nu + \delta\phi) = 2m\pi$  时, ( $m=0, 1, 2, \dots$ ), 光强为最大, 最大光强  $I_m$  为:

$$I_m \propto (2N+1)^2 E_0^2 \quad (2-7)$$

如果未实现锁模, 则输出功率为各模式功率之和, 即  $(2N+1)E_0^2$ 。因此, 可以说, 锁模后脉冲峰值功率比未锁模时提高了  $(2N+1)$  倍。在实验中就是根据这个原理判断光纤激光器是否呈现锁模状态。

由式(2-6)可知, 脉冲的重复频率等于基频  $\delta\nu$ , 此即为锁模于基频的情况, 此时相邻脉冲峰值间的时间间隔为  $T$ ,

$$T = \frac{1}{\delta\nu} = \frac{L}{v} \quad (2-8)$$

由式(2-6)还可以求出脉冲宽度。如图 2-3 所示。

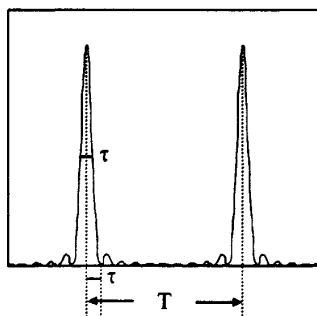


图 2-3 锁模激光器脉冲

脉冲峰值与第一个光强为零的谷值间的时间间隔, 可以认为近似地等于脉冲半功率点的时间间隔, 即是脉冲宽度:

$$\tau = \frac{1}{(2N + 1)\delta\nu} \quad (2-9)$$

如果  $N \gg 1$ , 可得:

$$\tau = \frac{T}{2N} \quad (2-10)$$

$N$  越大, 即同时起振的纵模数越多, 脉冲宽度越窄。

当一个主动锁模激光器工作时, 其中的电光调制器被调制在很高的频率上, 因此, 主动锁模光纤激光器一般工作在谐波频率上。假设环形腔长为 40m, 其基频为 5MHz。如要得到高重复频率脉冲, 可用高频信号来驱动调制器。当信号重复频率与环形腔的腔长匹配时, 环形腔就可锁模于此频率。例如, 当用 10GHz 信号驱动激光器时, 则锁模激光器重复频率为 10GHz, 是基频的 2000 倍。

## 2.2.2 高速皮秒光纤激光器的腔长稳定

高速皮秒光纤激光器因其具有高重复频率、波长可调谐、可输出变换极限光脉冲等优点, 在未来高速率光纤通信系统中是一种非常理想的光信号源。但是, 由于主动锁模光纤激光器腔长较长 (通常为几十到几百米), 容易受机械振动、温度等外界因素的影响, 引起锁模激光器的腔长漂移。所以, 如何稳定腔长成为保证锁模光纤激光器稳定工作的关键, 这也是国内外研究的热点。

目前, 为了解决主动锁模光纤激光器的稳定性问题, 各国提出了多种方案。在所使用的高速皮秒光纤激光器中, 为了做到腔长稳定, 主要采用了三种措施:

(1) 光纤环形腔内所有的光器件都采用保偏结构, 包括光纤、EDFA、调制器、滤波器等。这是因为: 其一, 如果不采用保偏结构, 那么脉冲的偏振态在整个环形腔中会有一个演化过程, 此时的脉冲频谱是一个梳状谱, 而这个梳状谱和光纤谐振腔本身所决定的梳状谱正对上的概率微乎其微, 这个时候就会有很大的噪声产生; 其二, 调制器本身是偏振相关的, 如果光纤环形腔内所有的光器件不采用保偏结构, 那么也影响调制器的调制效率。

(2) 在高速皮秒光纤环形激光器中采用了严格的温度控制, 使其工作温度控制在 38℃ 左右, 精度为 0.1℃。

(3) 在光纤环形腔中采用锁相技术, 其原理图如 2-4:

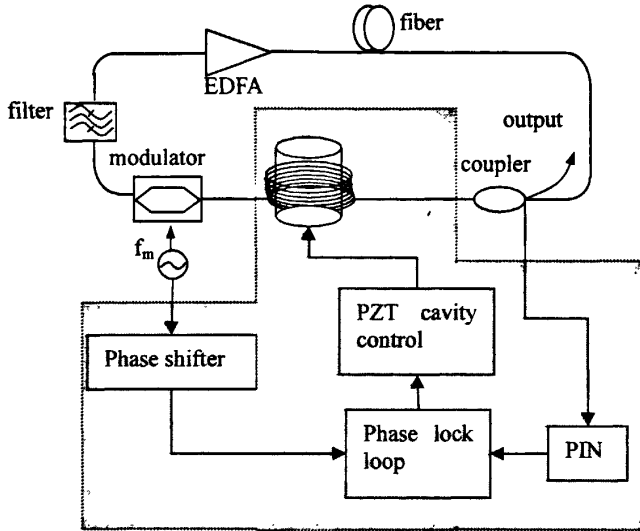


图 2-4 主动锁模光纤激光器锁相结构示意图

高速皮秒光纤锁模激光器的锁相原理为：耦合器输出的光信号经过 PIN 进行电光转换变为电信号，该电信号与调制信号进行相位比较，得到的误差信号经过运算来控制鼓形压电陶瓷，鼓形压电陶瓷加电后会对缠在它上面的光纤有应力，从而控制光纤环形腔的长度的稳定。值得注意的是，这样的控制只能在微小的范围内调节腔长，所以只能在调节激光器的输出脉冲差不多的情况下进行锁相微调。

### 2.3 谱展宽机理

光谱超连续展宽（SC，Super-Continuum）是指一束光强度较大的窄脉冲通过非线性材料后，出射光谱中产生许多新的频率成分，光谱宽度远远大于入射光脉冲谱宽的现象<sup>[47]</sup>。研究表明，光纤中的 SC 产生涉及到多种非线性效应，如自相位调制（SPM）、交叉相位调制（XPM）、受激拉曼散射（SRS）、四波混频（FWM）等。利用非线性光纤实现 SC 的原理框图如图 2-5 所示，目前已报道的 SC 产生的谱宽已能够超过 100 nm。

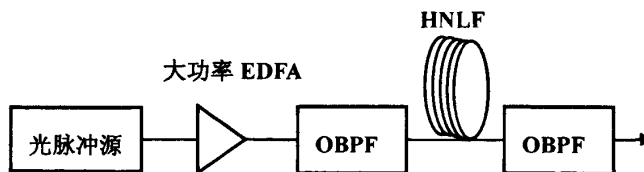


图 2-5 利用非线性光纤实现超连续谱的原理

超连续谱的产生成为获得多波长皮秒脉冲的一种使用方法，它可为 WDM 系统提供理想的光源。一般采用 WDM 复用器。对 SC 产生的光谱进行谱切片，就可得到多路波长不同的脉冲源。下面分析影响超连续谱切片脉冲质量的主要参数：切片滤波器带宽 B；脉冲的峰值功率和脉冲宽度。

## 2.4 切片脉冲质量分析

### 2.4.1 介质膜滤波器的色散特性研究

在这里，首先要分析一下滤波器的色散特性。现在所用的滤波器大部分为介质膜滤波器，介质膜滤波器是最小相位滤波器，作为一个因果系统，它的幅度响应和相位响应之间存在希尔伯特变换规律，因此可以通过它的幅度响应重构它的相位响应，进而可以得到它的色散特性。

对理想的介质膜滤波器而言，应当具有品质因子（0.5dB 带宽/25dB 带宽）为 1 的幅度响应和线性的相位响应。它的系统函数为：

$$H(\omega) = \begin{cases} \exp[-j\phi(\omega)], & \omega_{c1} \leq \omega \leq \omega_{c2} \\ 0, & \text{other} \end{cases} \quad (2-11)$$

式中  $H(\omega)$  是滤波器的系统函数， $\omega_{c1}$  与  $\omega_{c2}$  为截止频率， $\phi(\omega)$  是滤波器的相位延迟。然而理想滤波器是非因果的，因而在现实中是不可实现的。设计过程中只能接近而不能达到理想滤波器的频率响应特性。

对 (2-11) 式中系统函数的相位  $\phi(\omega)$  取导数，得介质膜滤波器的群速度延迟，即

$$D_g = -\frac{d\phi}{d\omega} = \tau(\omega) \quad (2-12)$$

(2-12) 式中，若  $\tau(\omega)$  为常数，则这样的系统称为线性相位系统；若  $\tau(\omega)$  的值随着  $\omega$  值的变化而变化，则这样的系统称为非线性相位系统。系统的群速度色散为  $D_{g'} = -\frac{d^2\phi}{d^2\omega}$ 。因此，对线性相位系统，群速度色散值  $D_{g'}$  为零；而非线性相位响应的系统存在色散。

根据滤波器系统函数的特点，可被分为有限冲击响应（Finite impulse response, FIR）滤波器与无限冲击响应（Infinite impulse response, IIR）滤波器。对有限冲击响应滤波器，只要单位脉冲响应的每一个值在幅度上都是有限的，有限冲击响应系统总是稳定的。如果系统函数满足对称性条件，它可被设计为具有零色散的特征的滤波器。

介质膜滤波器是一种无限冲击响应滤波器，它的系统函数如下：

$$H(\omega) = \frac{\sum_{k=1}^N b_k \exp(-j\omega k)}{1 - \sum_{k=1}^N a_k \exp(-j\omega k)} \quad (2-13)$$

式中  $a_k$  ,  $b_k$  为多层膜反射与透射导出的系数,  $N$  是介质膜的层数。无限冲击响应滤波器中, 由于存在反馈机制, 不可能被设计成线性相位函数。因此, 从滤波器的原理看, 介质膜就会给信号带来色散。

介质膜滤波器的零点与极点都位于单位圆内, 为最小相位滤波器, 因此幅度响应与相位响应唯一的相互决定, 它们之间的变换关系符合希尔伯特变化规律 (Hilbert transform), 设介质膜滤波器的幅频响应为

$$H(\omega) = |H(\omega)| \exp[j\phi(\omega)] = \exp[-a(\omega)] \exp[j\phi(\omega)] \quad (2-14)$$

于是,  $H(\omega)$  的自然对数为

$$\hat{H}(\omega) = \ln[H(\omega)] = -a(\omega) + j\phi(\omega) \quad (2-15)$$

$\hat{H}(\omega)$  的实部  $a(\omega)$  与虚部  $\phi(\omega)$  之间为希尔伯特变化对。表示如下:

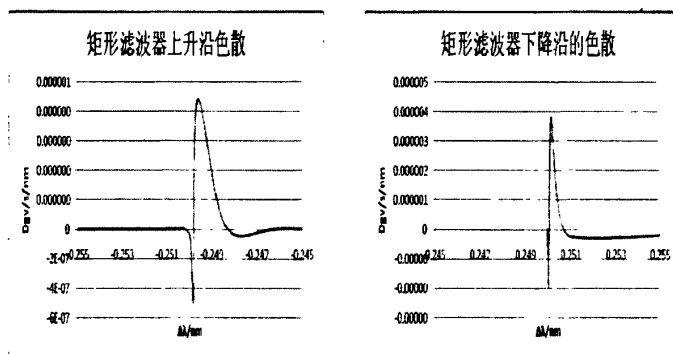
$$\phi(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{a(\theta)}{\theta - \omega} d\theta \quad (2-16)$$

$$a(\omega) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\phi(\theta)}{\theta - \omega} d\theta \quad (2-17)$$

由 (2-16) 式和 (2-17) 式可知, 对介质膜滤波器而言, 其幅度响应与相位响应互相决定。通过它的幅度响应可以唯一的求得它的相位响应; 相反的, 也可以通过介质膜滤波器的相位响应求得它的幅度响应。

下面来看几种不同类型的滤波器的色散特性:

经过 Optisystem 仿真和数据处理, 分别得到了理想矩形滤波器、5 阶高斯滤波器、3 阶高斯滤波器、1 阶高斯滤波器的色散特性, 如图 2-6 所示。





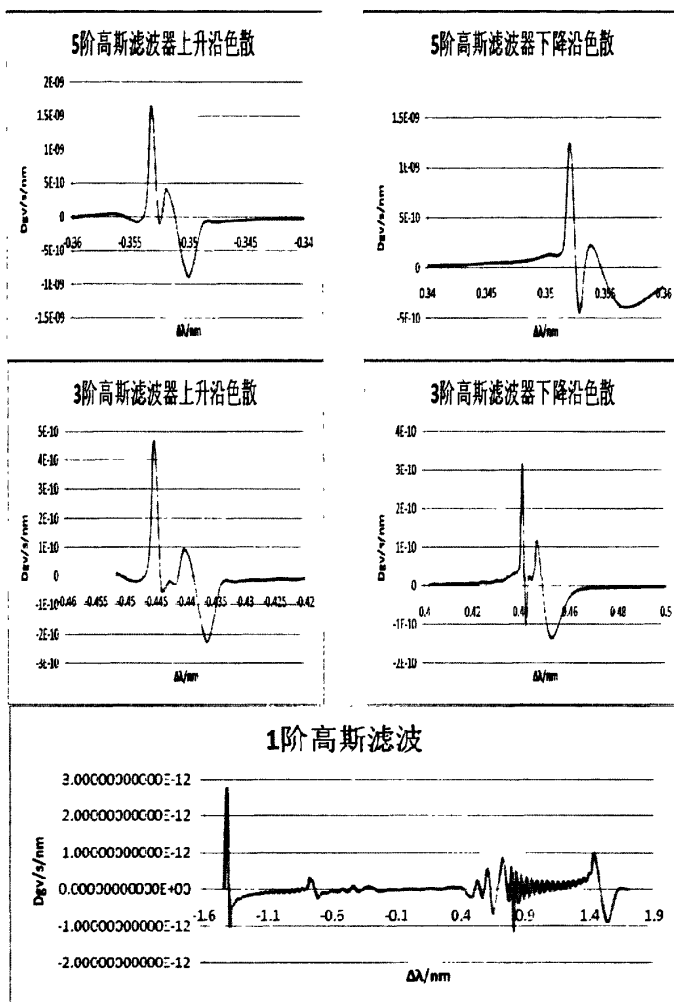


图 2-6 不同矩形的滤波器的色散特性

在这个模拟仿真中，所使用的各滤波器的中心波长为 1551.7nm，带宽均为 0.5nm。然后用一个宽谱光源打入各种滤波器中，然后对其输出光谱取出数据，再根据公式(2-14)、(2-15)、(2-16)、(2-17)进行 Hilbert 变换，求得其相频特性，进而求的它的色散特性。

可以发现：(1) 滤波器是一个有色散特性的器件；(2) 滤波器的色散特性在滤波器的边缘更明显，且色散值有振荡现象，而在通带内趋于平坦；(3) 滤波器的阶数越高或者说矩形度越高，滤波器在边缘处引入的色散值越大：矩形滤波器在边缘处引入的色散峰值为 4us/nm，5 阶高斯滤波器在边缘处引入的色散为 220ps/nm，3 阶高斯滤波器在边缘处引入的色散为 420ps/nm，1 阶高斯滤波器在边缘处引入的色散为 2.8ps/nm。

### 2.4.2 ASE 噪声引入的信号相位抖动及其对切片脉冲质量的影响

现在来研究 ASE 噪声引入的信号瞬态频率的抖动，采用的实验仿真如图 2-7 所示：

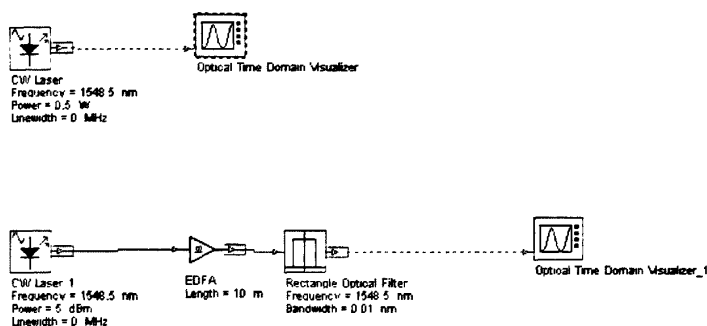


图 2-7 ASE 噪声引入信号相位抖动的仿真实验

分别采用两束直流光，一路不经过 EDFA 放大（即不加 ASE 噪声），另一路经过 EDFA 放大（即叠加 ASE 噪声），然后通过示波器对该信号的啁啾进行分析，所得到的信号图及其啁啾量如图 2-8 所示：

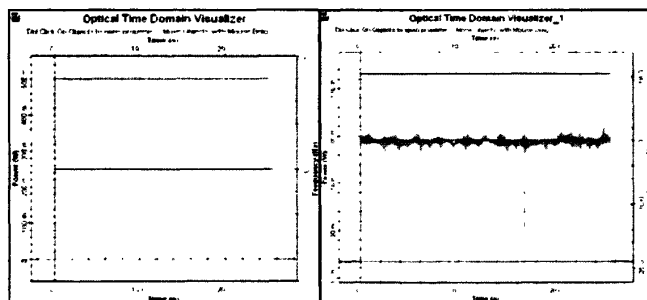


图 2-8 ASE 噪声引入的信号频率的随机抖动

在此仿真中，设定激光器的线宽为 0Hz，这样，由于激光器的线宽进入的信号瞬时频率变化就可以不考虑。从图中可以看到，ASE 噪声可以引入信号频率的随机抖动可达到 10GHz，甚至可以达到 20GHz，可以取用较为平均的频率抖动量 1GHz 进行分析。在进行超连续谱切片的实验图如 2-9 所示：

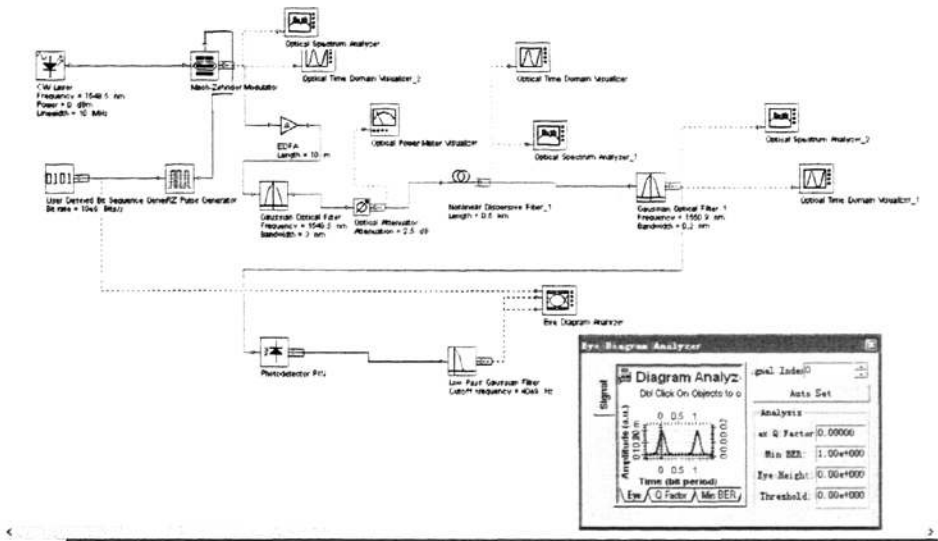


图 2-9 超连续谱切片的实验仿真图

再此实验中，在该仿真中，采用的泵浦光中心波长为 1548.5nm，激光器线宽为 10MHz，时钟调制频率为 10GHz，切片滤波器中心波长为 1550.9nm，带宽分别为 0.5nm。由于对泵浦时钟采用的是 10GHz 的调制，故得到的超连续谱为梳状谱，这一点可以看图 2-10 所示：

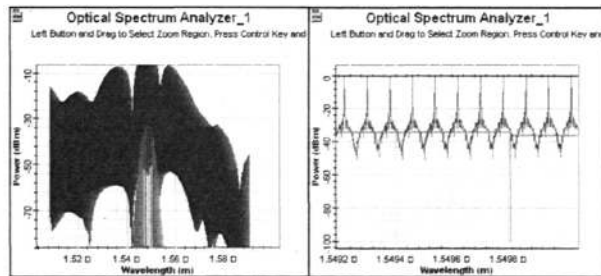


图 2-10 超连续所得的总谱（左）及其部分放大后的谱图（右）

超连续的梳状谱的两个峰之间的间隔为调制频率 10GHz，由于以上的分析，每一条谱线都会有一个平均 1GHz 的频率抖动，换算为波长差不多为 0.008nm，而在真实实验中所采用的光谱仪的 RBW 最小为 0.06nm，对于这样的波长抖动是分辨不出来的。

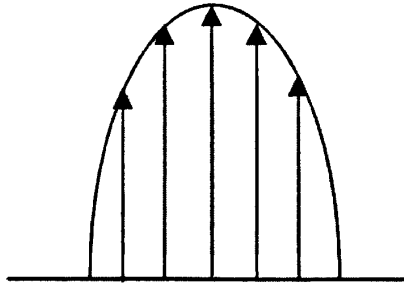


图2-11超连续谱的切片谱

现在对超连续的切片谱进行分析,用滤波器滤出来的梳状谱在幅度上有不同的衰减,如图 2-11 所示,如果暂时不考虑滤波器色散,滤出来的脉冲应该为:

$$A = \sum_{i=1}^n a_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \quad (2-18)$$

为简化分析,设  $n=2$ ,即滤出来的谱线只有两条,且两条谱线的幅度相等,此时

$$A = a_1 \cos(\omega_1 t + \phi_1) + a_1 \cos(\omega_2 t + \phi_2) \quad (2-19)$$

式 (2.19) 可以化简为

$$A = 2a_1 \cos\left[\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2}t + \frac{\phi_1 + \phi_2}{2}\right] \cos\left[\frac{(\omega_1 - \omega_2)}{2}t + \frac{\phi_1 - \phi_2}{2}\right] \quad (2-20)$$

其中  $\frac{(\omega_1 - \omega_2)}{2}$  为这两个频率的光叠加后包络的频率,而  $\frac{\phi_1 - \phi_2}{2}$  为这两个频率的光叠加后包络的相位信息。

如果  $\phi_1$  和  $\phi_2$  是稳定的,那么这两束光叠加出来的信号包络稳定,波形是稳定的,噪声会很小;如果  $\phi_1$  和  $\phi_2$  其中任何一个的相位有一个随机的抖动,那么这两束光叠加出来的信号包络就会有一个随机的相移,所带来的就是噪声。

由 2.3.1 节得知,滤波器具有色散特性,在滤波器的通带范围内色散值趋于平坦,但是在滤波器的边缘处,却有强烈的色散特性,从所得的各阶滤波器的色散特性的图中可以看到,由滤波器引入的色散可达到 200ps/nm,那么处于滤波器边缘处的谱分量的 0.008nm 的波长抖动引入的时延就有 1.6ps,所引入的相位移动远远大于  $2\pi$ ,并且是随机的,所以滤波器滤出来的各谱分量中处于滤波器边缘的部分会引入大量的随机的相位抖动,结果是这些谱分量叠加的信号上面的包络有了一个随机的移动,带来了大量的噪声。

由此可以得出结论,在进行超连续谱切片的时候,滤波器对切片脉冲的质量有严重的影响,通过实验,得到的影响切片脉冲质量的因素主要有如下几个:

切片滤波器的带宽,切片滤波器的阶数(或矩形度),泵浦脉冲的宽度和峰值功率,激光器的线宽。

下面分别对这几个参数对切片脉冲质量的影响进行分析。

### 2.4.3 切片滤波器的带宽对切片脉冲质量的影响

现在，改变实验图 2-9 中的实验仿真图中的滤波器带宽，使其分别为 0.2nm，0.5nm，0.7nm，1.5nm；滤波器类型都为 3 阶高斯型的滤波器，所得到的切片脉冲的眼图如图 2-12 所示：

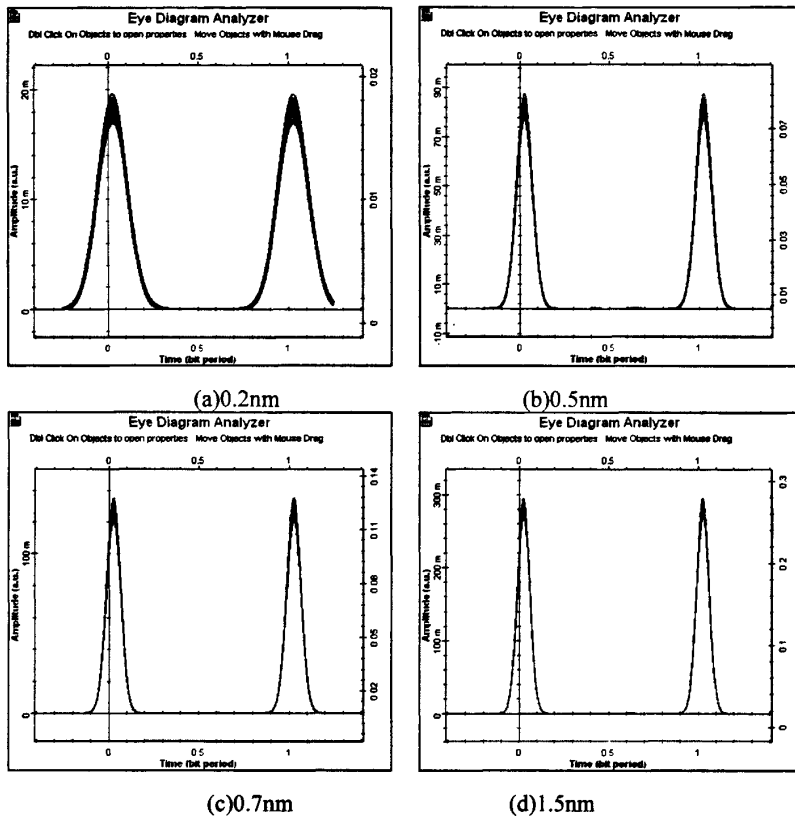


图 2-12 不同切片滤波器带宽下的切片脉冲眼图

从这四张图中，可以看到：随着切片滤波器的带宽越来越大，信号的噪声见减小了，信号质量得到了提高。

究其原因为：

$$A = \sum_{i=1}^n a_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$$

在公式 (2-18) 中 里面的  $n$  是随着滤波器带宽的增大而增大的，也就是说，当滤波器带宽增大以后，滤波器滤出的谱线数量增多了，但是出于滤波器边缘的谱线数目不变，即会引入随机相移的谱线的数量不变，这

就意味着带来噪声的谱线在总谱线中的比例下降了；并且，相同的滤波器阶数的情况下，滤波器带宽越大，其边缘处引入的色散量也越小，所以，随着滤波器带宽的增加，处于滤波器边缘处的谱线引入的随机相移也减小了。基于以上两个原因，其带来的噪声相对来说也就少了，这样，信号质量（或者说信号的信噪比）就会得到提高。

#### 2.4.4 切片滤波器的阶数（或矩形度）对切片脉冲质量的影响

在 2.4.1 节中，分析了不同的滤波器边缘的色散特性，矩形滤波器在边缘处引入的色散为  $4\text{us/nm}$ ，5 阶高斯滤波器在边缘处引入的色散为  $220\text{ps/nm}$ ，3 阶高斯滤波器在边缘处引入的色散为  $420\text{ps/nm}$ ，1 阶高斯滤波器在边缘处引入的色散为  $2.8\text{ps/nm}$  这样，由 2.3.2 节的分析中可以知道，如果一个滤波器的阶数越高，或者说矩形度越大的话，那么它的边缘处引入的信号的色散越大，即很大的改变了信号 envelopes 的相位移动，引入的随机噪声越大。现在在实验仿真图 2-9 中，改变滤波器的类型，使其分别为矩形滤波器、5 阶的高斯滤波器、3 阶高斯滤波器、1 阶高斯滤波器，它们的通带宽度均为  $0.5\text{nm}$ ，得到的切片脉冲如图 2-13 所示：

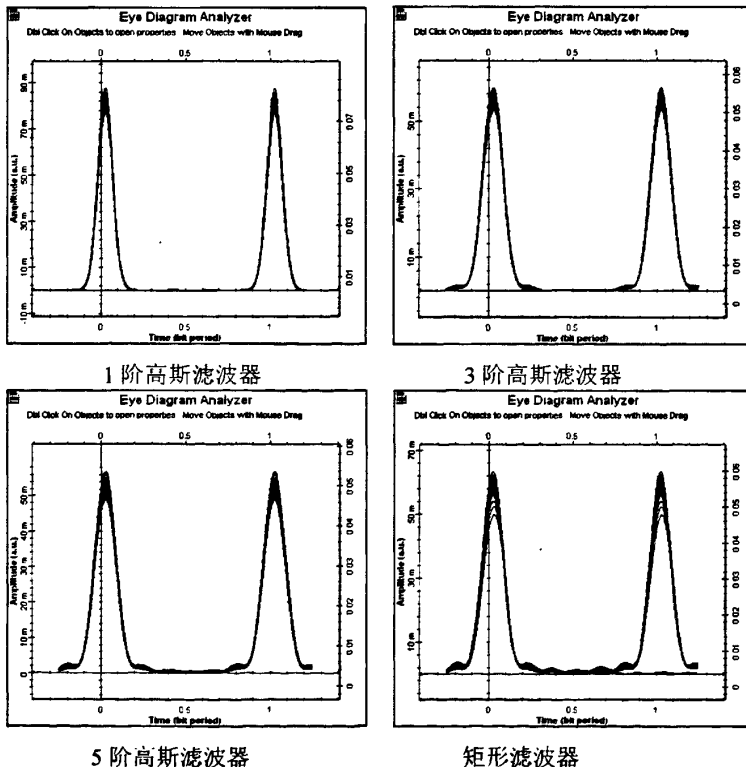


图 2-13 不同矩形度下的切片脉冲眼图

从图 2-13 中可以看出, 随着滤波器的矩形度的增大, 切片脉冲的的噪声增大, 脉冲质量下降, 这和以上的理论分析是一致的。

#### 2.4.5 泵浦脉冲宽度和峰值功率对切片脉冲质量的影响

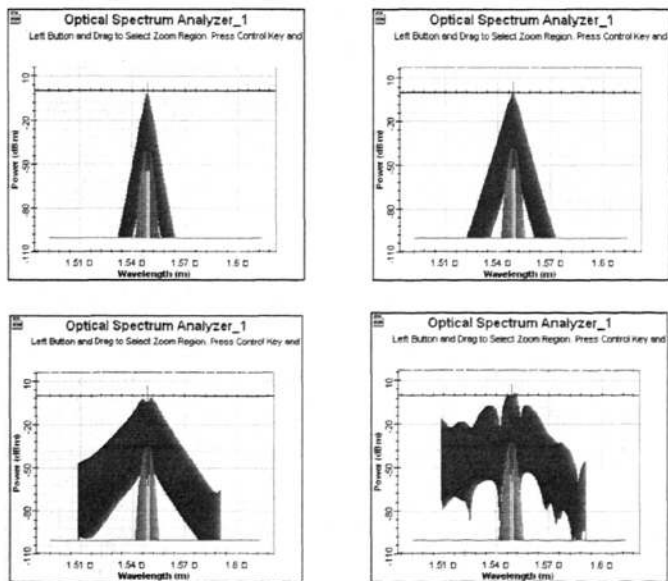
现在来研究泵浦脉冲的宽度和峰值功率对切片脉冲质量的影响。在这里泵浦脉冲的宽度和峰值功率并不能带来某一谱分量的很大的相移, 但是它们都能影响超连续谱的谱结构。

首先超连续是由于高非线性光纤中的非线性效应引起的, 其中包括自相位调制 (SPM), 交叉相位调制 (XPM), 参量放大 (FOPA), 四波混频 (FWM) 等。其中的自相位调制导致的脉冲频谱的展宽是这样的:

SPM 效应是由于光功率的变化引起 HNLF 内的折射率的变化, 而折射率的变化又会引入光波的相位变化, 即对光波进行了相位调制, 如果调相作用超过了  $\pi$  相位, 那么就会使整个频谱范围内伴随着震荡结构出现, 并且振荡峰的数目与最大相移  $\phi_{\max}$  有关。

在这里, SPM 引起的相位调制与泵浦脉冲的峰值功率和脉冲宽度密切相关, 因为脉冲峰值功率越大, 脉冲宽度越窄, 泵浦脉冲引起的折射率的变化越剧烈, 因此调相作用越明显。对于这一结论, 可以通过仿真来验证:

先看脉冲峰值功率的影响, 在仿真实验图中, 改变衰减器的值, 使其值分别为 10dBm、7.5dBm、5dBm、2.5dBm、0dBm。所得到的超连续谱依次如图 2-14 所示:



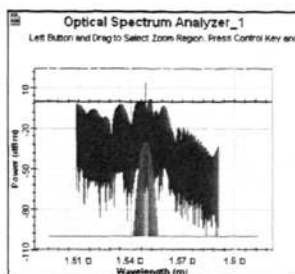


图 2-14 不同脉冲峰值功率下的超连续谱

可以看到，随着衰减器的衰减值越来越小，即脉冲的峰值功率越来越大，所得到的超连续谱越来越宽，也逐渐出现了振荡结构。

同样的仿真，得到了不同的脉冲宽度同样会导致超连续谱的振荡结构出现，这样如果滤波器的通带恰好落在了振荡的峰谷，那么引入噪声（即落在滤波器通带边缘的）谱分量的幅度就会增大，而处于通带内的谱分量的幅度会减小，这样引入的噪声对脉冲的影响相对就会增大。对此，在实验仿真图 2-9 上，固定衰减器的值为 2.5dB，得到的超连续谱及其细节如图 2-15 所示：

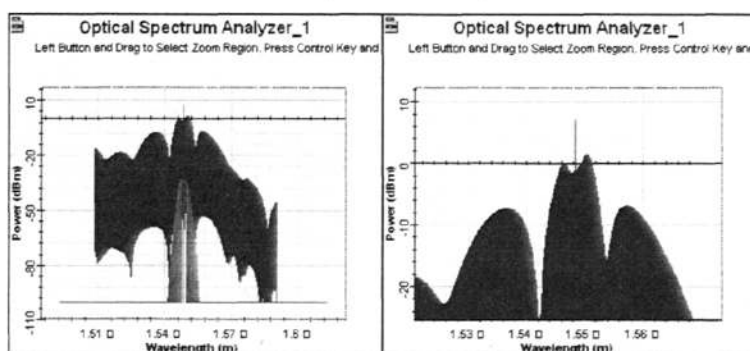
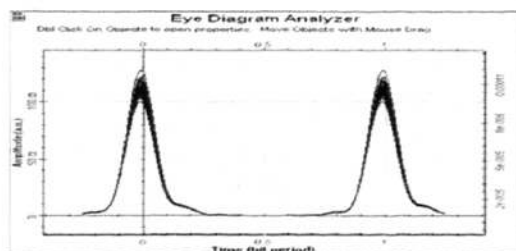


图 2-15 超连续的谱分裂情况及其部分放大

在这里看到，在 1554.2nm 和 1555.36nm 处有峰值出现，那么在 1542.1nm、1555.38nm 以及 1551.7nm 处分别进行切片，所切的脉冲眼图如图 2-16 所示。



(a)



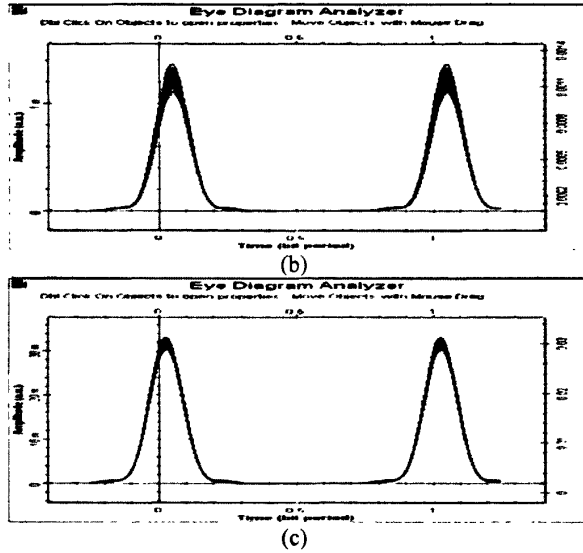


图 2-16 1542.1nm(a)、1553.8nm(b)、1551.7nm(c)处的切片脉冲眼图

从图 2-16 中可以看到，处于峰谷 1542.1nm 和 1553.8nm 处的切片脉冲的功率明显小于 1551.7nm 处的信号功率（1542.1nm 处的脉冲峰值功率为 150uW，1553.8nm 处的脉冲峰值功率为 1.5mW，1551.7nm 处的脉冲峰值功率为 34mW），并且在 1542.1nm 和 1553.8nm 处的脉冲噪声明显增大，这与以上的分析结果相同。

### 2.4.6 激光器线宽对切片脉冲质量的影响

由于一般的激光器线宽为几十 MHz 左右，这与 ASE 噪声引入的光谱的频率抖动（大约 1GHz）相比比较小，所以在仿真激光器线宽对切片脉冲质量的时候，把 EDFA 去掉，这时的仿真实验图如 2-17 所示：

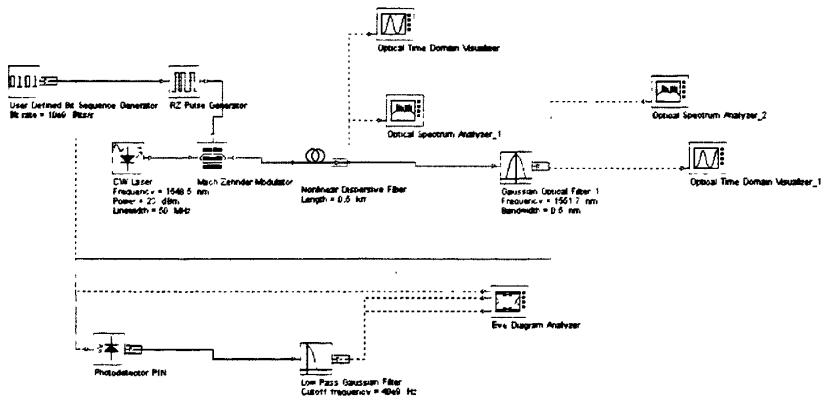


图 2-17 仿真激光器线宽的影响的实验仿真图

依次设定激光器的线宽为 0MHz, 10MHz, 30MHz, 50MHz 进行仿真, 在 1551.7nm 处得到的切片脉冲为:

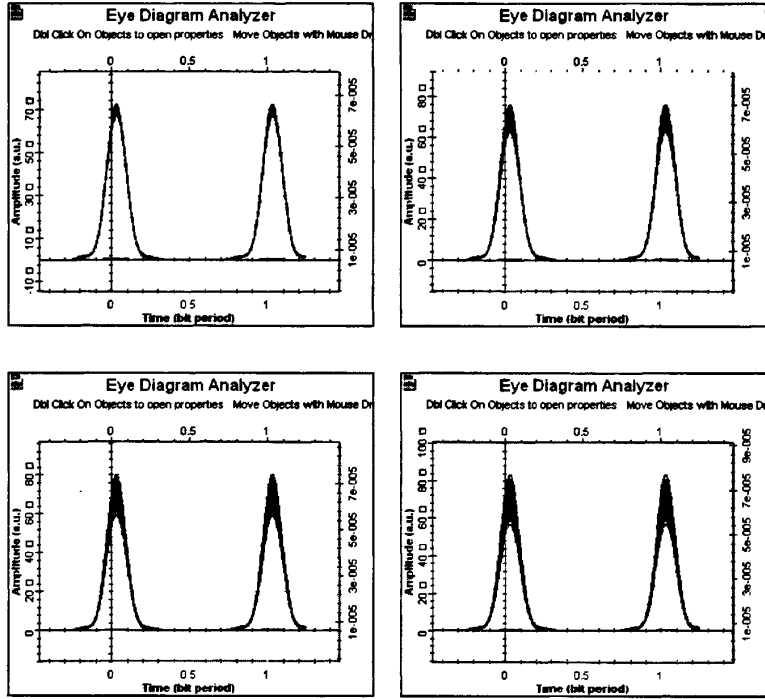


图 2-18 不同的激光器线宽下的切片脉冲

从图 2-18 中可以看出: 虽然没有了 ASE 的影响, 但是由激光器本身的线宽引入的谱线的随机抖动, 也会影响切片脉冲的质量。

## 2.5 谱切片的实验研究

上文从理论上分析了谱切片脉冲的产生过程, 仿真分析了影响切片脉冲质量的各个因素。下面, 将对其进行实验分析。

### 2.5.1 ASE 对切片质量的影响

在以上小节的分析中知道, EDFA 的 ASE 噪声会对信号引入随机的频率抖动, 然后再加上滤波器的色散作用, 才会导致切片脉冲质量的下降。

下面就 ASE 的大小对切片脉冲的影响进行实验研究, 实验装置如图 2-19 所

示:

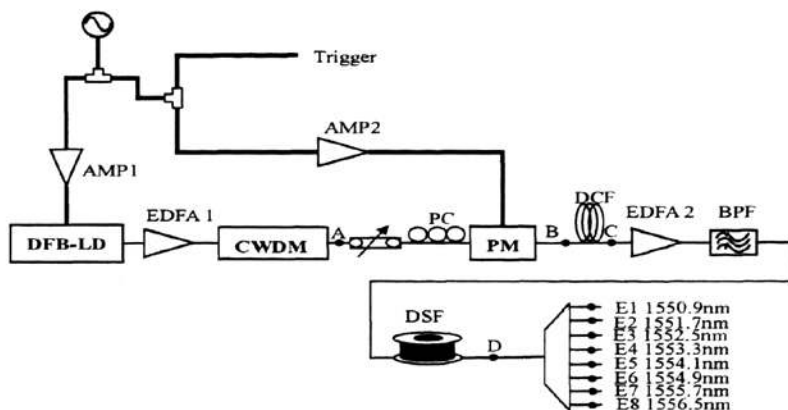


图 2-19 ASE 噪声的对切片脉冲质量的影响的实验装置

在这里改变的就是 EDFA2 后面的 BPF 的有无，如果有这个滤波器，那么信号带内的 ASE 噪声会减弱，这样引入的信号频率的随机抖动也就会减弱，理论上得到的切片脉冲质量会提高。

在实验中在 1554.9nm 和 1555.7nm 处得到的切片脉冲如下图所示：

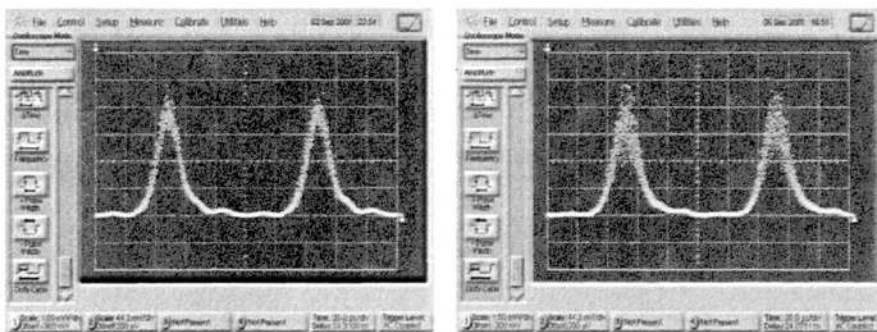


图 2-20 1554.9nm 处 EDFA 后有滤波器（左）和没有滤波器（右）的切片脉冲

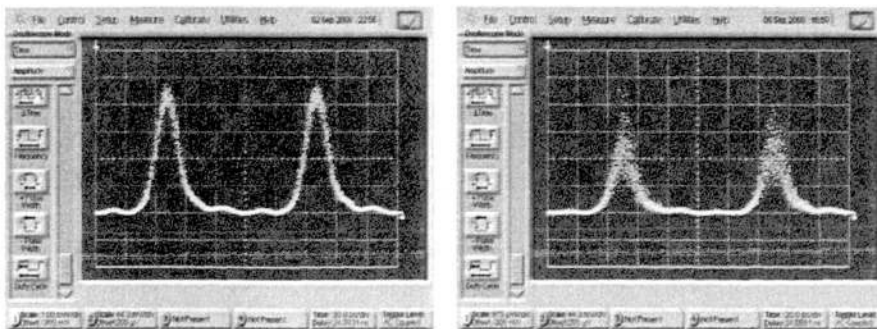


图 2-21 1555.7nm 处 EDFA 后有滤波器（左）和没有滤波器（右）的切片脉冲

正如前文分析,在大功率 EDFA 后面加上滤波器,这样可以减少带内的 ASE 噪声对信号频率的随机抖动,从而提高切片脉冲质量。

## 2.5.2 切片滤波器带宽对切片质量的影响

实验方案如图 2-22 所示。

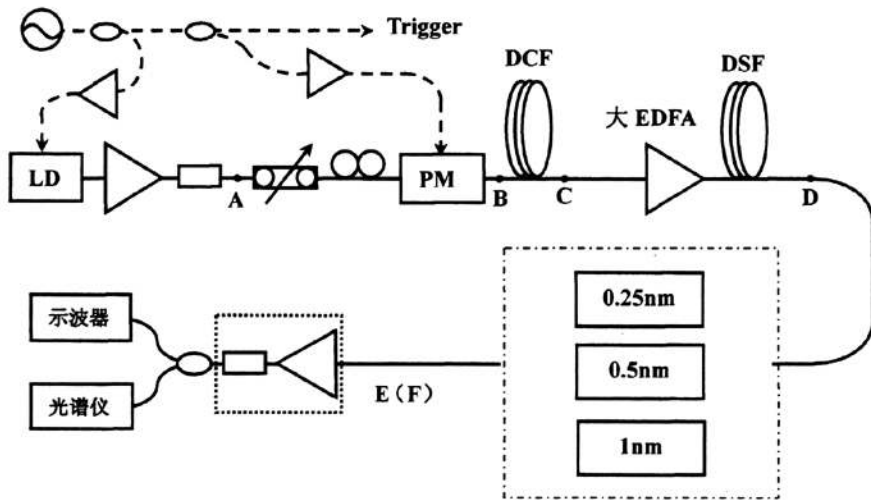
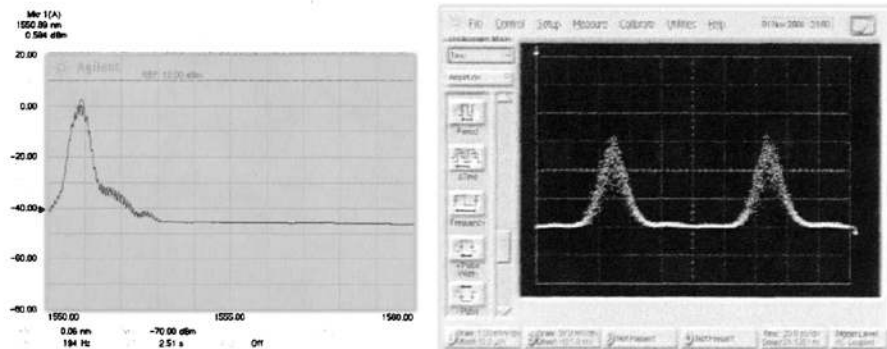
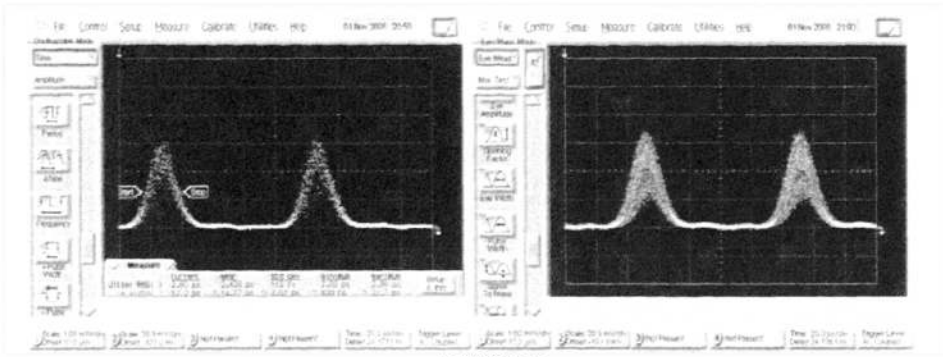


图 2-22 切片滤波器带宽对切片质量的影响的实验方案

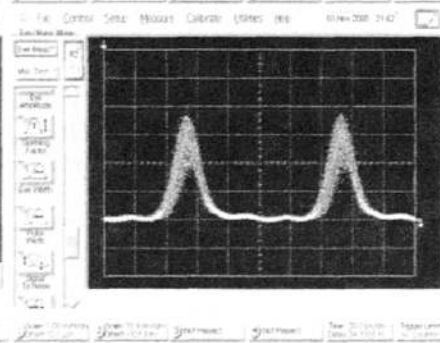
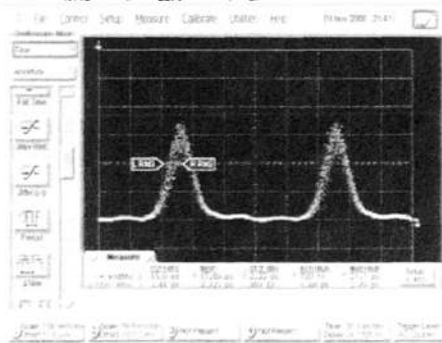
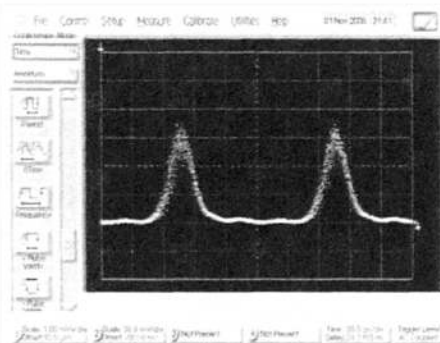
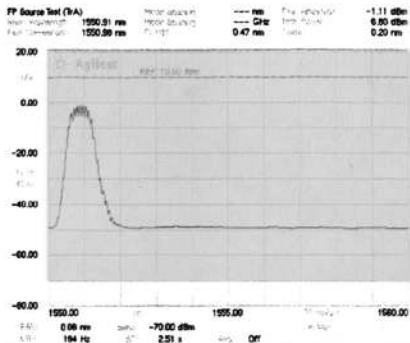
这里产生的窄脉冲源是用“相调+啁啾+色散压窄”得到的,这里的非线性光纤采用的是 DSF,这里分别用 0.25nm、0.5nm、1nm 的滤波器对产生的超连续谱进行了切片,这里得到的切片脉冲如图 2-23 所示:



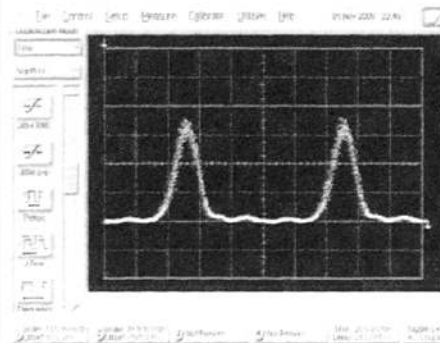
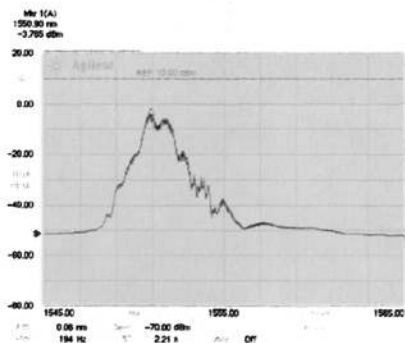
## 第二章 波时分脉冲源理论及实验分析

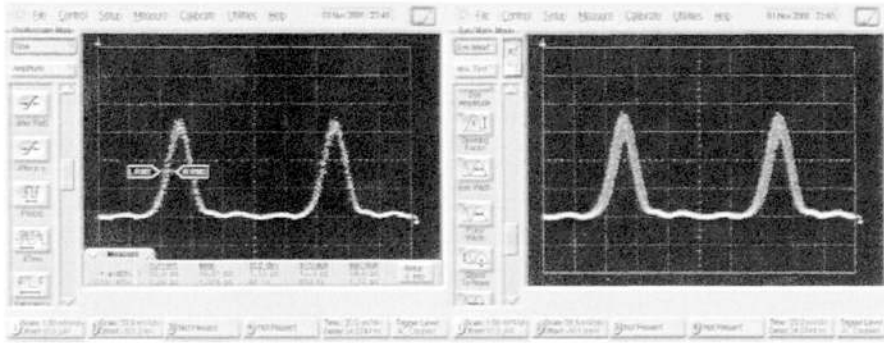


(a) 0.25nm



(b) 0.5nm





(c)1nm

图 2-23 不同通带宽度滤波器切片后脉冲波形, (a) 0.25nm,(b)0.5nm,(c)1nm

从图中可以看出:随着切片滤波器的带宽越来越大,信号的幅度噪声减小了,并且对脉冲的抖动进行了测试,分别用 0.25nm、0.5nm、1nm 的滤波器进行切片的脉冲的抖动依次为: 2.60ps、2.44ps、1.08ps, 这样随着滤波器带宽的增加,信号的幅度噪声减小了,抖动也减小了,信号质量得到了提高。

### 2.5.3 泵浦脉冲的峰值功率对切片质量的影响

现在改变大功率 EDFA 的输出功率,使其分别为 19.5dBm、18.1dBm 在 1554.1 处得到的切片谱为:

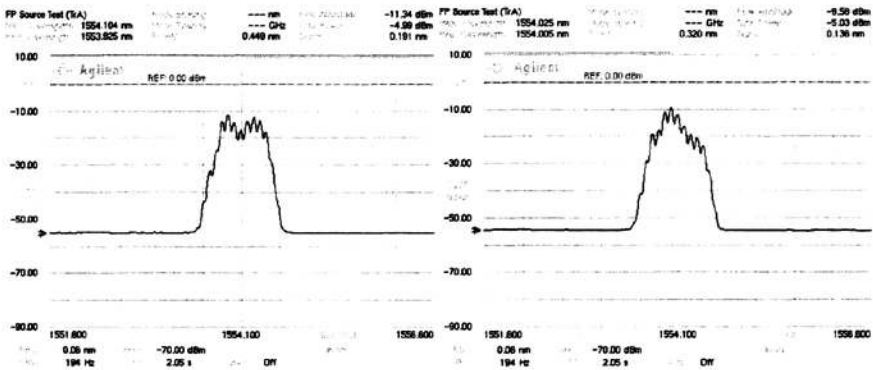


图 2-24 不同泵浦脉冲峰值功率下的切片谱

可以看到,当增大泵浦脉冲的峰值功率时,所产生的超连续谱会出现凹陷,这是因为自相位调制产生的最大相移超过了 $\pi$ ,当滤波器的中心带宽跨在了凹陷上时,引入噪声的谱线的幅度增加了,而处于通带内的谱线幅度减小了,引入的噪声相对增大了,理论上所得到的切片脉冲质量会下降。所得到的切片脉冲为:

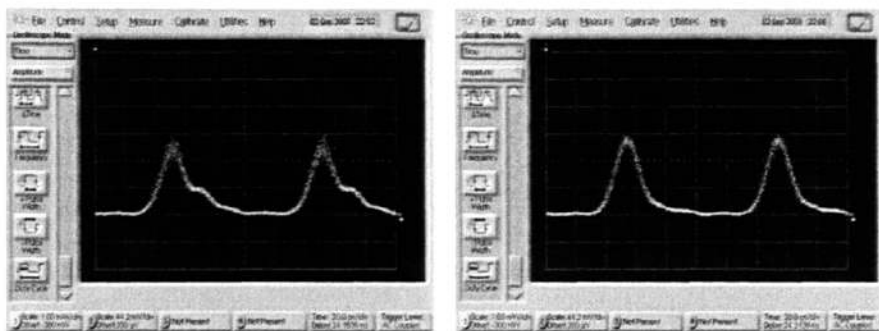


图 2-25 不同的泵浦脉冲峰值功率下的切片脉冲 19.5dBm(左) 18.1dBm (右)

和分析的一样，泵浦脉冲的峰值功率会影响切片脉冲的质量。但是，泵浦脉冲的峰值越高，泵浦脉冲越窄，超连续产生的的谱也会越宽，适当的选择切片滤波器的中心波长，就会得到比较理想的切片脉冲。

由于实验条件有限，有一些因素对切片脉冲的质量的影响没有进行实验验证，但是在以后的工作中，会进一步的进行验证并对解决该问题的方法进行探索。

## 2.6 多路延时或者色散走离实现波-时分脉冲源

利用 WDM 进行谱切片后，不同谱分量之间的脉冲在时间上是重合的，要想最终完成波-时分脉冲源，还需将不同波长的脉冲进行等时间间隔排列。对于这种需求，有两种方案：一是采用 WDM 进行光谱切片+时延衰减；二是用 PDI 进行光谱切片+色散走离。

### 2.6.1 采用 WDM 进行光谱切片+时延衰减实现波时分脉冲源实验

若采用 WDM 复用器进行谱切片（以  $n$  路为例），然后分别对各路进行延时及功率控制，那么要完成波-时分源，则至少需要  $n-1$  个可调延时线及  $n-1$  个可变衰减器，如图 2-26 所示。也就是说，系统的复杂性和成本是随着路数的增加而不断增加的。

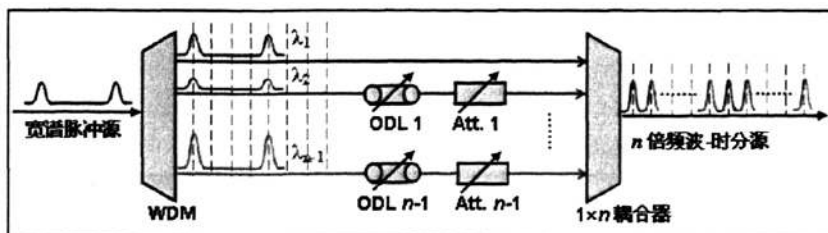


图 2-26 利用 WDM 复用器实现波-时分源的方案 (Att.: 可调衰减器)

产生波时分脉冲源的实验装置如图 2-27 所示。

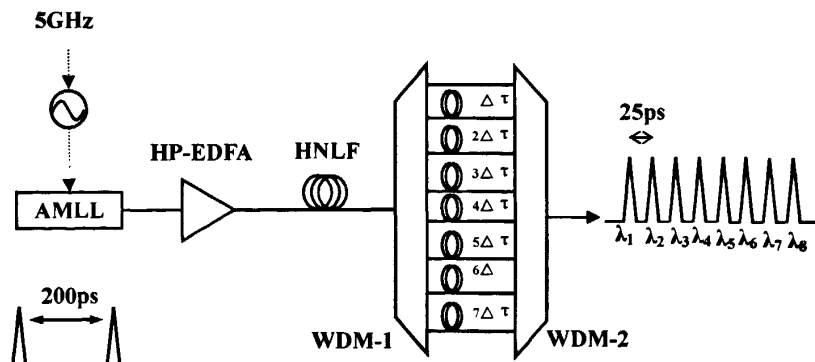
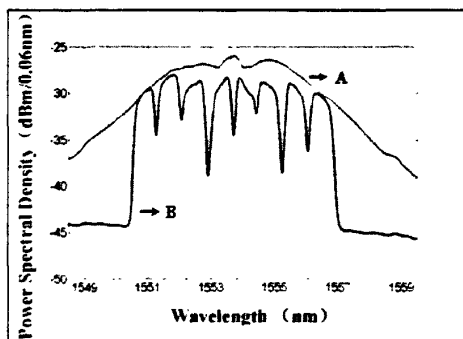


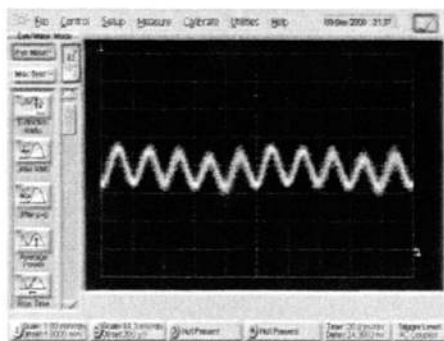
图 2-27 波时分脉冲源产生原理图

在 40Gbps 至  $8 \times 5\text{Gbps}$  的全光串并转换实验中，利用主动锁模光纤激光器（AMLLD）产生的 5GHz 低定时抖动的无啁啾皮秒脉冲作为泵浦脉冲，其脉宽为 1.2ps，输出波长为 1553.8nm，输出的平均光功率为 9dBm。经过 EDFA 放大后注入到一段 500m 的非线性系数为  $11\text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$  的高非线性光纤（HNLF 零色散点波长为 1545nm，非线性系数为  $11\text{W}^{-1}\text{km}^{-1}$ ，色散斜率为  $0.03\text{ps}/\text{nm}^2/\text{km}$ ）进行光谱展宽，调节泵浦脉冲的中心波长至 HNLF 零色散点长波长一侧并获得了稳定的展宽光谱。由于符合相位匹配条件，在 FWM、SPM 等效应的共同作用下，展宽后的光谱宽度可达几十 nm，这有利于进一步增加信道复用的路数，显示系统具备很好的扩潜力。展宽的光谱经过一对通道间隔为 100GHz 的 8 路 WDM（WDM-1，WDM-2）及之间延时量分别为 0ps、25 ps、50 ps、75 ps、100 ps、125 ps、150 ps、175 ps 的多路光纤延时，得到 40GHz 的波分/时分脉冲光源，其波形图及对应的光谱如图 2-28 (a) (b) 所示（光谱分析仪的分辨率为 0.06nm）。



(a)





(b)

图 2-28 展宽后光谱与 8×5GHz 的波时分时钟脉冲光谱图(a): 对应脉冲波形图(b)

### 2.6.2 用 PDI 进行光谱切片+色散走离实现波时分脉冲源

所谓 PDI 就是偏振延时干涉仪 (PDI, Polarization Delay Line), PDI 结构如图 2-29 所示, 由偏振控制器 (PC)、可调差分群延时模块 (DGD) 以及起偏器级联而成。

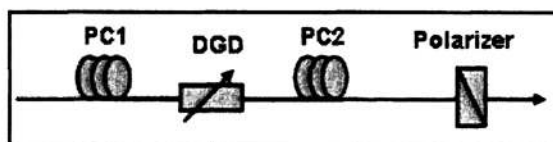


图 2-29 偏振延时干涉仪结构

PDI 的工作原理如下: 设过 PC1 后的光信号 (定义为  $E_{in}$ ) 为线偏光, 可以表示为

$$E_m(t) = E_0 e^{j\Psi(t)} \quad (2-21)$$

其中,  $E_0$  表示光信号的电场强度,  $\Psi(t)$  则为光信号的相位。

光信号注入 DGD 后, 由于 DGD 中的双折射效应, 快轴和慢轴的光信号会产生一相位差。在 DGD 的输出端光信号的琼斯矢量 (定义为  $E_{o1}$ ) 可以表示为:

$$E_{o1}(t) = \begin{bmatrix} E_f \\ E_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_0 \cos \theta \cdot e^{j\Psi(t)} \\ E_0 \sin \theta \cdot e^{j\Psi(t) - \tau_{DGD}} \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

式中,  $\theta$  是入射线偏光的偏振方向和 DGD 的快轴的夹角, 而  $\tau_{DGD}$  则为 DGD 产生的差分群时延。

经过 PC2 后, 理论上可以将光信号调整至任意偏振态, 即可对输出光的椭圆率和方向角做任意调节, 故其输出光的琼斯矢量 (定义为  $E_{PC2}$ ) 可以表示为:

$$\begin{aligned}
 E_{PC2}(t) &= \begin{bmatrix} E_f \\ E_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\delta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_0 \cos \theta \cdot e^{j\psi(t)} \\ E_0 \sin \theta \cdot e^{j\psi(t-\tau_{DGD})} \end{bmatrix} \\
 &= \begin{bmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha \\ \sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_0 \cos \theta \cdot e^{j\psi(t)} \\ E_0 \sin \theta \cdot e^{j(\psi(t-\tau_{DGD})-\delta)} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \quad (2-23)$$

式中 $\alpha, \delta \in [0, 2\pi)$ ,  $\delta$ 表征了 PC2 对光信号椭圆率的改变, 而 $\alpha$ 表征了 PC 对光信号方向角的改变量。

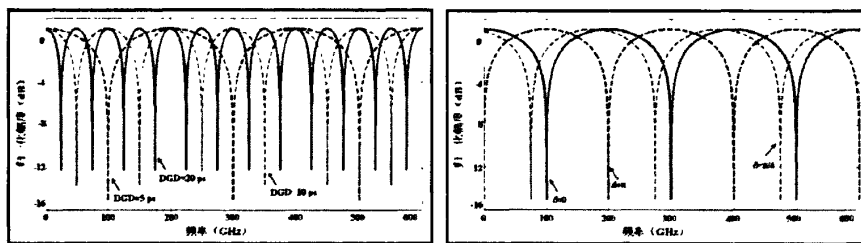
为讨论方便起见, 将 PC2 后的光信号的正交分量坐标轴逆时针旋转 $\alpha$ 度, 即

$$E_{PC2}(t) = \begin{bmatrix} E'_x \\ E'_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha \\ -\sin \alpha & \cos \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_f \\ E_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_0 \cos \theta \cdot e^{j\psi(t)} \\ E_0 \sin \theta \cdot e^{j(\psi(t-\tau_{DGD})-\delta)} \end{bmatrix} \quad (2-24)$$

调整 PC1 和 PC2, 使得 $\theta = \pi/4$ ,  $E'_x$  和  $E'_y$  的方向与起偏器成 45 度角, 这样通过起偏器后输出信号 (定义为  $E_{out}$ ) 的强度可以表示为:

$$\begin{aligned}
 |\hat{E}_{out}(t)|^2 &= \frac{1}{2}|E'_x|^2 + \frac{1}{2}|E'_y|^2 \\
 &= \frac{1}{4}E_0^2 \cdot \cos^2[\psi(t)] + \frac{1}{4}E_0^2 \cdot \cos^2[\psi(t-\tau_{DGD})-\delta] \\
 &= \frac{1}{4}|E_0|^2 \{1 + \cos[\omega \cdot \tau_{DGD} + \delta] \cos[\psi(t) - \delta + \psi(t-\tau_{DGD})]\}
 \end{aligned} \quad (2-25)$$

式中,  $\omega$  是输入的光载波信号的频率。从式 (2-25) 中可以看出, 偏振延时干涉仪的频谱特性为一个正弦形状的梳状滤波器。其中, DGD 的差分群时延 $\tau_{DGD}$  决定了梳状谱的周期为  $1/\tau_{DGD}$ , 而通过调节 PC 改变 $\delta$ , 则可以实现梳状谱在频域的平移。根据式 (2-25), 仿真了 PDI 的梳状滤波特性, 结果如图 2-30 所示。



(a) DGD 值分别为 5、10、20 ps (b)  $\delta$  分别为 0、 $\pi/4$ 、 $\pi$

图 2-30 PDI 的梳状滤波特性仿真图

为了进一步证明 PDI 的滤波特性, 利用图 2-29 所示的结构进行了实验, 输入信号采用 EDFA 的自发辐射噪声。实验结果如图 2-31、2-32。

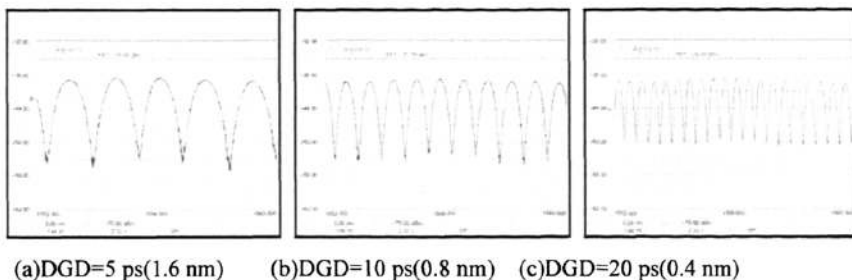


图 2-31 DGD 值对 PDI 梳状谱通带间隔的影响

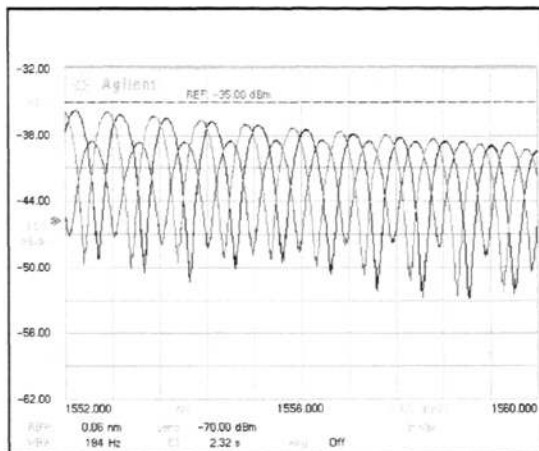


图 2-32 改变 PC 使 PDI 梳状谱平移

图 2-31 反应了 DGD 延时量的大小对 PDI 梳状谱通带间隔的影响, 在 1550 nm 波长附近, DGD 延时量与通带间隔关系为:  $5 \text{ ps} \rightarrow 200 \text{ GHz} \rightarrow 1.6 \text{ nm}$ 。图 2-32 改变 PC 三次得到的 PDI 梳状谱, 可以发现其通带宽度不变, 而中心频率发生了平移 (图中的幅度起伏由 ASE 起伏造成)。本实验充分证明了用 PDI 进行谱切片的可行。

利用 PDI 进行谱切片后, 不同谱分量之间的脉冲在时间上是重合的, 使用一段合适长度的光纤, 使光纤的色散量与波长间隔匹配, 就能实现不同波长的脉冲进行等时间间隔排列, 最终完成波-时分脉冲源。所谓光纤的色散量与波长间隔的匹配, 就是要:  $T_0 = D \times \Delta\lambda$ , 其中  $T_0$  为波-时分源脉冲周期,  $D$  为光纤产生的色散量 (单位:  $\text{ps}/\text{nm}$ ),  $\Delta\lambda$  为相邻波长之间的波长间隔。色散走离的原理如图 2-33 所示。

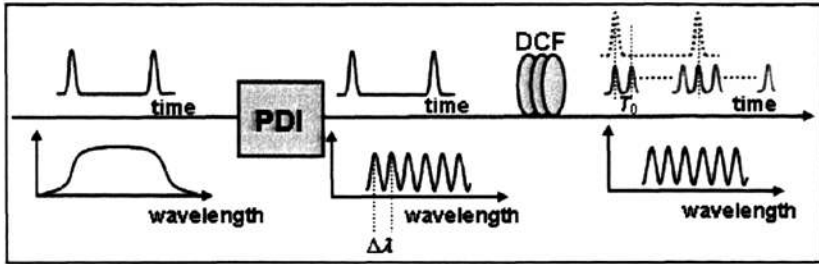


图 2-33 “PDI 切片+色散走离”实现波-时分脉冲源原理图

用这种方案实现波-时分源最大的优势在于它不受波长数目的限制，并且系统结构非常简单，易于调整。利用图 2-29、图 2-33 所示方案进行实验，产生的  $4 \times 5\text{Gbps}$  波时分光源光谱图以及时域眼图如图 2-34 所示。

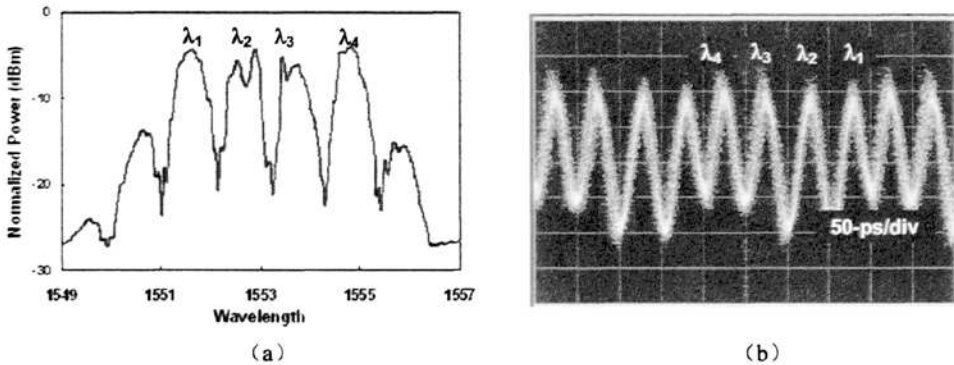


图2-34 (a) 功率均衡后的4波长光谱；(b) 对应的20GHz光脉冲序列

但是由于实验中 DGD 和色散量的选取比较严格，系统稳定性不及 WDM 切片+OTDM 方案，所以采用了第一种方案。

## 2.7 本章小结

在本章中，本文提出了一种波-时分脉冲源的实现方案，采用“谱展宽+谱切片+时延走离”的技术构造了一个波长数可调的波-时分脉冲源。该方案的好处在于：使用 HNLF 作为超连续谱产生的非线性器件，它的非线性系数很大，可以产生很宽的超连续谱，理论上产生波长数目的限制较小，且产生的脉冲宽度也不受波长数的影响；采用 WDM 作为光谱切片用的梳状滤波器，波长间隔固定，且省去不少滤波器；采用延时线作为走离器件，方便易调，在示波器上就可以完成几路脉冲的时延调整。

重点研究了影响切片脉冲质量的因素，因为好的切片脉冲质量是得到好的波

时分脉冲源的保证, 这里分析的影响切片脉冲质量的因素主要包括切片滤波器的带宽、滤波器的矩形度、泵浦脉冲的宽度和峰值功率以及激光器的线宽, 并且我们对此理论也进行了部分的实验验证。这为我们在波时分源的实验中提供了理论依据, 也为以后改善波时分脉冲源的质量提供了方向。

## 第三章 基于 SOA 中 XPM 效应的全光串并转换研究

### 3.1 引言

目前国内外许多研究机构对基于 SOA 的全光信号处理 (AOSP) 进行了长时间的研究, 设计包括 SOA 中非线性效应机理、制作/集成技术、系统应用等诸多研究领域。本文工作采用了基于 SOA 中 XPM 效应的全光串并转换方案。

本章将针对应用最广泛的基于 SOA 的非线性效应主要包括交叉增益调制 (XGM)、交叉相位调制(XPM)、四波混频(FWM)、以及非线性偏振旋转(NLPR)等四种非线性效应首先进行简单介绍。然后就 SOA 中的 XGM 及 XPM 两种非线性效应进行理论分析, 并对串并转换的机理进行了研究, 最后进行了系统试验, 完成了 40Gbps 到 4×10Gbps 和 40Gbps 到 8×5Gbps 串并转换系统。

### 3.2 SOA 中的非线性效应

#### 3.2.1 SOA 特性

利用有源介质中的非线性效应是实现 AOSP 的一种有效方法。有源介质的非线性来自于活性介质中粒子跃迁的非线性, 典型的器件包括半导体光放大器 (SOA, Semiconductor Optical Amplifier), 电可吸收调制器 (EAM, Electronic Absorbable Modulator), 半导体环形激光器 (SRL, Semiconductor Ring Laser) 等。根据爱因斯坦关于光子作用下粒子的跃迁定律, 跃迁速率与粒子数的分布有关。这说明跃迁过程本身就是一种非线性过程, 因此活性介质的非线性要比无源介质的非线性高几个数量级。以交叉相位调制为例, 同样产生  $\pi$  相移, 利用 1 km 长的高非线性光纤(非线性系数约为 10/W/km), 抽运光功率需要 314 mW; 而对于一个腔长为 1000  $\mu\text{m}$  的半导体光放大器, 只需 1~2 mW(视工作点的不同而不同), 如果按照公式  $\gamma=\pi/P_0\times L$  ( $\gamma$  为非线性系数,  $P_0$  为抽运光功率,  $L$  为有源介质中的有效作用距离) 计算, 可以得到半导体光放大器的非线性系数约为  $1\times 10^9\sim 3\times 10^9/\text{W}/\text{km}$ <sup>[48]</sup>。由此可知, 利用有源介质的非线性来完成 AOSP 的诸多功能, 是一个比较理想的途径。

在各种有源介质中, 半导体光放大器 (SOA) 是最早用来实现超高速 (>10 Gbit/s) 全光开关的器件<sup>[49]</sup>, 与其它器件相比, 就实现 AOSP 而言, SOA 具有以

下显著优势:

1. 器件工艺成熟，商用产品丰富<sup>[50-52]</sup>;
2. 器件的放大器本质能够提供增益;
3. 体积小 ( $\text{mm}^2$  量级)，能够实现光子集成 (包括单片集成<sup>[53-58]</sup>和混合集成<sup>[59-62]</sup>);
4. 非线性系数高，需要的切换光功率低 ( $<100 \text{ fJ}$ );
5. 存在多种非线性效应 (包括交叉增益调制、交叉相位调制、四波混频、非线性偏振旋转等等)，便于实现复杂的 AOSP 操作;
6. 研究时间长 ( $>15$  年)，应用范围广泛<sup>[63]</sup>;

半导体光放大器，早期也称为“半导体激光放大器 (SLA, Semiconductor Laser Amplifier)”，它的结构类似于 Fabry-Perot 腔半导体激光器，不同之处在于 SOA 在其输入、输出的两个端面镀上抗反射膜 (如图 3-1 所示)，这样当注入电流超过激射阈值后，SOA 也不会建立有效的激光震荡，而只能表现为对输入光的放大作用。

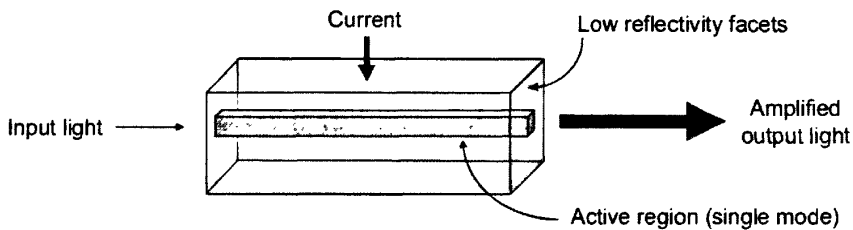


图 3-1 SOA 结构示意图

对于工作波段为  $1550 \text{ nm}$  的 SOA，其增益带宽一般为  $60 \text{ nm}$  左右，但由于 SOA 存在很强的非线性作用，将其用作线性放大器，尤其是多路信号输入时，其性能显然不如掺铒光纤放大器 (EDFA)；然而正是由于 SOA 中超高非线性效应的存在，将其用作实现光-光相互作用的介质成为理想的选择。故从八十年代中期至今，人们针对 SOA 进行了大量的研究工作，并在基于 SOA 的全光信号处理领域取得了十分丰富的研究成果<sup>[63]</sup>。

### 3.3 SOA 中的数学模型

#### 3.3.1 载流子速率方程

载流子速率方程是用来描述载流子浓度变化的基本方程，在光脉冲宽度大于

1 ps 的情况下, 载流子速率方程可由密度矩阵方程得到<sup>[64-65]</sup>:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I(t)}{qV} - \frac{N(t)}{\tau_c} - \frac{g(z,t)}{wd \cdot h\nu} |A(z,t)|^2 \quad (3-1)$$

其中,  $N$  为载流子浓度,  $I$  为注入电流,  $q$  为电子电荷,  $h\nu$  为光子能量。V 为 SOA 有源区体积:  $V=Lwd$ , 式中  $L$  是有源区长度,  $w$  是有源区宽度,  $d$  是有源区高度。下面, 对公式 (3-1) 中的其它变量进行具体的描述:

$\tau_c$ : 载流子自发寿命, 又叫载流子复合寿命、本征载流子寿命, 是 SOA 的一项重要动态参数。通常所用的载流子寿命是指从载流子被激发到复合之间的时间, 也可以理解为, 电子从导带到禁带的时间。它决定了当强光耗尽了导带中的载流子之后, 导带中的载流子恢复所需要的时间。它在增益恢复中体现为增益从开始恢复到比最大值小 3 dB 时所用时间。在考虑非辐射复合、自发辐射复合和俄歇复合过程等情况下的载流子复合寿命  $\tau_c$  的表达式为:

$$\tau_c = \frac{1}{A + BN + CN^2} \quad (3-2)$$

其中 A、B 和 C 分别为无辐射复合、自发辐射以及俄歇过程的复合系数。

$g(z,t)$ : 净增益系数, 描述光波沿 SOA 纵向 ( $z$ ) 传播方向上某一点的增益情况, 考虑吸收和散射等损耗情况, 净增益系数  $g(z,t)$  可表示为:

$$g(z,t) = \Gamma A_g (N - N_{th}) - \alpha_{int} \quad (3-3)$$

其中,  $A_g$  为增益系数,  $N$  是载流子浓度。  $N_{th}$  为透明载流子密度,  $\Gamma$  为模式限制因子, 表示有源区对横向场分布的限制作用, 一般的,  $\Gamma$  取值在 0.3~0.5 范围内。

文献<sup>[64]</sup>给出了增益系数方程:

$$\frac{\partial g(z,t)}{\partial t} = \frac{g_0 - g(z,t)}{\tau_c} - \frac{g(z,t)}{E_{sat}} |A(z,t)|^2 \quad (3-4)$$

式中,  $E_{sat} = h\omega_0 wd / \Gamma A_g$  为饱和能量,  $g_0$  为小信号增益:

$$g_0 = \Gamma A_g N_{th} (I / I_{th} - 1) \quad (3-5)$$

其中  $I_{th} = q \cdot V \cdot N_{th} / \tau_c$  为透明电流。从此式可以看出, 增益系数与 SOA 的偏置电流  $I$  有关, 由此输出功率也与 SOA 的偏置电流有关。

$g(z,t)$  与 SOA 中的增益  $G (P_{out}/P_{in})$  的关系为:

$$G = \exp[g(z,t)L] = \exp[(\Gamma A_g (N - N_{th}) - \alpha_{int})L] \quad (3-6)$$

公式(3-4)—(3-6)描述了 SOA 的增益特性。

$A(z,t)$ : 为通过 SOA 光脉冲的慢变包络 (对于脉冲宽度小于 100 fs 时, 可对光场作慢变化包络近似),  $A(z,t)$  可以表示为

$$A(z,t) = \sqrt{P(z,t)} \exp[i\phi(z,t)] \quad (3-7)$$

其中,  $P(z,t)$  和  $\phi(z,t)$  分别是  $t$  时刻和位置  $z$  处光信号的功率和相位, 因此



$$|A(z,t)|^2 = P(z,t)$$

公式 (3-1) 中右边三项的物理意义为：第一项，偏置电流变化而引起有源区内载流子密度的改变；第二项，自发辐射复合和非辐射复合引起的载流子密度变化；第三项，受激辐射复合而引起的载流子密度变化。

一般的，载流子密度以  $\tau_c$  为时间常数呈指数恢复，公式如下<sup>[53]</sup>：

$$N_i = N_f + (N_0 - N_f)[1 - \exp(-t_i/\tau_c)] \quad (3-8)$$

式中， $N_i$  是  $t_i$  时刻的载流子密度， $N_f$  是载流子开始恢复时的密度， $N_0$  载流子完全恢复时的载流子密度值， $\tau_c$  是载流子寿命。

将上式微分得：

$$\frac{dN}{dt} = \frac{1}{\tau_c}(N_0 - N_f)\exp(-t_i/\tau_c) = \frac{1}{\tau_c}\Delta N \exp(-t_i/\tau_c) \quad (3-9)$$

式 (3-9) 说明，载流子密度恢复速度与载流子变化量  $\Delta N$  和载流子寿命  $\tau_c$  有关：减小载流子寿命，可以提高载流子恢复速度，这可以通过提高偏置电流  $I$  来实现，偏置电流  $I$  增大，载流子寿命  $\tau_c$  会减小，同时会增加  $\Delta N$ ，从而加快载流子恢复速度。

### 3.3.2 SOA 的传输函数

一束慢变光场为  $A(z,t)$  的光在 SOA 内沿纵向 ( $z$  方向) 传输，其传输方程可由下式表示<sup>[66]</sup>：

$$\frac{\partial A(z,t)}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A(z,t)}{\partial t} + \frac{1}{2} i \alpha g(z,t) A(z,t) - \frac{1}{2} g(z,t) A(z,t) = -\frac{1}{2} \alpha_{\text{int}} A(z,t) \quad (3-10)$$

式中， $v_g$  为 SOA 中的群速度。 $\alpha$  为线宽增强因子，它反映由载流子浓度变化而引起增益变化时伴随产生的折射率的改变。将式 (3-7) 代入上式可得：

$$\frac{1}{P(z,t)} \frac{\partial P(z,t)}{\partial z} + 2i \frac{\partial \phi(z,t)}{\partial z} + i \alpha g(z,t) - g(z,t) = -\alpha_{\text{int}} \quad (3-11)$$

分离实部、虚部并化简，分别得到振幅和相位方程：

$$\frac{1}{P(z,t)} \frac{\partial P(z,t)}{\partial z} = g(z,t) - \alpha_{\text{int}} \quad (3-12a)$$

$$\frac{\partial \phi(z,t)}{\partial z} = -\frac{1}{2} \alpha g(z,t) \quad (3-12b)$$

忽略 SOA 的损耗，将 (3-12) 式两边对 SOA 的长度积分：

$$\int_0^L \frac{1}{P(z,t)} \frac{\partial P(z,t)}{\partial z} dz = \int_0^L g(z,t) dz \quad (3-13a)$$

$$\int_0^L \frac{\partial \phi(z,t)}{\partial z} dz = -\frac{\alpha}{2} \int_0^L g(z,t) dz \quad (3-13b)$$

得 SOA 内一点的功率和相位公式:

$$P(z,t) = P(0,t)\exp[h(z,t)] \quad (3-14a)$$

$$\phi(z,t) = \phi(0,t) - \frac{1}{2}\alpha h(z,t) \quad (3-14b)$$

式中  $h(z,t)$  表示光脉冲从入射点 ( $z=0$ ) 到  $z$  点之间的积分增益, 定义为:

$$h(z,t) = \int_0^z g(z,t)dz \quad (3-15)$$

$h(t)$  为放大函数, 也称作积分增益, 表示光脉冲功率包络在整个 SOA 内得到的积分增益:

$$h(t) = \int_0^L g(z,t)dz \quad (3-16)$$

由式(3-12)—(3-14)可得到光脉冲经过 SOA 后, 功率和相位变化的表达式:

$$P_{out}(t) = P_m(t)\exp[h(t)] \quad (3-17a)$$

$$\phi(z,t) = \phi(0,t) - \frac{1}{2}\alpha h(z,t) \quad (3-17b)$$

式 (3-17) 即 SOA 的传输函数。SOA 的输出不仅取决于输入脉冲的形状和相位, 也受 SOA 的积分增益函数制约。 $h(t)$  可以通过对式 (3-4) 积分并化简得到:

$$\frac{dh(t)}{dt} = \frac{g_0 L - h(t)}{\tau_c} - \frac{P_m(t)}{E_{sat}} [\exp(h(t)) - 1] \quad (3-18)$$

通过式 (3-18), 可以用数值方法求解  $h(t)$ , 代入传输函数, 进而得到 SOA 的输出脉冲功率  $P_{out}(t)$  与相位函数  $\phi(z,t)$ 。

式 (3-1)、(3-10) 是 SOA 的基本方程, 当忽略三阶非线性极化时, 这两个方程可以完整的描述 SOA 的特性。

### 3.3.3 SOA 中的 XGM、XPM 特性分析

当两束光同时入射 SOA 时, 式 (3-1)、(3-4) 可改写为:

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I(t)}{qV} - \frac{N(t)}{\tau_c} - \frac{g(z,t)}{wd \cdot h\nu} \sum_{i=1,2} P_i(z,t) \quad (3-19)$$

$$\frac{\partial g(z,t)}{\partial t} = \frac{g_0 - g(z,t)}{\tau_c} - \frac{g(z,t)}{E_{sat}} \sum_{i=1,2} P_i(z,t) \quad (3-20)$$

其中  $i=1, 2$  分别对应探测光和控制光。经过 SOA 传输后, 两束光的功率及相位可表示为:

$$P_{out,i}(t) = P_{in,i}(t)\exp[h(t)] \quad (3-21a)$$

$$\phi_i(z,t) = \phi_i(0,t) - \frac{1}{2}\alpha h(z,t) \quad (3-21b)$$

设控制光为幅度调制的，那么根据式 (3-19)，控制光强度变化会导致 SOA 载流子密度的改变，而载流子密度变化会通过式 (3-3)、(3-16)、(3-20) 使 SOA 内的增益系数  $g(z,t)$ 、积分增益  $h(t)$  发生改变，这种改变会通过式 (3-21) 最终使探测光的强度、相位产生变化。这种探测光强度（增益）、相位随控制光强度变化而变化的现象即为 SOA 的 XGM、XPM 效应。

除了影响强度及相位，有源区载流子密度的变化同样会对探测光的瞬时频率产生影响，即产生啁啾，对式 (3-21b) 求导，可得到啁啾的表达式：

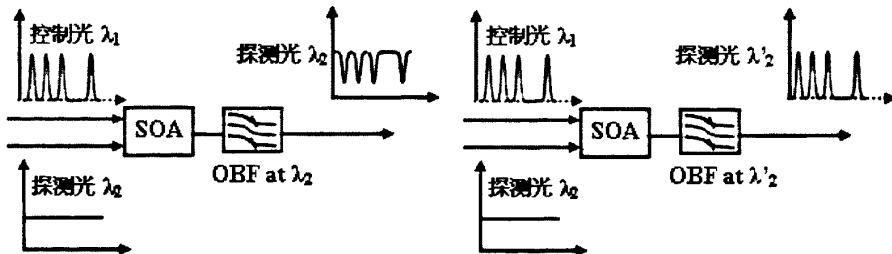
$$\Delta\nu(t) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} = \frac{\alpha}{4\pi} \frac{dh}{dt} \quad (3-22)$$

根据式 (3-1) 可知，影响 SOA 载流子密度的因素包括偏置电流、输入光强度、及 SOA 器件各项参数（载流子寿命、有源区长度、线宽增强因子）等。因此，在基于 XGM (XPM) 实现光-光调制的实验中，对于特定的 SOA，选择合适的偏置电流、输入光强度及调制速率对实验结果显得十分重要。

另外，通过式 (3-21) 可知，在 SOA 输出端，控制光的强度及相位也会随着载流子密度的变化而变化，这种现象称为 SOA 中的自增益调制 (SGM)、及自相位调制 (SPM)。

### 3.3.4 基于 SOA 中的 XGM、XPM 特性的正码波长变换研究

波长变换是 SOA 非线性效应一种重要的应用，其结构简单（只需要一个 SOA）、性能稳定，SOA-XGM 效应是较早被用于波长变换的方案。不过基于 SOA-XGM 的波长变换方案主要面临两个主要问题，即速率受限、“反码”输出（如图 3-2a 所示）。



(a) 基于 XGM 的反码波长变换 (b) “SOA+整形滤波器”的正码波长变换

图 3-2 两种波长变换方案示意图

针对上述问题，目前提出了“SOA+整形滤波器”实现波长变换的方案，该方案综合利用了 SOA 中 XGM、XPM 两种效应，在实现“正码”输出的同时还能够大大提高工作速率，而且正码波长变换也是实现串并转换的基础。现对该方案的

原理进行说明，并对实验结果进行分析。

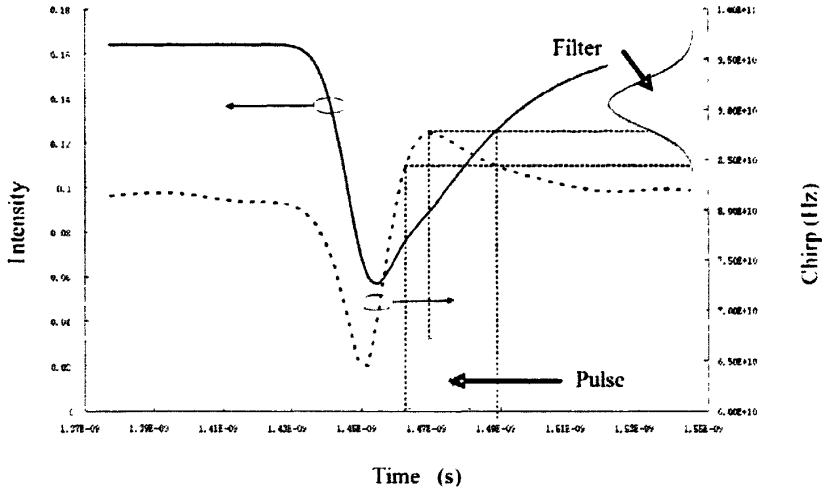


图3-3 正码波长变换原理图

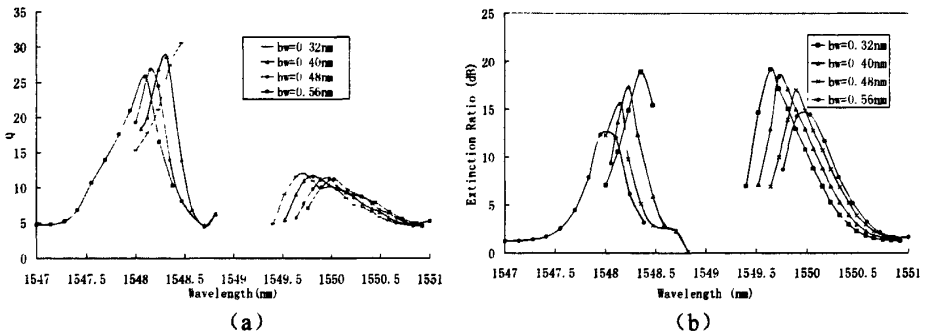


图3-4: 不同滤波器带宽条件下的(a)正码信号Q值(b)正码消光比与滤波器中心波长的关系

图 3-3 是一个控制光脉冲注入 SOA 后的连续光输出的波形波形和啁啾曲线。从图中可以看出输出的光波形是一个典型的反码波形，消光比较差。从啁啾曲线可以看出，由于相位调制的作用，在输出脉冲的快速下降沿，光瞬态频率降低（红移啁啾）；而在光波长的缓慢上升沿，则向瞬态频率升高（蓝移啁啾）。此时，输出的连续光频率随时间呈现与控制光码相对应的变化。由于滤波器对不同频率的光信号呈现出不同的衰减特性，通过滤波器后频率在时间上的分布就转换成光强的变化。这样就可以得到正码的输出，如图 3-2 中表示的。滤波后的波形与滤波前的波形比较，除了正码输出外，消光比会大大改善，脉冲宽度也会降低，从而提高了 SOA 的变换速度。而输出的波形则取决于 SOA 自身的特性，控制光的特性以及滤波器的参数。

按照以上原理,可以看出,当带通滤波器向长波长偏移时,滤出的脉冲是由红移啁啾构成的快速下降沿部分构成。而当滤波器向短波长偏移时,滤出的脉冲是由蓝移啁啾构成的慢速上升沿部分构成。所以得到的脉冲宽度要大于滤波器向长波长偏移时得到的脉冲。但此结论是在分析单个控制光脉冲的情况下得到的,而在实验报道中,却大多报道的是采用蓝移滤波的方法来实现的正码变换。在我们的实验中也发现蓝移滤波的脉冲质量要好于红移滤波。所以本文在随机编码的条件下对滤波器的偏移和带宽对输出脉冲质量的影响进行了分析。

分析采用了不同带宽的(FWHM = 0.32nm, 0.40nm, 0.48nm和5.6nm)的一阶高斯滤波器,控制信号采用了40Gb/s的 $2^{12}$ -1阶M伪随机码序列。研究了不同频率偏移条件下的输出信号质量。

图3-4表示了,在正码条件下,不同的带宽时输出的信号Q值、消光比随滤波器偏移量变化的情况。从中可以看出:1、在分析的几种滤波器带宽条件下,滤波器带宽越窄,信号的能够达到的最大Q值和消光比也越大。同时,最佳的滤波器中心波长也越接近连续光波长,显而易见,这有利于减小由滤波器偏移而引入的损耗。2、系统窄滤波器向短波长偏移得到的正码的Q值要远高于滤波器向长波长偏移得到的Q值。消光比则相差不大,当滤波器的带宽增加时,向长波长偏移得到的光消光比要略高于向短波长偏移的情况。

为了更好地说明问题,我们作出当滤波器带宽为0.32nm时,滤波器中心波长不同时的眼图。如图3-5所示:

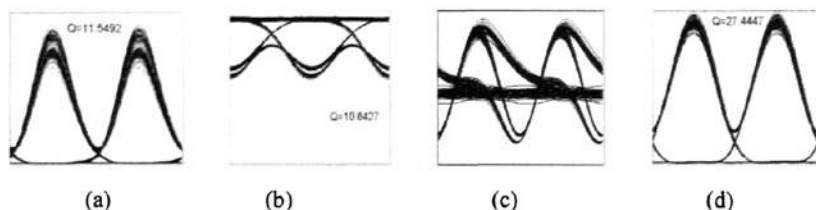


图3-5 滤波器中心波长偏移量不同时的输出的光信号眼图。(a)1549.64nm (b)1548.93nm (c)1548.70nm (d) 1548.35nm

从图3-5(a)中可以看出,当滤波器向长波长偏移时,输出的脉冲形状要好于向短波长偏移的情况,而且脉冲宽度也要小(从眼图的交叉点可以看出)。但“1”码的起伏明显偏大,造成信号Q值下降。从图3-3看出,红移分量是光信号的快速下降部分,在这部分,光频率的变化斜率很大,此时由码型效应导致的光信号的幅度起伏会引起较大的频率起伏。频率的起伏通过滤波后则又变成了幅度的起伏。相对而言,蓝移部分的波长随幅度的变化相对要平缓一些,最终表现为“1”幅度的起伏较小。比较图3-5(d)和(a)可以看出,尽管蓝移滤波得到的波形的形状

和脉冲宽度均逊于红移滤波的结果，但它的“1”码噪声要小，得到的脉冲的Q值明显高于红移滤波。这可以在一个方面解释了目前的实验报道多以蓝移为主的原因。

综合以上的分析，我们可以得到以下结论：1、滤波器的带宽应尽量小，小的滤波器带宽一方面可以得到最大的Q值和消光比。另一方面，滤波器带宽越窄，达到最好脉冲质量所需要的频率偏移量就越小，而偏移量的减小意味着系统的损耗的降低。当然，滤波器带宽的降低也不是无限的，当滤波器的带宽小于信号自身的带宽时，滤波器会对信号本身带来不利影响。故滤波器的带宽应以接近信号的带宽为佳。2、如果要得到较好的正码变换脉冲，采用蓝移滤波的方案应是一个首选的方案。当然，这个结论是在SOA有较大的载流子恢复时间的前提下的。如果SOA的载流子恢复时间短或信号的码率较低，可以忽略码型效应带来的影响，则红移滤波的方案由于脉冲形状好、宽度窄应该是一个不错的方案。

在以上分析的基础上，我们进行了 40Gb/s 的波长变换的实验，具体装置如图 3-6 所示。

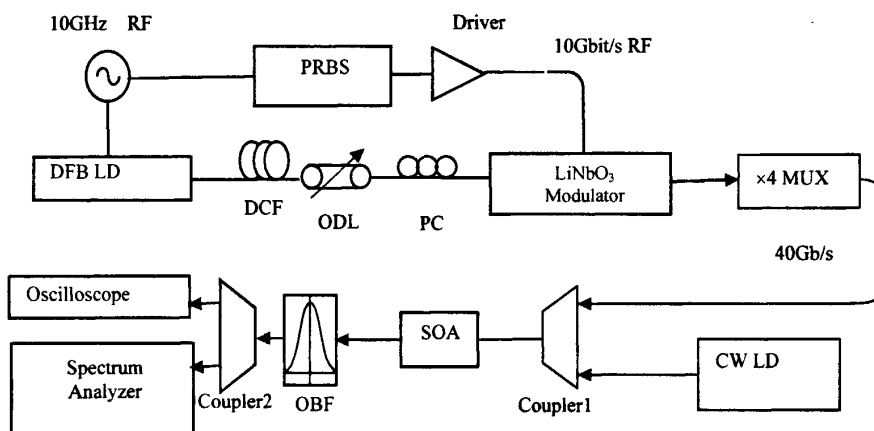


图 3-6 40Gb/s 正码波长变换实验图

10GHz的正弦微波信号直接对激光器调制，激光器输出具有负啁啾的宽谱光脉冲。光脉冲经过恰当长度的色散补偿光纤(DCF)压窄，最终得到脉冲宽度为5.3ps，中心波长为1553nm的10GHz光脉冲序列。伪随机码发生器(PRBS)产生10Gbit/s的非归零伪随机序列电信号，然后驱动LiNbO<sub>3</sub>电光调制器将10GHz光脉冲调制成10Gbit/s归零伪随机序列，再经过OTDM复用器将信号复用后得到40Gb/s的控制光信号。眼图如图3-7所示：

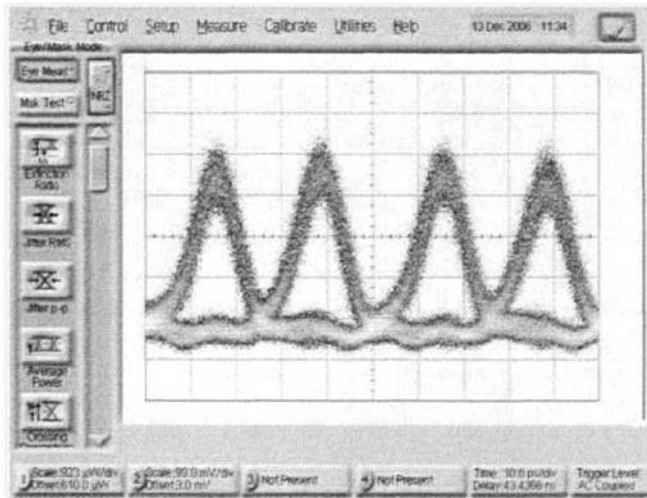


图 3-7 40Gbit/s 信号波形眼图

连续光信号由一个波长为1549nm的半导体激光器提供，与控制光一起注入一个SOA进行波长变换，注入SOA的控制光功率为1.2dBm，连续光功率为2dBm。SOA的注入电流为350mA。输出的光经过一个带通光滤波器，用于滤除控制光 and 进行脉冲整形的功能。

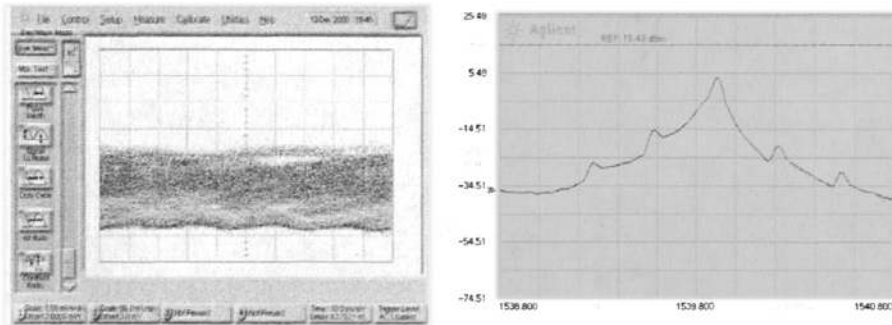


图 3-8 使用宽带滤波器的眼图和光谱

首先采用宽带滤波器对40Gbit/s波长变换进行实验。采用可调谐的带宽为3nm的宽带滤波器。波长变换后输的眼图出如图3-8，可见波形混叠严重，几乎无法辨认。这个结果表明在没有采用整形滤波器的情况下，由于SOA上升沿的速度较慢，导致了严重的码型效应，此时的波长变换是不可以用的。

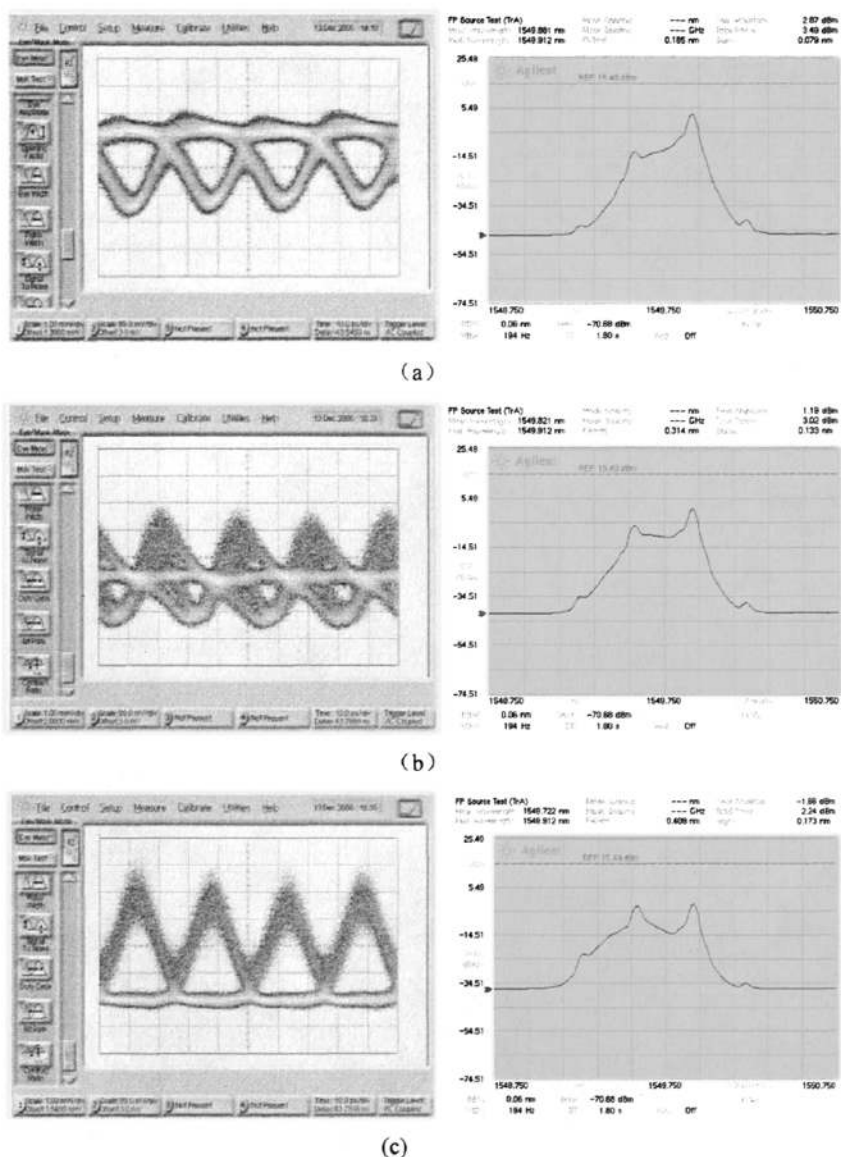


图 3-9 当带通滤波器中心波长向短波长偏离(a)0.1nm; (b)0.3nm; (c)0.5nm 连续光波长时, 波长变换得到的信号眼图和光谱

将光滤波器换成带宽为0.3nm的可调谐滤波器, 并调节滤波器的中心波长, 则得到图3-9的结果。从图中可以看出, 当滤波器中心波长向短波长偏移0.1nm时, 波长变换的波形成为一个较为理想的反码信号, 与宽带滤波的结果相比较, 可以看出滤波器向短波长小的偏移有利于消除变换信号的码型效应, 此时的滤波器的作用不是单纯地滤除控制光, 而起到了整形滤波的作用。调节滤波器的中心波长



进一步向短波长偏移, 变换信号逐步出现了正向信号, 当偏移到一定程度后, 变换的信号完全变成了正码。与图3-5中的(b)(c)(d)计算得到的眼图比较, 发现二者基本吻合。

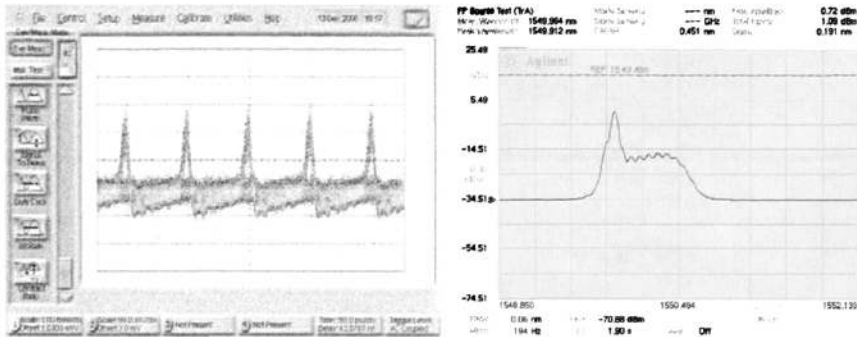


图 3-10 10Gb/s 时滤波器向长波长偏移时得到的正码眼图 (光谱峰值处为连续光波长)

从理论上讲, 当滤波器向长波长偏移时同样也可以出现正码。但在实验发现, 当滤波器向长波长偏移时, 变换后的信号的码型效应十分严重, 并且正码的功率也很弱。从前面的分析可以判断, 这是由于SOA的载流子恢复时间过长, 在下一个码到达之前在载流子还未充分恢复, 导致红移能量过低。为了验证这个推断, 减低控制光的码率到10Gb/s, 以保证载流子能够充分恢复。在此条件下进行了波长变换的实验, 当滤波器向长波长偏移时也得到了正码, 眼图如图3-9, 这就证明了SOA的码型效应对于红移滤波有更大的影响, 只有采用快恢复的SOA或降低信号码率才可能获得较好的正码波长变换。

### 3.4 基于波时分源+SOA 中 XPM 效应的串并转换实验

全光串并转换的整体实验装置图如图3-11所示, 40Gbps的信号经过光可调延时线后与由宽谱切片得到的40GHz波时分时钟脉冲同时注入到半导体光放大器(SOA)中, 在信号功率远大于时钟功率的情况下, 由于交叉相位调制(XPM)作用, 波时分的时钟脉冲产生了红移和蓝移两个部分, 用波分复用器(WDM)滤出蓝移部分再经过不同延时就得到并行输出的低速信号。可以看出, 串并转换与上一节“SOA+整形滤波器”实现正码波长变换的原理类似, 区别在于正码波长变换采用的探测光为直流光, 而串并转换使用的是波时分窄脉冲, 并且要求信号功率要远大于时钟功率, 防止时钟对信号产生光-光调制作用。在 $t_1$ 时刻, 信号光与波长为 $\lambda_1$ 探测光同时注入SOA, 在XPM作用下, 探测光的波长产生了红移和蓝

移，同上节所讨论的一样，在探测光的蓝移部分通过WDM进行滤波后探测光复制了原信号光的信号，完成了信号从原波长到探测光的转换。同理，在 $t_2$ 、 $t_3$ 、 $t_4$ 时刻，信号光脉冲信号分别被复制到了不同波长的探测光上。经WDM滤波后的低速并行信号分别通过光电探测器(Photoelectric Detector, PD)进行光电转换后可以在电域进行相关信号处理。

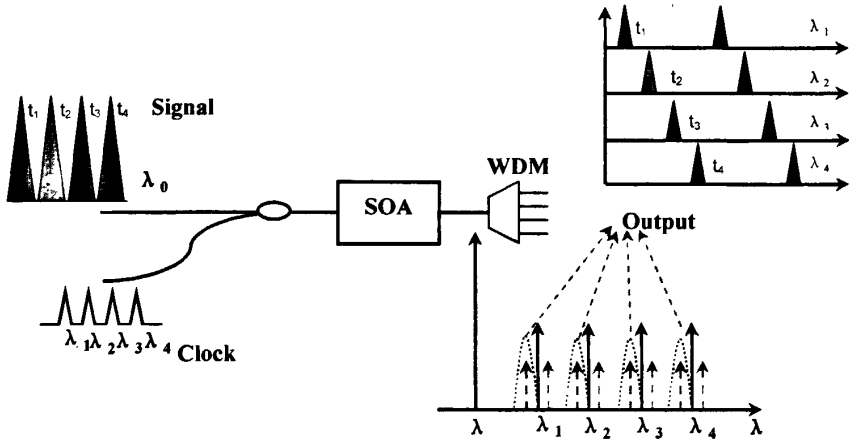


图 3-11 SOA 中全光串并转换原理示意图

在本文上一章中讨论了波时分源的不同实现方案，下面将结合第二章波时分源的方案完成全光串并转换实验。

### 3.4.1 40Gbps 至 4×10Gbps 的全光串并转换实验

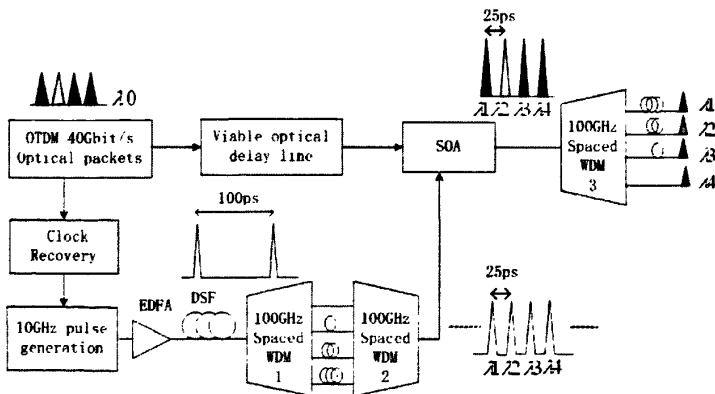


图 3-12 全光串并转换实验装置图

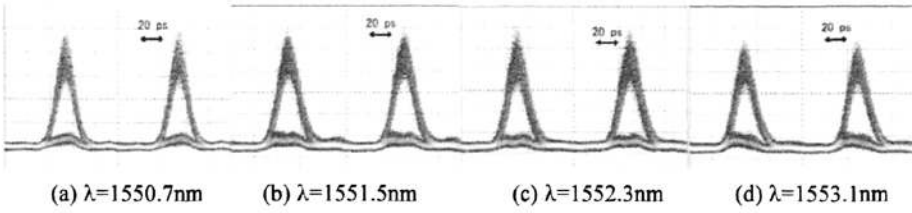


图 3-15 全光串并转换得到 4 路 10Gbps 信号的眼图

### 3.4.2 40Gbps 至 8×5Gbps 的全光串并转换实验

在3.4.1中的实验中，大信号直接调制DFB-LD得到的窄脉冲经过DCF的补偿后，仍带有一定的非线性啁啾，进入到非线性光纤中在色散的作用下将影响光谱的展宽效率；另外直调+压窄的方法得到的脉冲宽度压窄有限，输出波长也不易调整，系统的调谐性能一般。

因此，在40Gbps至8×5Gbps全光串并转换的系统中利用主动锁模光纤激光器（AMLLD）产生的无啁啾皮秒脉冲作为泵浦脉冲，用一段500m的非线性系数为11 W-1km-1的高非线性光纤（HNLF）进行光谱展宽，另外调节泵浦脉冲的中心波长至HNLF零色散点长波长侧，由于相位匹配条件符合，在SPM、FWM、FOPA等非线性效应的作用下可以获得几十nm的超连续光谱，有利于增加信道波长的数目进而使串并转换输出的并行信号速率进一步降低。

具体实验装置图如图3-16所示，40Gbps的信号眼图如图3-32所示。由AMLLD输出脉冲宽度为2ps的窄脉冲经放大后注入到HNLF中得到FWHM为20nm的超连续谱（光谱展宽效果如图3-18所示），利用WDM切出8路不同波长窄脉冲经过时分复用得到8×5GHz的波时分脉冲和光谱如图3-19、3-20所示。

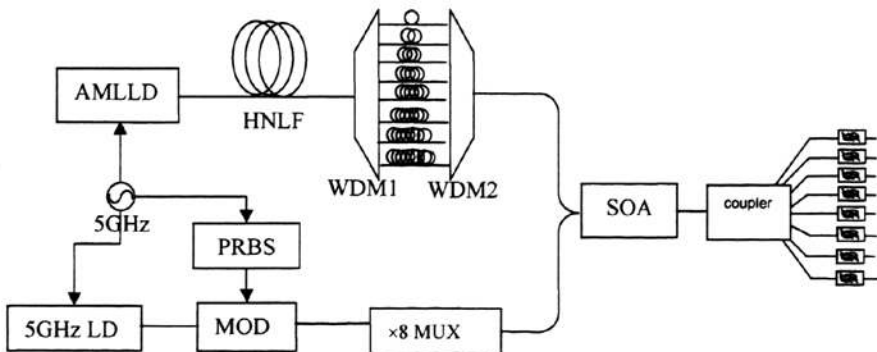


图 3-16 8×5Gb/s 全光串并转换实验装置图

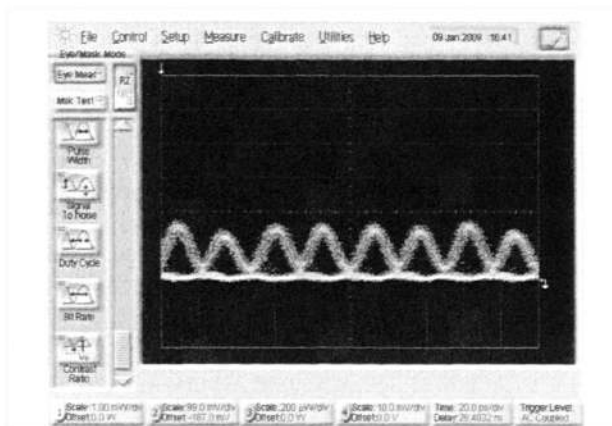


图 3-17 40Gbps 的信号眼图

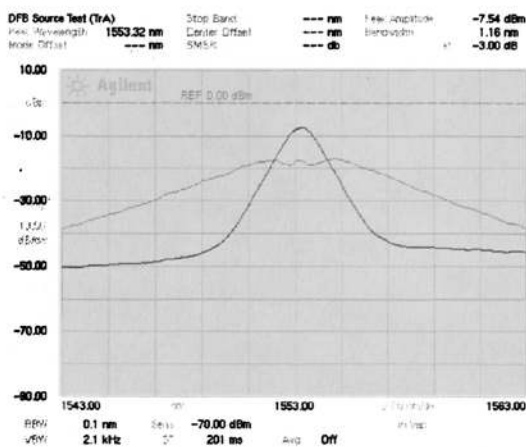


图 3-18 光谱展宽效果

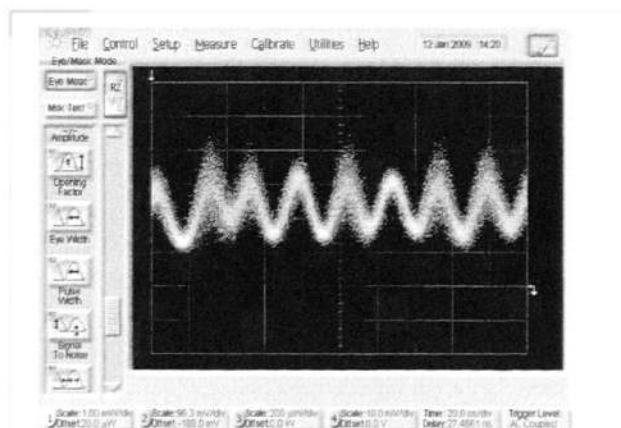


图 3-19 利用 WDM 切出 8 路不同波长窄脉冲经过时分复用得到  $8 \times 5\text{GHz}$  的波时分时钟脉冲

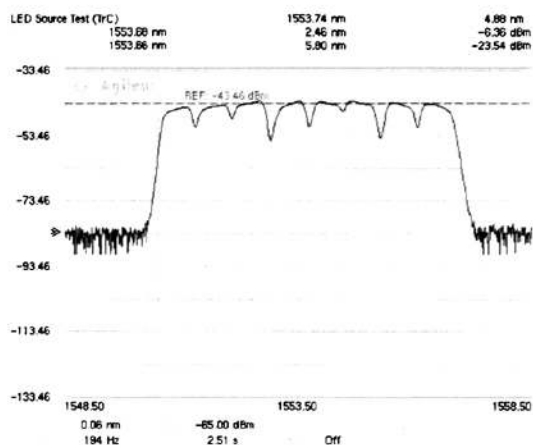
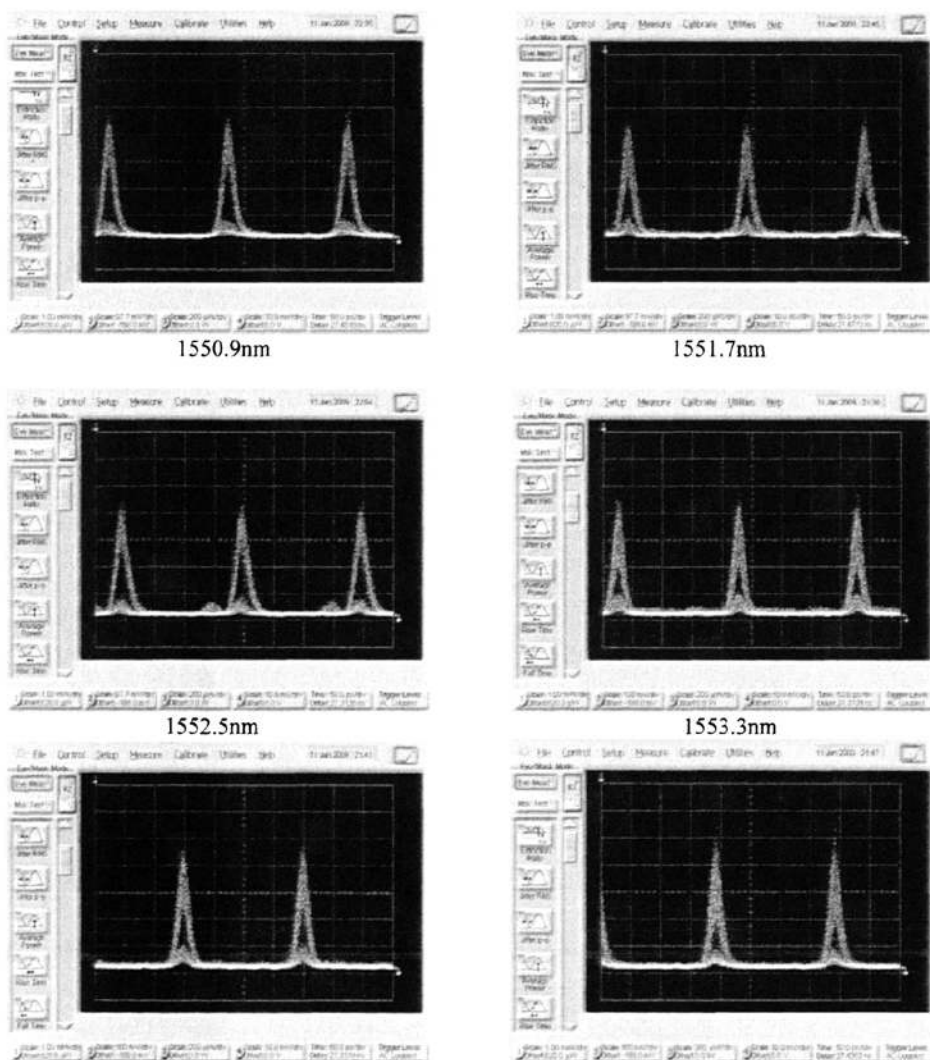


图 3-20: 利用 WDM 切出 8 路不同波长窄脉冲光谱



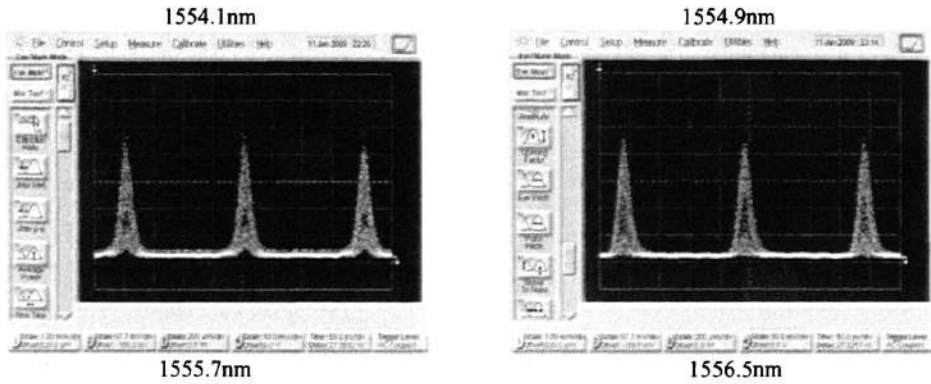


图 3-21 得到的 8 路 5Gbps 信号眼图

在 SOA 中利用 XPM 进行全光波长变换后经滤波器后得到 8 路 5Gbps 信号眼图如图 3-21 所示，串并转换以后并行的信号经过均衡等相关处理后可以在电域进行信号处理以及并串转换。

### 3.5 小结

本章主要研究了基于 SOA 的全光串并转换技术。作为支撑串并转换实验的基础，本章开始对 SOA 的非线性特性进行了介绍，并从理论上对 SOA 中的 XGM 和 XPM 效应进行了研究。接着对基于 SOA 的 XGM 和 XPM 效应的波长变换尤其是针对 SOA 中 XPM 效应+整形滤波器的正码波长变换进行了试验研究。最后完成了 40Gbps 到  $4 \times 10$ Gbps 的全光串并转换实验以及 40Gbps 到  $8 \times 5$ Gbps 的全光串并转换实验，为项目下一步工作打下了良好的基础。

## 第四章 总结与展望

### 4.1 工作总结

全光信号处理技术的一个重要应用在于光交换系统。光分组交换技术由于其高带宽利用率、丰富的路由功能以及灵活性等特点，成为下一代大容量光网络的关键技术之一。而在光分组交换技术中，最难于实现的是光信号的动态存储。目前，全光随机存储器（RAM）的研究还只限于初始阶段，而与全光RAM相比，基于CMOS工艺的电子RAM技术已经非常成熟，但由于未来的单路光传输速率将升级到100 Gb/s以上，电子串并转换的速度很难与之匹配。因此，全光串并转换技术可以很好地将高速率光传输技术与低速电子信号处理技术结合起来。目前的全光串并转换技术并不能完全满足以下条件：集成潜力，偏振无关，并行信号同时输出，低泵浦功率，处理可变长度光报的能力，升级到更多的并行输出通道以及更高的串行输入速率等。而本文中所做的工作，基于单SOA的全光串并转换技术则很好地满足以上条件。

本文首先结合实验用的Calmar Optcom公司产品10GHz皮秒窄脉冲激光器对主动锁模激光器产生窄脉冲的机理进行了理论分析介绍，讨论了目前主动锁模激光器的实现方案，以及激光器腔长稳定的思路。

接下来重点分析了光谱展宽（超连续谱）以及光谱切片的机理，尤其是实验中实际采用的“窄脉冲源+高非线性光纤”方案。对超连续谱切片的主要因素诸如孤子阶数、脉冲峰值功率以及切片滤波器带宽等的理论分析和仿真计算，为之后的实验结果起到了关键的作用。在理论和仿真的支撑下，对超连续谱切片进行了一系列实验，分别得到了4×10Gbps波时分源和8×5Gbps波时分源。从实验和理论分析来看，波时分源的方案可以做到更多的波长，比如16路甚至更多。

最后，对SOA的XGM、XPM等非线性特性进行了介绍。从理论的角度分析了SOA中载流子方程和传输函数以及由于载流子浓度变化而产生的XGM和XPM效应。同时对基于SOA的波长变换和串并转换进行了理论和实验的分析，最后完成40Gbp-→4×10Gbps和40Gbps-→8×5Gbps串并转换实验。通过实验，可以看出串并转换的方案还有提升转换路数的潜力，为完成项目所要求的16路甚至32路波长串并转换打下了良好的基础。

## 4.2 不足与下一步工作

全光串并转换相比电域内的串并转换优势在于可以对超高速率的串行信号进行串并转换，比如对100Gbps以上串行信号进行串并转换。但是由于目前实验室条件受限，只能对40Gbps以下信号进行实验。同时，本文工作承接自自然科学基金项目“一种用于高速光分组交换的40Gb/s新型全光串并转换的研究”和“新一代光网络中高速光信号处理的关键技术及技术的研究”。目前前者已结题，后者正在进行中，需要对全光串并转换进行进一步的研究以达到项目要求。



参考文献

- [1] <http://www.businessweek.com/ap/financialnews/D8NM9BDG0.htm>
- [2] <http://telecom.chinabyte.com/26/2224026.shtml>
- [3] Burmeister, E.F.; Bowers, J.E. “Integrated gate matrix switch for optical packet buffering;” *Photonics Technology Letters, IEEE*, Volume 18, Issue 1, Jan. 1, 2006 Page(s):103 – 105
- [4] Zhang, T.; Lu, K.; Jue, J.R.; “Shared fiber delay line buffers in asynchronous optical packet switches”,*Journal on Selected Areas in Communications, IEEE*, Volume 24, Issue 4, Part Supplement, Apr 2006 Page(s):118 - 127
- [5] Zhuoran Wang; Nan Chi; Siyuan Yu; “Time-slot assignment using optical buffer with a large variable delay range based on AVC crosspoint switch” *Journal of Lightwave Technology*, Volume 24, Issue 8, Aug.2006 Page(s):2994 – 3001
- [6] Nan Chi; Zhuoran Wang; Siyuan Yu; “A large variable delay, fast reconfigurable optical buffer based on multi-loop configuration and an optical crosspoint switch matrix” *Optical Fiber Communication Conference,2006 and the 2006 National Fiber Optic Engineers Conference 5-10 March 2006* Page(s):3 pp.
- [7] Chi, N.; Vegas Olmos, J.J.; Thakulsukanant, K.; Wang, Z.; Ansell, O.; Yu, S.; Huang, D.; “Experimental Characteristics of Optical Crosspoint Switch Matrix and Its Applications in Optical Packet Switching”,*Lightwave Technology, Journal of Volume 24, Issue 10, Oct. 2006* Page(s):3646 – 3653
- [8] Nan Chi; Dexiu Huang; Zhuoran Wang; Siyuan Yu; “Optical Buffering and Time Slot Interchanging Based on an Optical Crosspoint Switch Matrix” *Optoelectronics, 2006 Optics Valley of China International Symposium on, Nov. 2006* Page(s):31 – 32
- [9] C. Liu, Z. Dutton, C. Behroozi, and L. V. Hau, “Observation of coherent optical information storage in an atomic medium using halted light pulses,” *Nature*, vol. 409, no. 6819, pp. 490–493, Jan. 25, 2001.
- [10] L. V. Hau, S. E. Harris, Z. Dutton, and C. H. Behroozi, “Light speed reduction to 17 meters per second in an ultracold atomic gas,” *Nature*, vol. 397, no. 6720, pp. 594–598, Feb. 18, 1999.
- [11] A. Turukhin, V. S. Sudarshanam, M. S. Shahriar, J. A. Musser, and P. R. Hemmer, “First observation of ultraslow group velocity of light in a solid,” in *Tech. Digest., Quantum Electronics Laser Science Conf.(QELS),Baltimore, MD, May 6–11, 2001*, pp. 6–7.

- [12] P. C. Ku, F. Sedgwich, C. Chang-Hasnain, P. Palinginis, T. Li, H. Wang, S. W. Chang, and S. L. Chuang, "Slow light in semiconductor quantum wells," *Opt. Lett.*, vol. 29, no. 19, pp. 2291–2293, 2004.
- [13] K. Y. Song, H. G. Herraiez, and L. Thevenaz, "Observation of pulse delaying and advancement in optical fibers using stimulated Brillouin scattering," *Optics Express*, vol.13, pp.82-88, 2005.
- [14] Yoshitomo Okawachi, Matthew S. Bigelow, Jay E. Sharping, Zhaoming Zhu, Aaron Schweinsberg, Daniel J. Gauthier, Robert W. Boyd, and Alexander L. Gaeta, "Tunable all-optical delays via Brillouin slow light in an optical fiber", *Phys. Rev. Lett.* Vol94, pp 1-4, 2005
- [15] J. E. Sharping, Y. Okawachi, A. L. Gatea, "Wide bandwidth slow light using a Raman fiber amplifier," *Optics Express*, vol.13, pp.6092-6098, 2005.
- [16] D. Dahan, G. Eisenstein, "Tunable all optical delay via slow and fast light propagation in a Raman assisted fiber optical parametric amplifier: a route to all optical buffering," *Optics Express*, vol. 13 pp6234-6250, 2005.
- [17] T. Nakahara, H. Takenouchi, R. Takahashi, K. Takahata, and H. Suzuki, "32-bit label swapping of 40-Gbit/s burst optical packets with intensity tracking of input label," *European Conference on Optical Communications (ECOC2004)*, (IEEE, New York, 2004), Vol. 4, pp. 938–939.
- [18] Takashi Mori<sup>1</sup>, Yuuki Sato<sup>1</sup> and Hitoshi Kawaguchi, "2-bit optical buffering using polarization bistable VCSELs", *Lasers & Electro-Optics Society, IEEE Oct. 2006* Page(s):510 - 511
- [19] Hitoshi Kawaguchi, "All-Optical Signal Regeneration and Optical Buffering Using Polarization Bistable VCSELs", *ICTON 2006*, pp24-27, 2006
- [20] A.S. Liao, S. Wang, "Semiconductor injection lasers with a circular resonator", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 36, pp. 801-803, 1980.
- [21] S. Oku, M. Okayasu, and M. Ikeda, "Low-threshold operation of square-shaped semiconductor ring lasers (orbiter lasers)", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 3, pp. 588-590, 1991.
- [22] C. Ji, M. H. Leary, and J. M. Ballantyne, "Long-wavelength triangular ring laser", *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 9, pp. 1469-1471, 1997.
- [23] P.J.R. Laybourn, M. Sorel, G. Giuliani, S. Donati, "Integrated semiconductor laser rotation sensor", *Proc.SPIE 3620*, pp. 322-331, 1999
- [24] Born, C.; Sorel, M.; Siyuan Yu; "Linear and nonlinear mode interactions in a semiconductor ring laser", *Quantum Electronics, IEEE Journal of Volume 41, Issue 3, March 2005* Page(s):261-271
- [25] Born, C.J.; Hill, M.; Yu, S.; Sorel, M.; "Lasing direction hysteresis in a semiconductor ring laser", *Quantum Electronics and Laser Science, 2005 Conference Volume 2, 22-27 May 2005* Page(s):1035 – 1037

- [26] Born, C. J.; Hill, M.; Yu, S.; Sorel, M.; “Study of longitudinal mode coupling in a semiconductor ring laser”, Lasers and Electro-Optics Society, 2004. LEOS 2004. The 17th Annual Meeting of the IEEE Volume 1, 7-11 Nov. 2004 Page(s):27 - 28
- [27] Born, C.J.; Yu, S.; Sorel, M.; Laybourn, P.J.R.; “Controllable and stable mode selection in a semiconductor ring laser by injection locking” Lasers and Electro-Optics, 2003. CLEO '03. Conference on 1-6 June 2003 Page(s):2 pp.
- [28] M. Hill, H. Dorren, T. Vries, X. Leijtens, J. Besten, B. Smalbrugge, Y. Oel, H. Binsma, G. Knoe, and M.Smit, “A fast low-power optical memory based on coupled micro-ring lasers,” Nature, vol. 432, pp.206–208,2004
- [29] Sorel, M.; Giuliani, G.; Scire, A.; Miglierina, R.; Donati, S.; Laybourn, P.J.R.; “Operating regimes of GaAs-AlGaAs semiconductor ring lasers: experiment and model”, Quantum Electronics, IEEE Journal of Volume 39, Issue 10, Oct. 2003 Page(s):1187 – 1195
- [30] Sorel, M.; Laybourn, P.J.R.; “Control of unidirectional operation in semiconductor ring lasers”, Lasers and Electro-Optics Society, 2001. LEOS 2001. The 14th Annual Meeting of the IEEE, Volume 2, 12-13 Nov.2001 Page(s):513 - 514 vol.2
- [31] M. F. Booth, A. Schremer, and J. M. Ballantyne, “Spatial beam switching and bistability in a diode ring laser”, APPLIED PHYSICS LETTERS VOLUME 76, NUMBER 9 28 FEBRUARY 2000
- [32] G. I. Stegeman and C. T. Seaton, “Nonlinear integrated optics,” Appl. Phys., vol. 58, pp. R57–R78, Dec.1985.
- [33] D. Sarid, “Analysis of bistability in a ring-channel waveguide,” Opt. Lett., vol. 6, pp. 552–553, Nov.1981.
- [34] Van, V.; Ibrahim, T.A.; Absil, P.P.; Johnson, F.G.; Grover, R.; Ho, P.-T.; “Optical signal processing using nonlinear semiconductor microring resonators” Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE, Volume 8, Issue 3, May-June 2002 Page(s):705 - 713
- [35] <http://www.businessweek.com/ap/financialnews/D8NM9BDG0.htm>
- [36] Weber, H.G.; Ferber, S.; Kroh, M.; Schmidt-Langhorst, C.; Ludwig, R.; Marembert, V.; Boerner, C.; Futami, F.; Watanabe, S.; Schubert, C.; “Single channel 1.28 Tbit/s and 2.56 Tbit/s DQPSK transmission”, Electronics Letters, Vol. 42, No. 3, Feb. 2006, pp:178-179
- [37] Gnauck, A.H.; Charlet, G.; Tran, P.; Winzer, P.J.; Doerr, C.R.; Centanni, J.C.; Burrows, E.C.; Kawanishi, T.; Sakamoto, T.; Higuma, K.; “25.6-Tb/s WDM Transmission of Polarization-Multiplexed RZ-DQPSK Signals”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 26, No. 1, Jan. 2008, pp:79-84

- [38] D. Phillips, A. D. Ellis, T. Widdowson, D. Nasset, A. E. Kelly, and D. Trpmmer, "100 Gbit/s optical clock recovery using electrical phase-locked loop consisting of commercially available components," *Electron. Lett.*, vol. 36, no. 7, Mar. 2000, pp: 650-652
- [39] E. Marti-Panameño, J. J. Sánchez-Mondragón, and V. A. Vysloukh, "Theory of Soliton Pulse Forming in an Actively Modelocked Fiber Laser", *IEEE, J.QE*, Vol.30, No.3, pp822-826, 1994.
- [40] H. A. Haus, K. Tamura, L. E. Nelson, and E. P. Ippen, "Stretched-Pulse Additive Pulse Mode-locking in Fiber Ring Laser: Theory and Experiment", *IEEE, J.QE*, Vol.31, No.3, pp591-598, 1995.
- [41] Dirk J. Kuizenga, and A. E. Siegman, "FM and AM Mode Locking of the Homogeneous Laser—Part I: Theory", *IEEE, J.QE*, Vol.6, No.11, pp694-708, 1970.
- [42] Hermann A. Haus, "A Theory of Forced Mode Locking", *IEEE, J.QE*, Vol.11, No.7, pp323-330, 1975.
- [43] Shu Namiki and Hermann A. Haus, "Noise of the Stretched Pulse Fiber Laser: Part I—Theory", *IEEE, J.QE*, Vol.33, No.5, pp649-659, 1997.
- [44] Charles X. Yu, Shu Namiki, and Hermann A. Haus, "Noise of the Stretched Pulse Fiber Laser: Part I—Theory", *IEEE, J.QE*, Vol.33, No.5, pp660-668, 1997.
- [45] Masataka Nakazawa, Hirokazu Kubota, Akio Sahara, and Kohichi Tamura, "Time-Domain ABCD Matrix Formalism for Laser Mode-locked and Optical Pulse Transmission", *IEEE, J.QE*, Vol.34, No.7, 1998, pp1075-1081.
- [46] L. Poti, A. Bogoni, and P. Ghelfi, "Experimental Validation of an Extended ABCD for Actively Mode-locked Fiber Lasers", *OFC'2001*, WA1, March, 21, 2001, California, 2001.
- [47] G. P. Agrawal 著, 胡国铎, 黄超译, 非线性光纤光学, 天津大学出版社, 1992, pp: 66.
- [48] 吴重庆, 半导体光放大器的光-光互作用及在全光信号处理中的应用, *激光与光电子学进展*, Vol. 44, No. 10, Oct. 2007, pp: 17-25
- [49] A. D. Ellis, D. M. Spirit, "The use of GaInAsP amplifiers for 40 Gbit/s signal processing", *OSA Nonlinear Guided-Wave Phenomena*, paper PD2, Cambridge (1993)
- [50] [www.ciphotonics.com](http://www.ciphotonics.com)
- [51] [www.ciphotonics.com](http://www.ciphotonics.com)
- [52] [www.alphion.com](http://www.alphion.com)

- [53] E. Jahn, N. Agrawal, M. Arbert, H. J. Ehrke, D. Franke, R. Ludwig, W. Peiper, H. G. Weber and C. M. Weinert, "40 Gbit/s all-optical demultiplexing using a monolithically integrated Mach-Zehnder interferometer with semiconductor laser amplifiers", *Electron. Lett.*, 31, p.1857 (1995).
- [54] B. Dagens, C. Janz, D. Leclerc, V. Verdrager, F. Poingt, I. Guillemot, F. Gaborit and D. Ottenwalder, "Design optimization of all-active Mach-Zehnder wavelength converters", *IEEE Phot. Technol. Lett.*, 11, p.424 (1999).
- [55] J. Leuthold, P.A. Besse, E. Gamper, M. Dulk, S. Fischer, G. Guekos and H. Melchior, "All-optical Mach-Zehnder interferometer wavelength converters and switches with integrated data and control signal separation", *IEEE J. Lightwave Technol.*, 17, p.1056 (1999).
- [56] M. L. Masanovic, V. Lal, J. S. Barton, E. J. Skogen, L. A. Coldren and D. J. Blumenthal, "Monolithically Integrated Mach-Zehnder Interferometer Wavelength Converter and Widely Tunable Laser in InP", *IEEE Phot. Technol. Lett.*, 15, p.1117 (2003)
- [57] L. H. Spiekman, U. Koren, M. D. Chien, B. I. Miller, J. M. Wiesenfeld, J.S.Perino, "All-Optical Mach-Zehnder Wavelength Converter with Monolithically Integrated DFB Probe Source", *IEEE Phot. Technol. Lett.*, 9, p.1349 (1997).
- [58] T. Miyahara, A. Sugitatsu, T. Hatta, K. Takagi, K. Matsumoto, T. Aoyagi, S. Nishikawa, T. Nishimura and K. Motoshima, "Monolithically integrated SOA-MZI wavelength converter with assist DFB-LD", paper TuS4, OFC 2004, U.S.A. (2004)
- [59] K. Tajima, S. Nakamura, Y. Ueno, J. Sasaki, T. Sugimoto, T. Kato, T. Shimoda, H. Hatakeyama, T. Tamanuki, and T. Sasaki, "Ultrafast hybrid-integrated symmetric Mach-Zehnder all-optical switch and its 168 Gbps error-free demultiplexing operation", *IEICE Trans. Electron.*, E83-C, p. 959 (2000)
- [60] G. Maxwell, R. Manning, M. Nield, M. Harlow, C. Ford, M. Clements, S. Lucas, P. Townley, R. McDougall, S. Oliver, R. Cecil, L. Johnston, A. Poustie, R. Webb, I. Lealman, L. Rivers, J. King, S. Perrin, R. Moore, I. Reid, D. Scrase, "Very low coupling loss, hybrid-integrated all-optical regenerator with passive assembly", paper PD3.5, ECOC 2002, Copenhagen (2002)
- [61] G. Maxwell, A. Poustie, C. Ford, M. Harlow, P. Townley, M. Nield, I. Lealman, S. Oliver, L. Rivers, R. Waller, "Hybrid integration of monolithic semiconductor optical amplifier arrays using passive assembly", 55th Electronics and Technology Conference (ECTC), p.1349, U.S.A. (2005)
- [62] P. Zakyntinos, D. Apostolopoulos, O. Zouraraki, D. Petrantonakis, H. Avramopoulos, A. Poustie and G. Maxwell, "Single Chip Quad MZI array in a 40 Gb/s AOLS Front-end", paper OWH7, OFC 2007, U.S.A. (2007)

- [63] K. E. Stubkjaer, "Semiconductor Optical Amplifier-Based All-Optical Gates for High-Speed Optical Processing", IEEE J. on Sel. Top. in Quant. Electron., 6, p.1428 (2000)
- [64] Djafar K. Mybnaev, Lowell L. Scheiner, "Fiber-Optic Communications Technology", Prentice Hall: 2001, pp: 523-541
- [65] Kenji Sato, Hiromu Toba, "Reduction of mode partition noise by using semiconductor optical amplifiers", IEEE Quantum Electronics, VOL. 7, NO. 2, Mar. 2001
- [66] TANG.J.M, SHORE.K.A. "Strong picosecond optical pulse propagation in semiconductor optical amplifiers at Transparency", IEEE. Quantum Electron, 1998,34(7) pp:1263-1269

## 发表论文和参加科研情况说明

### 参与的科研项目：

[1] 国家自然科学基金：“一种用于高速光分组交换的 40Gbit/s 新型全光串并转换技术的研究(60572013)”，2006 年 1 月—2008 年 12 月

[2] 自然科学基金重点项目：“新一代光网络中的高速光信号处理的关键技术及器件研究（60736035）”，2008 年 1 月—2012 年 12 月

## 致 谢

本文所做之工作以及研究生两年来方方面面之进步很大程度得益于导师于晋龙教授的循循教导。于老师对专业知识的精深领悟和触类旁通，给予我研究生期间的工作学习极大帮助，教会了我思考解决问题的方法。同时于老师积极乐观的工作态度、平易近人的人格魅力对我的人生观影响深远。

感谢杨恩泽先生对我的关怀帮助。杨先生在九十高龄仍然每天坚持来实验室工作，先生对工作的忘我热情以及严谨的做事态度是我等需要铭记于心的。

感谢罗俊和王菊同学对本文工作的倾力帮助，同时要感谢你们在我研究生期间生活学习各方面的照顾，感激之情无以言表。

感谢张立台师兄对本文理论工作的帮助；感谢远在荷兰的王文睿师兄对我在研究生期间各项工作中的细心指导，衷心祝愿早日学成归国；感谢胡浩师兄、江阳师兄、韩丙辰师兄、张晓媛师姐、吴波师兄对我学习生活的无私帮助。

感谢已经毕业的尹鹏师兄、王子雄师兄、张嘉欣师姐、董慧师姐对我的关心帮忙。

感谢同届同学杨杰、王争、周欣、王立娜、卢宏旺在我们共同度过的两年时光中的关怀和帮助。

感谢王廷宇、张祖松、刘佳、李彬等同学在我学习工作中的关心与帮助。

感谢我的父母和妹妹对我在研究生期间无微不至的关心、理解和支持。

感谢两年来每一个关心和支持我的老师同学，你们的鼓励鞭策增强了我学习工作的信心。

本人水平有限，论文之中难免有不妥和错误之处，恳请批评指正。