

## 摘要

目前,挖掘光纤的带宽潜力,提高系统的容量仍然是光通信的主要发展方向,其中 WDM(波分复用)和 OTDM(时分复用)是二个非常重要的手段。当光网络中既存在波分复用的数据格式又存在光时分复用的数据格式时,如何实现这两种数据格式的相互转换,构成复合的传输系统成了当前研究的热点。

本文理论分析了基于半导体光放大器(SOA)的交叉增益调制(XGM)效应的波长转换技术,数值仿真了这种波长转换器的啁啾、消光比、转换效率三种特性,实现了 WDM 和 OTDM 两种数据格式的相互转换,并利用这种技术实现了复合的传输系统。

首先以法布里-珀罗谐振腔为物理模型分析了半导体激光放大器的光放大原理,从半导体激光器速率方程出发,结合半导体激光放大器中光脉冲传输理论,推导出了半导体激光放大器在光脉冲作用下的增益饱和特性。

然后对 SOA 建立了动态的分段增益模型,数值分析了波长转换后的转换光的消光比、啁啾、转换效率特性。接着采用双 SOA 级联的方法对波长转换器进行了改进,并对单 SOA 和双 SOA 级联这两种方法的转换性能进行了比较。

最后,在波长转换的基础上重点讨论了 OTDM/WDM/OTDM 这样一个完整的复合系统,分析了各个节点的波形图,仿真研究了复用信号和解复用信号的传输特性和 Q 值性能,为系统的设计提供了一些有用的结论。

关键词: 波分复用 光时分复用 半导体光放大器 波长转换器

## Abstract

Nowadays, the main orientation of the optic communication system is to improve the capacity and mine bandwidth potential of optical fiber, the two especially important ways are WDM and OTDM. There are two kinds of main data formats in the Optical Network—Wavelength Division Multiplexing (WDM) and Time Division Multiplexing (OTDM), therefore how to actualize data format conversions between these two kinds of data formats and combine them into a complex system is a hotspot.

The technologies of all-optical wavelength converter based on cross gain modulation (XGM) in semiconductor optical amplifier (SOA) are focused on in this discourse, and its characteristics of extinction ratio, chirp and conversion efficiency have been simulated numerically. With the study on this kind of wavelength converter, the data format conversions between WDM and OTDM are realized by computer simulation.

Firstly, the theoretical analysis of SOA optical amplification is given, which is based on Fabry-Perot resonant cavity. The gain saturation characteristic of SOA with the influence from optical pulse is theoretically studied with SOA rate equations and propagation theory of optical pulse.

Secondly, a multi-section dynamic model is established for the SOA, and the characteristics of extinction ratio、chirp and conversion efficiency are analyzed by computer simulation. Then the wavelength converter is improved by double-SOA cascade technology. The comparison between single-SOA and double-SOA cascade on conversion characteristics is given.

Finally a whole system of OTDM/WDM/OTDM based on wavelength conversion is discussed. Wave patterns in every node are analyzed, the performances of WDM signals and OTDM signals are obtained by computer simulation, including transmission performance and Q value performance, and some useful conclusions are provide for system design.

**Keywords:** WDM OTDM SOA Wavelength Conversion

## 南京邮电大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知,除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,也不包含为获得南京邮电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。

研究生签名: 韩沛 日期: 2008.4.7

## 南京邮电大学学位论文使用授权声明

南京邮电大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档,可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外,允许论文被查阅和借阅,可以公布(包括刊登)论文的全部或部分内容。论文的公布(包括刊登)授权南京邮电大学研究生部办理。

研究生签名: 韩沛 导师签名: 邹钟浩 日期: 2008.4.12

# 第一章 绪论

## 1.1 引言

随着信息社会的到来，人们对信息量的要求不断增加，因此，只有超高速、大容量的光纤通信技术才能满足这些要求。理论上，光纤仅在一个低损耗窗口就可以提供25000GHz的带宽，如何利用这一巨大的带宽资源，成了各国研究机构的努力目标。第一代光学网络由于受到电子瓶颈的限制，通信速率被限制在40Gbit/s。而基于波分复用(WDM)和光时分复用(OTDM)的第二代全光通信网络则避开了电子瓶颈的限制，其复合通信速率可超过1Tbit/s。IP和全光网络将是电信网的两大支柱，ITU-T分别就全光网和IP起草了一系列新的建议，明确指出WDM和OTDM是提高光纤通信带宽的两种有效方法，都是全光网不可分割的组成部分。OTDM 是通过将信号光时分复用到通信线路上，极大的提高了通信系统速率容量。由于OTDM在线路上只有一种波长传输，所以在传输线路上对信号的控制就相当便捷。采用WDM/OTDM复合传输系统可以充分利用光纤容量资源，实现超高速率超大容量通信。在未来多媒体用户接入网中OTDM技术与DWDM技术相结合(OTDM / DWDM)，可以发挥各自的优势以获得更高的通信速率及更多的用户数，是一项具有美好应用前景的技术。与WDM技术相比OTDM技术有优势也有挑战。

目前阶段的OTDM传输技术在传输速率方面已实现了640Gb / s (40Km)，400Gb / s (40Km)<sup>[1]</sup>。在400Gb / S的传输实验中采用了逆陡度(SLOPE)光纤，色散陡度值比DSF光纤降低了2 / 3，SN值可能超过100km。最新研究成果，也是目前最高水平的OTDM技术成果是1998年9月ECOC会议上公布的速率为120Gb / s (160k) (采用DSF光纤)光OTDM传输实验。但是对该实验实际考察表明，这只能是一个传输数据水平。在实际传输装置中，在120Gb / S的速率中只调制了80Gb / S，脉冲宽度仅为3.5PS比特流。要真正实现100Gb / S传输距离的OTDM尚需一定时间，这主要是解决端局间的收发装置。目前只能进行短距离传输。长距离通信网中，现在只是解决了色散斜度，SNR、PMD技术，长距离用光纤需要很快解决，然后才能进行长距离传输。

## 1.2 OTDM 技术简介

单个光载波可以携带多个电时分复用(TDM)信道。当比特速率超过10Gbit/s以后，因为高速电子器件和半导体激光器的直接调制能力的限制，这种方式实现起来就变得非常

困难。一种解决方法是用多个电信道信号调制具有速率 ( $B$ ) 相同,但在时间上相互错开的同一光频的不同光信道,然后进行光复用,以便构成比特率为  $NB$  的复合光信号,这里的  $N$  是复用的光信道数,这就是光时分复用 (OTDM)。图 1-2-1 对这两种复用技术的实现方法做了比较。

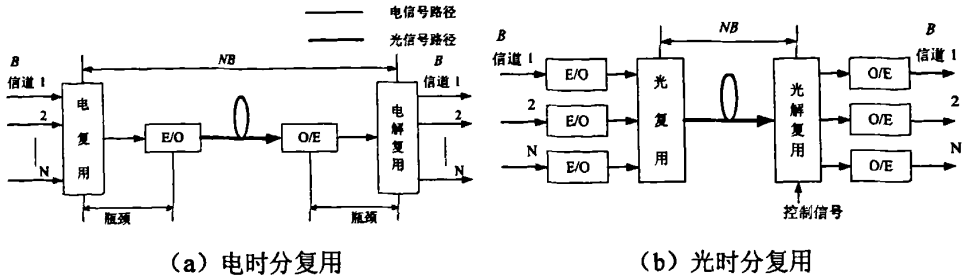


图 1-2-1 电时分复用和光时分复用的比较

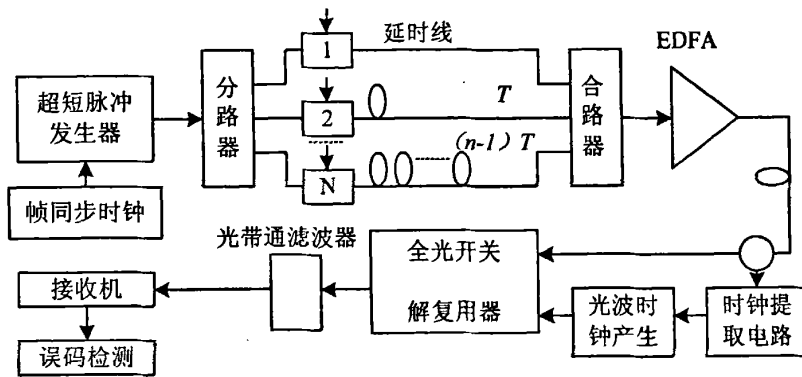


图 1-2-2 OTDM 的系统框图

图 1-2-2 是 OTDM 的系统框图。光时分复用技术中,一条物理信道按时间分成若干个时间片,轮流地分配给多路信号使用,每一时间片由复用的一路信号占用,即构成帧结构。这样,利用每个信号在时间上的交叉,就可以在一条物理信道上传输多路数字信号。同时时分复用必须采取同步技术使远距离的接收端能够识别和恢复这种帧结构。时分复用可分为比特交错 OTDM 和分组交错 OTDM,这两种复用方式都需要利用帧脉冲信号区别不同的复用数据或分组。

### 1.3 波长转换技术

#### 1.3.1 波长转换器在全光网中的重要性

半导体光放大器,由于自身的某些缺陷,在光学领域已经不再被用于光放大器件。然而,人类却发现了它的全新用途。那就是现在被广泛应用在全光通信网中的波长转换器。

在全光通信网中，我们是以光纤为基本传输介质，采用波分复用技术来提高网络的传输容量的。要实现全光网络，波长转换技术是其中必不可少的关键技术之一。由于在全光网络中，波长是非常重要的资源，并且由于网络的复杂性和其他因素的限制，网络中的波长数并不能无限制的增加。所以，为了获得更大的通信容量，在不增加波长数的情况下，最为有效的方式便是应用波分复用技术。采用这项技术，可以轻而易举的使通信容量有成百倍的增长。而应用这项技术的关建之一就是全光波长转换器。它的作用是将波分复用终端或其它设备输入的光信号进行转换，从而实现信号从一个波长向另一个波长的转换。波长转换器能有效地解决WDM网络中的波长竞争、动态路由选择问题，提高波长利用率，降低网络的阻塞率，最终提高WDM网的灵活性和可扩展性，同时还有利于网络的运行、管理和维护。

在全光网络中，如果没有波长转换器，一条端到端的光路在其所经过的所有链路上都必须采用同一个波长，这就是所谓的波长连续性制约。如图 1-3-1 (a) 所示，在网络中建立两个光通道，节点 1 和 2 之间采用  $\lambda_1$  波长，节点 2 和 3 之间的波长是  $\lambda_2$ ，现在假设要在 1、3 之间建立一条光通道。即使节点 1、3 之间的每个链路都有空闲的波长也不一定能建立这个光通道，这是因为在两个链路上空闲的波长是不同的。因此，与电路交换网络相比，波长路由网络中阻塞率更大。

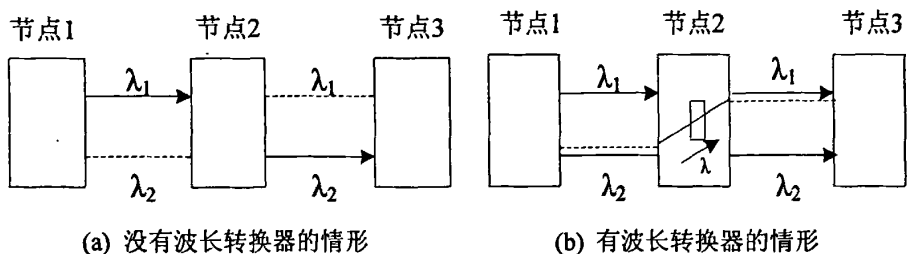


图 1-3-1 波长转换器示意图

如果能从中间节点进行波长转换，从一个波长变换到另一个波长，对光网络将是非常有利的。如图 1-3-1 (b) 所示，节点 2 的波长转换器把波长从  $\lambda_2$  变到  $\lambda_1$ ，在节点 1、2 之间采用  $\lambda_2$  波长，在节点 2、3 之间采用  $\lambda_1$  波长，从节点 1 到节点 3 的光通道便可建立。在含有波长转换器的网络中，光通道能通过在不同的链路上用不同的波长而建立，从而大大提高网络的灵活性，消除光通道的波长冲突。由此可以看出，波长变换器能充分发掘现有光通信设备的潜力，是实现 WDM/DWDM 通信网的必要手段，也是解决未来全光网中波长路由竞争的关键器件。世界各国都在开展全光波长变换技术的研究，波长变换技术的进展对于光分插复用(OADM)、光交叉连接(OXC)以及全光网(AON)的发展都有极其重要的推动作用<sup>[11]-[15]</sup>。

### 1.3.2 基于半导体光放大器 (SOA) 的全光波长转换技术

#### 1) 基于 SOA-XGM 效应的波长转换器

关于这种波长转换器相关的研究文献相对较多<sup>[17]-[20]</sup>。它利用半导体光放大器的增益饱和和特性, 将信号光和探测光一起注入 SOA 中, 强信号光使得 SOA 的增益发生饱和, 从而使连续的探测光受到相应的调制。这样就把信号光上的信号变换到了探测光上, 尽管相位相反。这种转换技术实现简单、工作速率可达 40Gbit/s, 并能提供净增益, 几乎也与偏振无关。它的主要缺点是要求快速调谐的连续发光 LD, 自发辐射使信号功率降低, 频率啁啾使相位发生畸变。

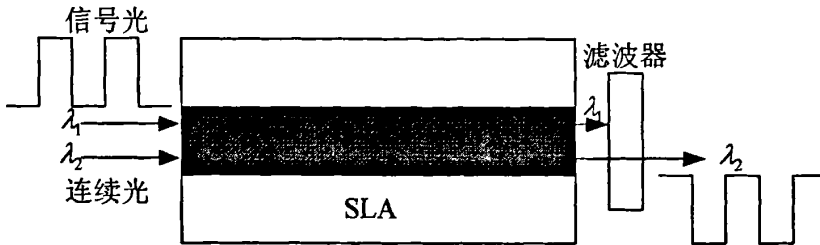


图 1-3-2 基于 SOA-XGM 效应的波长转换器

尽管存在上述缺点, 作为真正实用化的全光波长转换器, 对它转换特性的进一步研究是很具有现实意义的, 也是本文探讨的核心器件。

#### 2) 基于 SOA-XPM 效应的波长转换器

由于基于 SOA-XGM 效应的波长转换器的消光比较低, 且向长波长和向短波长变换时不对称等原因, 近来人们的兴趣又投向了基于 SOA-XPM 效应的全光波长转换器<sup>[16]-[24]</sup>。而它恰恰是利用了频率啁啾效应。图 1-3-3 表示的就是两臂上使用 SOA 的 M-Z 干涉仪。波长为  $\lambda_1$  的脉冲信号与波长为  $\lambda_2$  的连续光信号同时在干涉仪的两臂上传输, 然而在该脉冲信号的每个“1”码时, 引入额外的相移。设计 M-Z 干涉仪按照该相移, 使得两个波相长干涉或相消干涉。结果是连续波在信号光脉冲“1”或“0”码的控制下, 在 M-Z 干涉仪的不同输出端出现, 导致一个端口的输出在新的波场上精确地复制了该信号。该器件很容易在  $\text{SiO}_2$  或  $\text{InGaAsP/InP}$  波导集成, 而且对信号的畸变较小, 可以在高比特速率下工作 (10Gbit/s 以上)。XPM 的除了通过消光比和啁啾来改进输出信号质量外, 还可以抑制输入信号的噪声部分, 适合于级联使用。XPM 干涉仪对功率敏感, 输入功率的一个微小变化, 就会导致输出功率的极大变化, 因此输入光功率的动态范围很小, 如果不加以控制, 输入功率的动态范围的仅为 3~4dB。

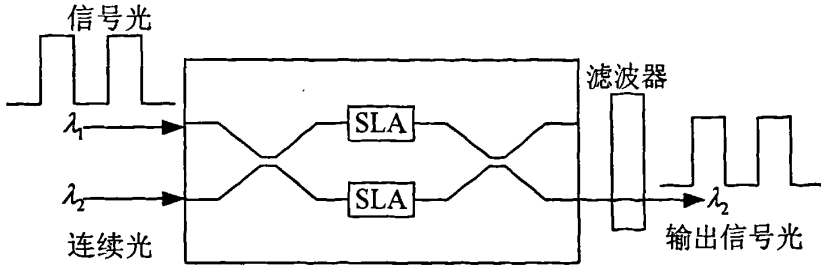


图 1-3-3 基于 SOA-XPM 效应的波长转换器

### 3) 基于四波混频 (FWM) 效应的波长转换器

当强光通过光纤或是半导体光放大器时会产生四波混频效应<sup>[25]-[27]</sup>。这种效应将在传输光纤或半导体光放大器内产生信号以外的新的频率分量，这种新的频率分量若落在信号频带内将产生串话，从而影响系统性能；但是利用其产生新的频率分量的特性可以制成波长转换器，如图 1-3-4 所示。加入  $\lambda_1$  和  $\lambda_2$  分别是输入信号和输出转换后信号的波长，选择泵浦光的波长为  $\lambda_p = (\lambda_1 + \lambda_2)/2$ ，由于四波混频效应，则在放大器的输出端，在载波波长  $\lambda_2$  上就复制了输入信号，从而实现了波长转换。这种技术的工作速率高达 100Gbit/s。与 SOA-XGM 和 SOA-XPM 波长转换技术相比，FWM 的最大优势是波长转换透明性。它可以保留信号相位和幅度的全部信息，不仅能转换调幅信号，还可以转换模拟调幅和调频信号。由于三阶非线性效应较弱，这种技术的转换效率也很低，而且受四波混频带宽的限制，其效率随转换范围的增大而迅速减小，波长转换范围受到很大限制。另外 FWM 与生俱来的偏振敏感性也成为该技术发展不可忽视的一个方面。

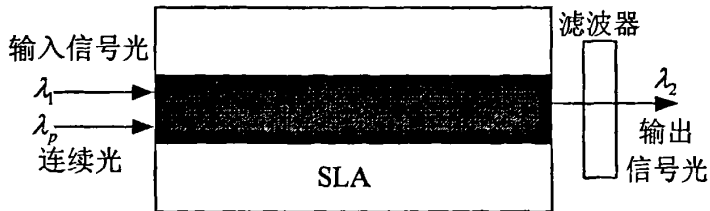


图 1-3-4 基于 FWM 效应的波长转换器

## 1.4 基于 SOA-XGM 波长转换器的前景分析

光时分复用(OTDM)和波分复用(WDM)系统是解决高速大容量传输干线和多用户通信网络的关键技术。但对于密集波分复用系统来说，随信道间距减小而使成本迅速增加,对于光时分复用系统，也会随着传输速率的增加使成本成指数增加,所以光时分复用和波分复用的混合使用是一个技术简单、成本低廉的可选方案。为了能够实现光信号在光时分复用子网和波分复用子网之间的全光传输，并实现信号对两种网络制式、协议的透明性，需要在



波分复用子网和光时分复用子网的接口实现光时分复用网络信号和波分复用子网信号的全光波长变换。

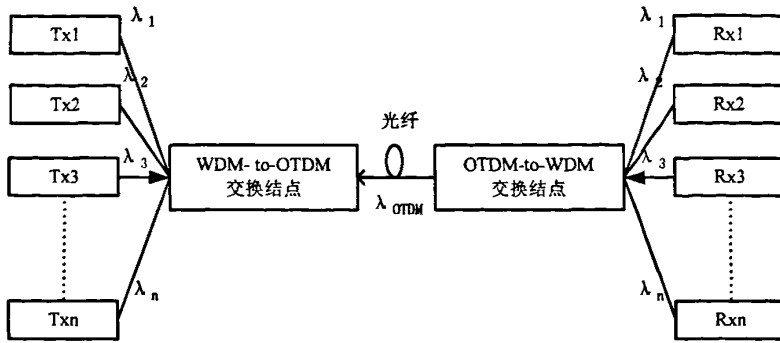


图 1-4-1 交换节点实现 DM-TDM-WDM 转换的多波长光链路示意图

图 1-4-1 所示为 WDM/OTDM 混合光网络示意图，交换节点实现信号在时域和频域转换功能。对于 WDM-to-TDM，网络节点将到达的每一路 WDM 信号波长转换到固定波长并时分复用后进行传输。在另一个节点中，TDM-to-WDM 转换将时分复用信号进行解复用，相应信道的数据会波长路由到各自的终端。全光波长转换技术在两种数据格式转换中起着重要的作用。

近些年，提出了一种智能化网络体系结构自动交换光网络(ASON),其核心是通过控制平面实现配置的管理，采用经多协议标签(MPLS)交换扩展后的多协议波长交换(MPLmS)实现 IP over WDM。光网络核心节点功能由基于 MPLmS 控制平面的 OXC 节点构成，MPLS 与 OXC 结合起来构建基于 MPLmS 的控制平面，实现动态波长选路以及对光网络的有效控制。

因此，全光波长转换器在未来光网络中是一个核心器件。通过波长转换器，在 ASON 中更易实现波长动态分配，可以实现异种网络的互连，通信网络内部波长路由和波长重用，提高网络的通信容量和传输速率，并实现对网络的灵活管理。波长变换使得未来全光网络更具有灵活性、智能性、生存性。

### 1.5 全文章节安排

第一章 首先简要介绍光纤通信的发展历史以及简单介绍了目前研究最多的 OTDM 技术的特点。然后重点对基于 SOA 的三种波长转换技术进行了分析和比较，指出了基于 SOA-XGM 效应的全光波长转换技术的优势，是目前研究的重点，也是本文要探讨的中心

课题，本文后面章节的内容都是基于 SOA-XGM 而实现的。

第二章 首先以法布里-珀罗谐振腔为物理模型分析了半导体激光放大器的光放大原理。然后引入半导体激光器速率方程来描述受激辐射状况下腔内光子和载流子之间的相互作用。接着探讨了半导体激光放大器中光脉冲传输理论。最后从理论上研究了在半导体激光放大器在光脉冲作用下的增益饱和特性。

第三章 首先介绍了基于 SOA-XGM 效应的波长转换原理以及数值分析模型。然后采用分段方法对基于 SOA-XGM 效应的波长转换进行了仿真。接着对波长转换后的消光比特性、啁啾特性、转换效率、噪声和信噪比进行了较为详细的讨论。最后采用双 SOA 级联的方法对波长转换进行了改进，并对采用单个 SOA 和采用双 SOA 级联这两种方案的转换性能进行了比较。

第四章 首先建立了 WDM-to-OTDM-to-WDM 的系统模型，然后将 WDM-to-OTDM-to-WDM 分为复用、传输和解复用三个子过程。首先仿真实现了两路 WDM 信号转换成一路 OTDM 信号，并利用建立的转换误码率检测模型讨论了信号光功率、探测光功率、信号光消光比的关系。然后采用分步傅立叶法求解非线性薛定谔方程，得到了 OTDM 信号在 G655 光纤中传输不同距离后波形的变化以及采用 EDFA 补偿传输的振幅衰减，再用色散补偿光纤 (DCF) 进行色散补偿前后的眼图对比。最后给出了解复用的波形。

第五章 研究了另外一种系统，即 OTDM-to-WDM-to-OTDM 系统，给出了两路 WDM 信号在光纤中传输的波形和眼图。然后对两路 WDM 信号的 Q 值与输入探测光功率、输入消光比、解复用波长以及占空比和信号延迟、信号啁啾的关系做了计算机仿真。然后在接收端比较了传输前后的 WDM 信号对 OTDM 信号的 Q 值的影响，包括 Q 值与探测光功率、探测光波长等的关系。

## 第二章 半导体光放大器的理论分析

### 2.1 引言

现代光放大器中最早出现的是半导体光放大器 (SOA)。它的基本结构、原理和特性与半导体激光器非常相似。它们工作原理都是基于激光半导体介质固有的受激辐射光放大机制,所不同的在于 SOA 去掉了构成激光振荡的谐振腔,并且 SOA 是由电流直接激励驱动的。

半导体光放大器的优点是尺寸小、频带宽、增益高;但缺点是与光纤的耦合损耗太大、易受环境温度的影响、工作稳定性较差。但半导体光放大器容易集成,适宜同光集成和光电集成电路结合使用。

通常光半导体放大器分为两大类:一种是将普通半导体激光器用作光放大器,称为法布里——珀罗 (F-P) 半导体激光放大器 (FPA),另一种是在 F-P 激光器的两个端面上涂上抗反射膜,以获得宽频、低噪的高输出特性。由于这种放大器是在光行进过程中对光进行放大的,故被称为行波光放大器。

本文所选用的波长转换器是基于半导体光放大器,因此,我们的首要工作就是全面阐述关于半导体光放大器的基本理论和模型。所以,本章讨论的重点就是半导体光放大器的模型和数学分析方法。首先,我们需要研究半导体光放大器的结构及其特性。其次,还要推导出半导体光放大器腔内载流子浓度变化方程和半导体光放大器脉冲传播方程。

### 2.2 半导体激光放大器的基本理论

光纤通信中最常用的光源是半导体激光器 (LD) 和发光二极管 (LED),其中半导体激光器具有体积小、效率高等突出优点,在高速率、大容量的数字光纤传输系统中得到广泛的应用<sup>[30]</sup>。

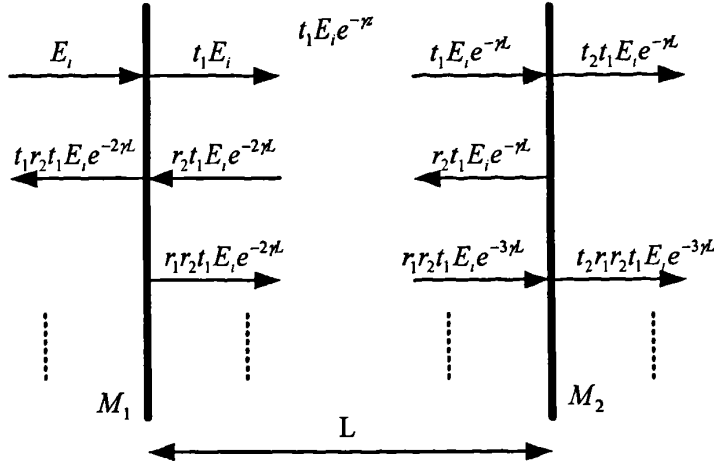


图 2-2-1 F-P 腔的结构

半导体激光放大器是一种基于受激辐射的相关放大器，其基本结构和工作原理和半导体激光器比较相像。半导体激光放大器的谐振腔可以按照法布里—珀罗谐振腔（F-P 腔）进行分析<sup>[31]</sup>。图 2-2-1 表示的是由两个起反射镜作用的晶体解理面构成的 F-P 腔。设两个谐振腔 \$M\_1\$、\$M\_2\$ 的端面间距为 \$L\$，反射系数分别为 \$r\_1\$、\$r\_2\$，透射系数分别为 \$t\_1\$、\$t\_2\$，初始入射光为 \$E\_i\$。则 F-P 腔输出光为多次透射光之和，可以写成：

$$E_o = \frac{t_1 t_2 e^{-\gamma L}}{1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}} E_i \tag{2-2-1}$$

其中 \$\gamma\$ 为有源层的复传输系数，可表示为：

$$\gamma = -(\Gamma g - \alpha_{in})/2 + j\beta \tag{2-2-2}$$

式中 \$\Gamma\$ 为模场限制因子，\$g\$ 为有源层材料增益系数，\$\alpha\_{in}\$ 为有源层损耗系数，\$\beta\$ 为有源层相位参数，\$\beta = 2\pi n/\lambda\$，\$n\$ 为折射率。

由式 (2-2-1) 可以得到放大器的增益为：

$$G_{F-P}(\nu) = \frac{|E_o|^2}{|E_i|^2} = \frac{|t_1 t_2 e^{-\gamma L}|^2}{|1 - r_1 r_2 e^{-2\gamma L}|^2} \tag{2-2-3}$$

$$= \frac{(1 - R_1)(1 - R_2)G_s}{(1 - \sqrt{R_1 R_2} G_s)^2 + 4\sqrt{R_1 R_2} G_s \sin^2[\pi(\nu - \nu_m)/\Delta\nu_L]}$$

式中 \$R\_1 = r\_1^2\$、\$R\_2 = r\_2^2\$ 为端面反射系数，\$\nu\_m\$ 为 F-P 腔谐振频率，\$\Delta\nu\_L = c/(2nL)\$ 为腔内纵模间隔，有源层的单程非饱和增益 \$G\_s\$ 可以表示为

$$G_s = \exp[(\Gamma g - \alpha_{in})L] \tag{2-2-4}$$

在式 (2-2-3) 中，当入射光信号的频率 \$\nu\$ 与 F-P 腔的一个振荡频率 \$\nu\_m\$ 相等时，增益 \$G\_{F-P}(\nu)\$ 出现峰值，当 \$\nu\$ 偏离 \$\nu\_m\$ 时增益下降，可计算出放大器的带宽约为：

$$\Delta v_A = \frac{2\Delta v_L}{\pi} \sin^{-1} \left[ \frac{1 - G_s \sqrt{R_1 R_2}}{(4G_s \sqrt{R_1 R_2})^{1/2}} \right] \quad (2-2-5)$$

为了构成行波 (TW) 半导体激光放大器, 我们选择在激光器的两端镀上增透膜, 使其反射率极低 (理想情况下  $R=0$ )。将  $R_1=0, R_2=0$  代入式 (2-2-3), 得到 TW 放大器的增益就是式 (2-2-4)。

我们考虑激光器起振的条件。谐振腔将光束锁在腔内, 使之形成反馈。若要维持激光器的稳态振荡, 需要满足返回光场的振幅与初始透射光场的振幅相等。也就是说衰减倍数与放大倍数应相等。即

$$R_1 R_2 \exp(-2\alpha_{\text{int}} L) \cdot \exp(2gL) = 1 \quad (2-2-6)$$

从而得到阈值增益  $g_{\text{th}}$  表达式

$$g_{\text{th}} = \alpha_{\text{in}} + \alpha_{\text{mir}} = \alpha_{\text{in}} + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{r_1 r_2}\right) = \alpha_{\text{in}} + \frac{1}{2L} \ln\left(\frac{1}{R_1 R_2}\right) \quad (2-2-7)$$

式中  $\alpha_{\text{int}}$  表示增益介质单位长度的吸收损耗。 $\alpha_{\text{mir}}$  是由于解理面反射率小于 1 而导致的损耗。式 (2-2-6) 表示为了维持振荡, 要求起振时阈值增益必须等于或大于谐振腔的总损耗  $\alpha_{\text{in}} + \alpha_{\text{mir}}$ 。

相位条件要求在谐振腔内形成驻波:

$$m\lambda = 2Ln \quad (2-2-8)$$

其中  $m$  为正整数, 表示在腔内振荡的模式数。

## 2.3 半导体激光放大器速率方程

通常人们在研究过程中都是采用半导体激光器速率方程来描述受激辐射状况下腔内光子和载流子之间的相互作用。为了简单起见, 我们只考虑单模半导体激光器。此时速率方程组由两个方程组成。

$$\begin{aligned} \frac{dN}{dt} &= \frac{I(t)}{qV} - \frac{N}{\tau_n} - a(N - N_0) \frac{S}{(1 + \varepsilon S)^b} \\ \frac{dS}{dt} &= \frac{\Gamma \beta N}{\tau_n} - \frac{S}{\tau_{ph}} + \Gamma a(N - N_0) \frac{S}{(1 + \varepsilon S)^b} \end{aligned} \quad (2-3-1)$$

式中  $N$  表示电子 (载流子) 浓度;  $N_0$  表示透明载流子浓度, 所谓透明指的是当净增益为零时的偏置点, 即  $g(N_0)=0$ ;  $S$  为光子密度;  $q$  为电子电量;  $\tau_n$  为自发发射寿命;  $\tau_{ph}$  为腔内光子寿命;  $a$  为微分增益;  $\varepsilon$  为光子增益压缩系数;  $\beta$  为与模式相关的自发发射系数;  $V$  为腔内有源层体积;  $I(t)$  为注入电流强度;  $b$  为指数因子。

半导体光放大器的光功率和啁啾随注入电流  $I(t)$  的变化是由大信号速率方程决定的。

考虑到高速直接强度调制传输系统存在的啁啾，以及忽略在阈值电流以上以单一纵模形式工作的激光器的噪声，从式 (2-3-1) 中可以综合写成如下形式<sup>[34]</sup>：

$$\begin{aligned} \frac{dN}{dt} &= \frac{I(t)}{qV} - \frac{N}{\tau_n} - G(N - N_t)S \\ \frac{dS}{dt} &= \frac{\Gamma\beta N}{\tau_n} - \frac{S}{\tau_{ph}} + \Gamma G(N - N_t)S \\ \frac{d\phi}{dt} &= \frac{1}{2}\alpha\left\{\Gamma v_g a(N - N_t) - \frac{1}{\tau_{ph}}\right\} \\ G &= \frac{g}{1 + \varepsilon S} = \frac{v_g a}{1 + \varepsilon S} \end{aligned} \quad (2-3-2)$$

式中  $\phi$  为光场相位； $\alpha$  为线宽增强因子； $a$  为有源层增益系数； $v_g$  为群速度。该方程组应用于增益阈值之上只有单纵模振荡的情况，且不考虑激光器的噪声。这里认为对应有源层线宽增强因子和有源层增益系数为常数。式 (2-3-2) 中第一个公式为载流子浓度变化方程。注入电流的增加，载流子寿命减小，由增益引起载流子变化减小都会使得载流子浓度增加；第二个公式为光子密度变化公式，它由自发辐射引起的光子数增加，光子寿命引起的光子数的减少和由增益引起的光子数的增加决定。

## 2.4 半导体光放大器中光脉冲传播理论

关于半导体光放大器中光脉冲传播理论的讨论在很多论文中都出现过，一般是把 SOA 假设成简单的二能级系统。这是分析方法对于固体激光器很适用。假定脉冲宽度  $\tau_p$  远大于 SOA 带内驰豫时间（典型值为 1ps 或是更小）。在上述近似条件下，有源区内介质与光场之间的相互作用可以用载流子浓度的速率方程<sup>[37]</sup>来表示：

$$\frac{\partial N}{\partial t} = D\nabla^2 N + \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{a(N - N_0)}{\hbar\omega_0}|E|^2 \quad (2-4-1)$$

式中  $N$  为载流子浓度； $E$  为光场强度； $D$  为半导体的扩散系数； $\tau_c$  为自发复合载流子浓度； $\hbar\omega_0$  为光子能量， $a$  为光放大器微分增益； $N_0$  为透明载流子浓度。

电磁波在放大器中的传输的波动方程为：

$$\nabla^2 E - \frac{\varepsilon}{c^2} \frac{\partial^2 E}{\partial t^2} = 0 \quad (2-4-2)$$

$$\text{且有} \quad \varepsilon = n_b^2 + \chi \quad (2-4-3)$$

式中  $c$  为真空中光速； $\varepsilon$  为介电常数； $n_b$  为有源层的折射率； $\chi$  为电极化率，它表示有源区中载流子对介电常数的影响，是一个关于  $N$  的函数。这个函数非常复杂。在文献<sup>[37]</sup>中，提供了一个简化后的表达式：

$$\chi(N) = -\frac{\bar{n}c}{\omega_0}(\alpha + i)a(N - N_0) \quad (2-4-4)$$

式中  $\bar{n}$  为有效模式指数； $\alpha$  为线宽增强因子，表征 SPM 效应，典型值为 3~8； $N - N_0$  为反转粒子数。

方程 (2-4-1) 到 (2-4-4) 是半导体中光脉冲传播的基本理论模型，在实际应用中需要做若干简化。通常我们考虑的是理想的行波半导体光放大器，假定其有源区尺寸只能保证光放大器单纵模工作，入射光是线偏振的，并且在传输中也保证线偏振，这样可以写出 (2-4-1) 的解：

$$E(x, y, z, t) = \hat{x} \frac{1}{2} \{ F(x, y) A(z, t) \cdot \exp[i(k_0 z - \omega_0 t)] + c.c \} \quad (2-4-5)$$

式中  $\hat{x}$  为单位偏振波矢量； $F(x, y)$  表示波导中的模场分布  $k_0 = \bar{n}\omega_0/c$ ； $A(z, t)$  为  $z$  方向上光脉冲的缓变包络函数。将 (2-4-5) 代入到 (2-4-1) 中，并忽略  $A$  对  $z, t$  的二次微分项，我们得到

$$\frac{\partial^2 F}{\partial^2 x} + \frac{\partial^2 F}{\partial^2 y} + (n_b^2 - \bar{n}^2) \frac{\omega_0^2}{c^2} F = 0 \quad (2-4-6)$$

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{1}{v_g} \frac{\partial A}{\partial t} = \frac{i\omega_0 \Gamma}{2\bar{n}c} \chi A - \frac{1}{2} \alpha_{\text{int}} A \quad (2-4-7)$$

式中  $v_g = c/n_g$  为群速度， $n_g = n + \omega_0 \left( \frac{\partial \bar{n}}{\partial \omega} \right)$  为群折射率，有源层光场限制因子：

$$\Gamma = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F(x, y)|^2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |F(x, y)|^2 dx dy} \quad (2-4-8)$$

解 (2-4-6) 式可以得到横向的模式分布  $F(x, y)$  和有效模式指数  $\bar{n}$ 。解 (2-4-7) 式可以得到在光脉冲包络的振幅  $A(z, t)$  沿放大器长度方向的变化规律。考虑到一般放大器的腔长比较短 ( $L=0.5 \sim 1.2 \text{mm}$ )，典型脉冲  $\tau_p \geq 1 \text{ps}$ ，因此脉冲通过光放大器的时间远小于脉冲比特周期，即  $\left| \frac{\partial A}{\partial z} \right| \gg \frac{1}{v_g} \left| \frac{\partial A}{\partial t} \right|$ ，故可以忽略 (2-4-7) 左边第二项。

考虑到 (2-4-1) 中有源区的宽度  $w$  和厚度  $d$  都远小于半导体材料的扩散长度，因此忽略其扩展项。可以认为载流子浓度在半导体光放大器的横截面上分布是均匀的。因此对源.因此通过对有源层横向上取平均，我们得到了一个很好的近似，于是 (2-4-1) 式可以进一步简化为：

$$\frac{\partial N}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{\hbar\omega_0} |A|^2 \quad (2-4-9)$$

式中增益可以表示为

$$g(N) = \Gamma a(N - N_0) \quad (2-4-10)$$

将上式两边对  $t$  求导得到

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \Gamma a \frac{\partial N}{\partial t} = \Gamma a \left[ \frac{I}{qV} - \frac{N}{\tau_c} - \frac{g(N)}{\hbar\omega_0} |A|^2 \right] \quad (2-4-11)$$

对式 (2-4-9) 求透明时满足的稳态解, 令  $\frac{\partial N}{\partial t} = 0$ , 可得

$$I_0 = qVN_0 / \tau_c \quad (2-4-12)$$

将 (2-4-12) 代入 (2-4-11) 中, 并令  $g_0 = \Gamma a N_0 (I / I_0 - 1)$ , 式中的  $I_0$  为透明时注入电流;  $g_0$  为未饱和小信号增益系数, 于是式 (2-4-11) 可以进一步简化为

$$\frac{\partial g}{\partial t} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{g|A|^2}{\hbar\omega_0 S / \Gamma a} \quad (2-4-13)$$

式中  $S = wd$  为有源层横截面积;  $|A|^2$  表示规范后的功率。定义半导体光放大器的饱和能量

$$E_{sat} = \hbar\omega_0 S / \Gamma a \quad (2-4-14)$$

当光脉冲能量高于  $E_{sat}$  时, 光放大器深度饱和。一般来说, 对于折射率波导半导体光放大器,  $E_{sat}$  的典型值在 5 到 10pJ。

方程 (2-4-7)、(2-4-13) 描述了放大器中脉冲传输的基本规律。为了进一步求解上面的方程, 我们引入随信号而运动的参考坐标系

$$\tau = t - z/v_g \quad (2-4-15)$$

这样一来既便于衡量随着脉冲传输, 对应包络的变化, 又分离了包络函数的幅度和相位。

$$A = \sqrt{P} \exp(i\phi) \quad (2-4-16)$$

式中  $P(z, \tau), \phi(z, \tau)$  分别表示功率和相位。结合 (2-4-7)、(2-4-13)、(2-4-4)、(2-4-10) 可以得到下边一组方程:

$$\frac{\partial P}{\partial z} = (g - \alpha_{int})P \quad (2-4-17)$$

$$\frac{\partial \phi}{\partial z} = -\frac{1}{2} \alpha g \quad (2-4-18)$$

$$\frac{\partial g}{\partial \tau} = \frac{g_0 - g}{\tau_c} - \frac{gP}{E_{sat}} \quad (2-4-19)$$

其中式 (2-4-17) 描述了光功率沿半导体长度方向的变化; 式 (2-4-18) 描述了增益饱和特性与线宽增强因子引起的自相位调制 (SPM) 特性; 式 (2-4-19) 描述了脉冲增益随时间的变化。它们是描述光脉冲在半导体光放大器中传输和变化的基本方程。

## 2.5 光脉冲作用下的增益饱和特性

当求解脉冲在光放大器中传输时, 对方程组 (2-4-17) ~ (2-4-19) 往往采用数值解法。但是如果  $\alpha_{int} \ll g$ , 就有可能给出封闭解。我们假设  $\alpha_{int} = 0$ , 将 (2-4-17) 和 (2-4-18)



沿着半导体光放大器长度方向积分，可以得到

$$P_{out}(\tau) = P_{in}(\tau) \exp[h(\tau)] \quad (2-5-1)$$

$$\phi_{out}(\tau) = \phi_{in}(\tau) - \frac{1}{2} \alpha h(\tau) \quad (2-5-2)$$

式中  $P_{in}(\tau)$  和  $\phi_{in}(\tau)$  为输入光地功率和相位。 $h(\tau)$  表示脉冲波形上每个点在光放大器整个长度的积分增益，表示为

$$h(\tau) = \int_0^L g(z, \tau) dz \quad (2-5-3)$$

我们将 (2-4-19) 沿着半导体光放大器长度方向积分，并用 (2-4-17) 替换  $gP$ ，那么  $h(\tau)$  就是下边微分方程的解：

$$\frac{dh}{d\tau} = \frac{gL - h}{\tau_c} - \frac{P_{in}(\tau)}{E_{sat}} [\exp(h) - 1] \quad (2-5-4)$$

如果给定了输入脉冲波形  $P_{in}(\tau)$  和增益  $g_0L$ ，可以从式 (2-5-4) 中解出  $h(\tau)$ 。再由式 (2-5-1) 就得到了输出功率  $P_{out}(\tau)$ 。

方程 (2-5-2) 描述了输出脉冲的相位变化。根据下式，得到脉冲频谱

$$S(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} [P_{out}(\tau)]^2 \cdot \exp[i\phi_{out}(\tau) + i(\omega - \omega_0)\tau] d\tau \right|^2 \quad (2-5-5)$$

当输入脉冲  $\tau_p$  远小于载流子寿命  $\tau_c$  时，(2-5-4) 右边的第一项可以忽略。对应的物理情景为输入的脉冲脉宽是如此之窄，以至于增益根本来不及恢复。典型的，半导体光放大器  $\tau_c = 0.2 \sim 0.3ns$ ，那么当  $\tau_p < 50ps$  时，符合  $\frac{\tau_p}{\tau_c} \ll 1$ ，方程 (2-5-4) 简化为

$$\frac{dh}{d\tau} = -\frac{P_{in}}{E_{sat}} [\exp(h) - 1] \quad (2-5-6)$$

解方程 (2-5-6) 可以得到解析解<sup>[38]</sup>

$$h(\tau) = -\ln[1 - (1 - G_0) \exp(-\frac{U_{in}(\tau)}{E_{sat}})] \quad (2-5-7)$$

式中  $G_0$  为未饱和增益或小信号增益， $G_0 = \exp(g_0L)$ ； $U_{in}(\tau)$  表示输入光脉冲的部分能量，

$$U_{in}(\tau) = \int_{-\infty}^{\tau} P_{in}(\tau') d\tau' \quad (2-5-8)$$

容易看出  $U_{in}(\infty) = E_{in}$ 。这里的  $E_{in}$  表示输入的脉冲能量。

由式 (2-5-1) 和式 (2-5-7) 可以得到放大器的瞬时增益为

$$G(\tau) = \exp[h(\tau)] = [1 - (1 - G_0) \exp(-\frac{U_{in}(\tau)}{E_{sat}})]^{-1} \quad (2-5-9)$$

上式显示出如下规律：对光脉冲的不同部分，放大器的增益是不同的，与脉冲形状有关。我们考虑两个边界值：脉冲前沿感受到最高增益，因为放大器尚未出现饱和；脉冲后

沿由于整个脉冲已使放大器增益产生了饱和,因而受到的增益最低。这种现象称为瞬态增益特性。从(2-5-9)还可以求出这两个边界值:脉冲前沿或初始未饱和增益  $G(-\infty) = G_0$ , 后沿增益或叫终值增益  $G_f$  可以表示为

$$G_f = G(\infty) = \frac{G_0}{G_0 - (G_0 - 1)\exp(-E_{in}/E_{sat})} \quad (2-5-10)$$

由于整个放大过程是非线性的,因此与输入脉冲相比,输出脉冲变形或失真了。

对于脉冲放大的情形,我们定义能量增益

$$G_E = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{1}{E_{in}} \int_{-\infty}^{\infty} P_{in} \exp[h(\tau)] d\tau \quad (2-5-11)$$

利用初始未饱和增益  $G_0$  和最终增益  $G_f$  改写上式得到:

$$G_E = \frac{\ln[(G_0 - 1)/(G_f - 1)]}{\ln[(G_0 - 1)/(G_f - 1)] - \ln(G_0/G_f)} \quad (2-5-12)$$

我们同时得到一个有用的结论,即  $G_E$  与输入脉冲的波形无关。

图 2-5-1 描述了半导体光放大器在光脉冲 ( $\tau_p \ll \tau_c$ ) 作用下的增益饱和特性。从图中可以看到,随着  $G_0$  的增加,增益饱和曲线在上升。

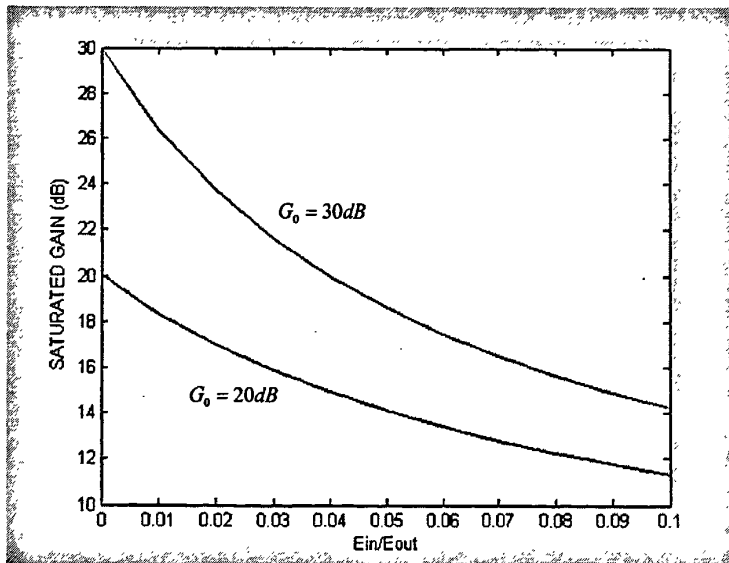


图 2-5-1 半导体光放大器在脉冲工作下的增益饱和特性

## 2.6 本章小结

本章首先以法布里-珀罗谐振腔为物理模型分析了半导体激光放大器的光放大原理,导出了放大器单程非饱和增益以及能够在谐振腔内形成稳态振荡的条件。然后引入半导体激光器速率方程来描述受激辐射状况下腔内光子和载流子之间的相互作用,得到载流子浓度

变化方程。接着由电磁波传输的波动方程推导出半导体激光放大器中光脉冲传输方程。最后从理论上研究了在半导体激光放大器在光脉冲作用下的增益饱和特性。下一章讨论的利用 SOA-XGM 进行波长转换正是利用了 SOA 的增益饱和特性实现的。

## 第三章 基于 SOA-XGM 波长转换器的研究

### 3.1 引言

基于 SOA 的全光波长转换器主要有三种方式, 分别是基于 SOA 的 XGM 特性、XPM 特性以及 FWM 特性。前两者是强度调制增益饱和效应, 后者是混频原理, 它们的基本原理不同。在这几种全光波长转换方法中, 利用 SOA 的交叉增益调制 (XGM) 效应的波长转换器具有转换速率高、结构简单、易于集成、对极化不敏感等许多优点, 越来越受到人们的重视, 一直是近期研究的热点。这些研究主要集中在全光波长转换器的输出信号的消光比、转换后的信号啁啾、信号的转换效率以及噪声和信噪比等特性上。但是基于 SOA-XGM 波长转换器在实际应用中还存在着一些的问题, 比如转换后信号的反转会对系统消光比产生影响, 消光比会出现恶化。原始信号光对转换光还有较大的相位调制, 对转换光引入较大啁啾, 引起码型畸变, 使误码率提高等, 虽然这些都有较好的解决方法, 仍需进一步的研究。

基于 SOA-XGM 波长转换器如图 3-1-1 所示。工作原理如下: 将信号光和连续探测光注入到半导体光放大器中, 当泵浦光处于上升沿时, 载流子密度迅速减小, 放大器的增益将减小, 因此, 信号脉冲为“1”码时, 转化到连续探测光上的信号为“0”。当信号脉冲处于下降沿时, 载流子密度迅速增大, 放大器的增益恢复, 因此, 信号脉冲为“0”码时, 转化到连续探测光上的信号为“1”。这样, 泵浦光上的信号被转化到探测光上。它利用半导体光放大器的增益饱和特性, 将泵浦光和探测光都注入到 SOA 中, 强泵浦光使 SOA 增益发生饱和, 从而使连续的探测光受到调制, 这样, 就把泵浦光上的信号变换到了探测光上, 由于增益饱和效应, 利用 XGM 实现的 AOWC 转换后的信号与原信号是反相的。如图 3-1-2 所示。

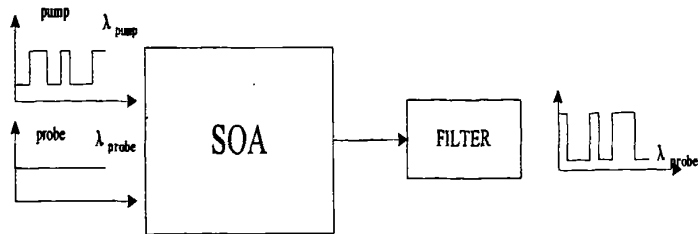


图 3-1-1 SOA-XGM 波长转换原理图

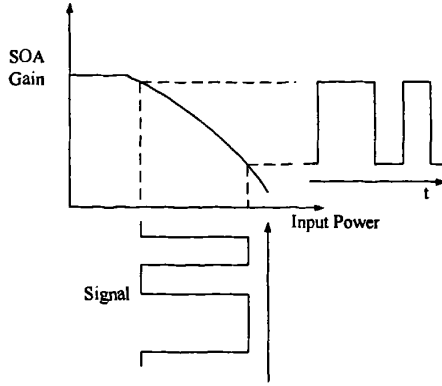


图3-1-2 SOA的增益饱和特性

通常基于SOA-XGM的全光波长转换器有两种工作方式，同向方式和相向方式，本文只对相向方式下的交叉增益型波长转换器的各种特性进行了深入的讨论。得出了许多有用的结论和观点，给后续工作提供了理论基础。

## 3.2 基于 SOA-XGM 波长转换器的数值分析模型

### 3.2.1 动态增益模型

根据第二章的半导体全光放大器的理论分析，我们首先假设放大器的两端是完全透明的，并且只考虑信号光和探测光同向传输的情况，可以得出光在SOA中传输的行波方程为<sup>[39]</sup>：

$$\frac{1}{v_g} \frac{\partial P_i(z,t)}{\partial t} + \frac{\partial P_i(z,t)}{\partial z} = \{\Gamma g_i(N) - \alpha_{int}\} P_i(z,t) \quad (3-2-1)$$

其中  $P_i$  表示信号光或探测光的功率 ( $i=1,2$  分别代表信号光和探测光)， $v_g$  为群速度， $\Gamma$  为模场限制因子， $g_i$  为对应波长  $\lambda_i$  和载流子浓度  $N$  的增益系数， $\alpha_{int}$  为有源层损耗系数。根据第二章推导的简化我们仍然可以认为

$$\frac{1}{v_g} \left| \frac{\partial P_i(z,t)}{\partial t} \right| \ll \left| \frac{\partial P_i(z,t)}{\partial z} \right| \quad (3-2-2)$$

因此，式 (3-2-1) 左边第一项可以忽略不计，于是 SOA 中光波的行波方程简化为

$$\frac{\partial P_i(z,t)}{\partial z} = \{\Gamma g_i(N) - \alpha_{int}\} P_i(z,t) \quad (3-2-3)$$

若认为 SOA 自发辐射、非辐射复合与载流子浓度线性相关，即  $R(N) = N/\tau_c$ ，可以得到载流子速率方程：

$$\frac{\partial N(z,t)}{\partial t} = \frac{I}{qV} - \frac{N(z,t)}{\tau_c} - \sum_i \frac{\Gamma g_i(N) P_i}{h\nu_i A_{cross}} \quad (3-2-4)$$

式中  $I$  为 SOA 偏置电流， $q$  为电子电荷， $V$  为 SOA 有源区体积， $\tau_c$  为自发辐射载流子

寿命,  $h\nu_i$  为光子能量,  $A_{\text{cross}}$  为有源区横截面积。

我们观察 (3-2-4) 式可见主要有两个变量, 一个是  $g_i(N)$ , 另一个是  $N(z, t)$ , 只要找到这两个变量的关系就可以对方程进行求解。

第二章中根据对增益系数  $g$  的讨论知道,  $g$  实际上是和入射光波的波长和腔内载流子的浓度相关的。我们按照二能级系统来分析半导体光放大器, 那么线性增益系数  $g_{\lambda,N}$  具有洛仑兹线型:

$$g_{\lambda,N} = \frac{a(N - N_0)}{1 + \frac{(\lambda - \lambda_N)^2}{(\Delta\lambda_g)^2}} \quad (3-2-5)$$

式中  $\Delta\lambda_g = 80\text{nm}$ , 是对应线性增益系数  $g_{\lambda,N}$  的 3dB 带宽, 取  $\Delta\lambda_g = 80\text{nm}$ ;  $\lambda_N$  为载流子浓度  $N$  对应的增益峰值波长。根据经验, 上式可以用一个二次曲线模拟<sup>[46]</sup>:

$$g = a(N - N_0) - \gamma(\lambda - \lambda_N) \quad (3-2-6)$$

式中系数  $\gamma$  根据经验给出。事实上式 (3-2-6) 只在增益曲线的中心附近拟合效果比较好。离开这个区域, 尤其是在长波段偏差较大。为了更好地体现增益曲线的非对称性, 我们用一个三次曲线来代替二次曲线进行拟合:

$$g = a(N - N_0) - \gamma_1(\lambda - \lambda_N)^2 - \gamma_2(\lambda - \lambda_N)^3 \quad (3-2-7)$$

根据实验结果给出参考系数  $\gamma_1 = 0.074\text{cm}^{-1}\text{nm}^{-2}$ ,  $\gamma_2 = 3.155 \times 10^{-4}\text{cm}^{-1}\text{nm}^{-3}$ 。其中  $\gamma_1$  决定了增益带宽,  $\gamma_2$  决定了增益曲线的非对称性。

输入光被放大的同时, 也在消耗着腔内载流子, 导致增益减小。这会引入增益峰值波长的漂移以及载流子寿命的变化。通常用的增益峰值波长的漂移公式为<sup>[47]</sup>:

$$\lambda_N = \lambda_0 - \kappa_0(N - N_0) \quad (3-2-8)$$

为了与实验数据相符, 取透明时增益峰值波长  $\lambda_0 = 1605\text{nm}$ , 增益峰值波长漂移因子  $\kappa_0 = 3 \times 10^{-17}\text{nm}/\text{cm}^3$ 。

另外, 载流子寿命将影响 SOA 的光放大能力。根据载流子浓度可以拟合出载流子寿命:

$$\tau_N^{-1} = A + BN + CN^2 \quad (3-2-9)$$

式中  $A$ 、 $B$ 、 $C$  分别为非辐射复合、双分子复合和俄歇复合系数, 与有源区介质有关。

### 3.2.2 分段仿真模型

光脉冲在 SOA 内部传输过程中, 纵向载流子浓度、光子密度、和折射率是不断变化的。因此, 为了能更精确的描述交叉增益调制的物理过程, 本节采用分段模型进行系统仿真。

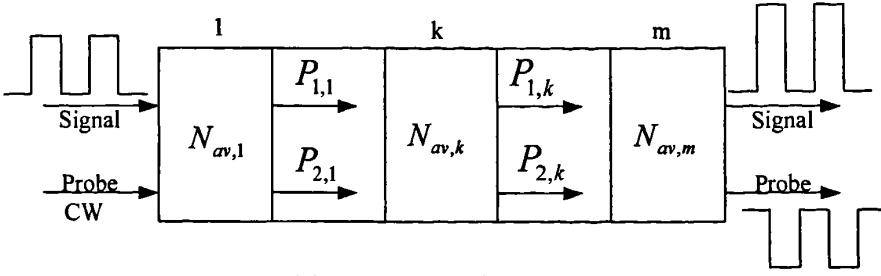


图 3-2-1 分段模型

如图 3-2-1 所示，把 SOA 沿纵向分成  $m$  段，每一段中的载流子浓度认为不随  $z$  坐标变化。为了利用 (3-2-4) 式求得第  $k$  段的平均载流子密度  $\bar{N}_k(t)$  随时间的变化情况，其中的光功率  $P_i$  也要用第  $k$  段的平均光功率  $\bar{P}_i$  来表示。在第  $k$  段中，信号光和探测光的平均光功率为

$$\bar{P}_{i,k} = \frac{1}{\Delta L} \int_0^{\Delta L} \bar{P}_{i,k-1} \cdot \exp\{[\Gamma g_i(N_{av,k}) - \alpha_{int}]z\} dz = \frac{G_k - 1}{\ln(G_k)} P_{i,k-1} \quad (3-2-10)$$

其中  $G_k = \exp\{[\Gamma g_i(N_{av,k}) - \alpha_{int}]\Delta L\}$ ， $\Delta L$  是每段的长度， $P_{i,k-1}$  为第  $k-1$  段 SOA 输出的光功率。具体计算方法如下：从第 1 段开始，设初始输入信号光为  $P_{1,0}(t)$ ，探测  $P_{2,0}(t)$ ，把它们代入到 (3-2-10) 中计算出第 1 段平均光功率  $\bar{P}_{1,1}$  和  $\bar{P}_{2,1}$ ，再把  $\bar{P}_{1,1}$  和  $\bar{P}_{2,1}$  代入到 (3-2-4) 中，那么微分方程 (3-2-4) 中只包含一个未知数  $\bar{N}_1(t)$ 。对方程使用 4 阶龙格-库塔法进行数值求解，就可得到第 1 段 SOA 中平均载流子浓度  $\bar{N}_1(t)$ ，把它代入到 (3-2-3) 式就可以求得通过第 1 段 SOA 后的信号光功率  $P_{1,1}(t)$  和探测光功率  $P_{2,1}(t)$ 。再把  $P_{1,1}(t)$ 、 $P_{2,1}(t)$  作为第 2 段 SOA 的输入光，依此类推就可以得到最终 SOA 的转换信号。在实际仿真的过程中，是先算出整个脉冲通过第 1 段 SOA 后的波形，然后以此为新的输入光再计算通过第 2 段的波形，以后以此类推。这样处理的好处是可以很方便地检测出光波通过每段 SOA 后的波形变化。将 SOA 沿长度均分成 10 段，参照采用 InGaAs/InP 材料制成的 SOA，仿真计算所需参数由表 3-1 给出。其中微分折射率系数将在后面用于计算转换啁啾。本文采用高斯脉冲来模拟实际的光脉冲。

表 3-1 半导体光放大器参数

描述	符号	数值	单位
半导体光放大器腔长	L	1000	$\mu\text{m}$
透明载流子浓度	$N_0$	$0.87 \times 10^{18}$	$\text{cm}^{-3}$
材料损耗	$\alpha_{\text{int}}$	20	$\text{cm}^{-1}$
有源层横截面积	$A_{\text{cross}}$	0.25	$\mu\text{m}^2$
光场限制因子	$\Gamma$	0.3	
微分增益系数	a	$2.55 \times 10^{-16}$	$\text{cm}^2$
材料增益系数	$\gamma_1$	$7.43 \times 10^{18}$	$\text{m}^{-3}$
	$\gamma_2$	$3.155 \times 10^{25}$	$\text{m}^{-4}$
	$\kappa_0$	$3 \times 10^{-32}$	$\text{m}^4$
载流子寿命	$\tau_c$	100	ps
非辐射复合常数	A	$1 \times 10^8$	$\text{s}^{-1}$
双分子复合常数	B	$2.5 \times 10^{-11}$	$\text{cm}^3 \text{s}^{-1}$
俄歇复合常数	C	$0.940 \times 10^{-28}$	$\text{cm}^6 \text{s}^{-1}$
群速度	$v_g$	$7.5 \times 10^7$	m/s
微分折射率系数	dn/dN	$-1.2 \times 10^{-26}$	$\text{m}^3$

### 3.3 基于 SOA-XGM 波长转换器的特性的分析

#### 3.3.1 啁啾特性

光在半导体光放大器中传输时，受激辐射引起载流子密度不断变化，从而导致折射率本身变化，光的相位也就发生了变化。因此探测光的相位变化是探测光的自相位调制和信号光的交叉相位调制共同作用的结果。波长转换过程中，SOA-XGM型波长转换器会使信号在波长转换后附加较大的啁啾，通过SOA后的转换光脉冲会在其上升沿和下降沿产生蓝移和红移，这在高速传输的通信系统中会带来因色散而导致的脉冲展宽问题<sup>[42]-[51]</sup>。

不考虑光源自身的啁啾对系统产生的影响，即假设信号光和探测光都是无限窄的，根据前面半导体光放大器的理论分析和分段动态模型，结合文献得出输出光相位沿着光传输方向的相位变化为：

$$\frac{d\Phi}{dz} = -\frac{1}{2}\Gamma\alpha g \quad (3-3-1)$$

经过每段SOA，探测光的附加啁啾为：

$$\Delta\nu = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi}{dt} = \frac{1}{4\pi} \Gamma \int_0^L \left( \frac{d\alpha}{dt} g + \frac{dg}{dt} \alpha \right) dz \quad (3-3-2)$$

其中 $\alpha$ 为线宽增强因子，表示为：

$$\alpha = -\frac{4\pi}{\lambda} \left( \frac{dn}{dN} / \frac{dg}{dN} \right) \quad (3-3-3)$$



$\frac{dn}{dN}$  表示折射率系数随载流子密度的变化,  $\frac{dg}{dN}$  表示增益系数随载流子密度的变化, 将

$$\text{公式 (3-3-3) 对 } N \text{ 求导, 得: } \frac{dg}{dN} = a - 2k_0\gamma_1(\lambda - \lambda_N) + 3k_0\gamma_2(\lambda - \lambda_N)^2 \quad (3-3-4)$$

把式 (3-3-4) 代入 (3-4-3), 可求出  $\alpha$ , 把  $\alpha$  对  $t$  求导, 有:

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{dn}{dN} \left(\frac{dg}{dN}\right)^{-2} \frac{d(dg/dN)}{dt} \quad (3-3-5)$$

再对式 (3-3-4) 对  $t$  求导, 得到:

$$\frac{d(dg/dN)}{dt} = -2k_0^2\gamma_1 \frac{dN}{dt} + 6k_0^2\gamma_2(\lambda - \lambda_N) \frac{dN}{dt} \quad (3-3-6)$$

利用 SOA 中载流子满足速率方程和 (3-3-5), 由 (3-3-6), 可求出  $\frac{d\alpha}{dt}$ 。

又因为:

$$\frac{dg}{dt} = \frac{dg}{dN} \frac{dN}{dt} \quad (3-3-7)$$

把 (3-3-5), (3-3-7) 和 (3-3-3) 式代入 (3-3-2) 式, 可求得转换后信号光总的转换啁啾。

为了系统仿真, 我们取一组随即高斯脉冲序列进行计算机仿真。取 30 个序列为 [1001111010010101010101001101], 码率为 10Gbit/s, 半导体光放大器的参数如表 3-1 所示。利用动态模型得到输入信号光、转换信号及其啁啾随时间的变化曲线。如图 3-3-1。

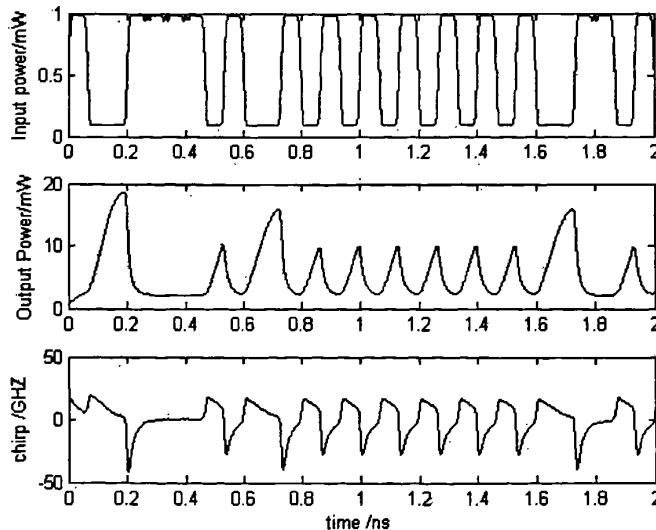


图3-3-1 输出信号脉冲对应的啁啾曲线图

从图中我们可以看出, 输入信号光与输出信号光幅度反相。在输出信号的上升沿和下降沿分别产生了啁啾, 且上升沿产生正啁啾, 下降沿产生负啁啾, 这种正负啁啾的存在

会使信号在传输过程中展宽。从图中可以看出，上升沿的正啁啾值基本相同，而下降沿的啁啾则与转换后码序列有关，若是单个“1”码，则啁啾峰值较大，若是连续的“1”码，则产生的啁啾峰值较小，这种差异随着信号速率的增加而更加明显。这是因为增益恢复时间比信号码元周期时间长时，如果是单个“1”码，增益没有完全恢复时，下一个比特已经到来，这时候对应的放大器增益小，因此转换后信号功率很低。从“0”码到“1”码，转换后光功率变化很大，所以下降沿啁啾很大；如果是连续的“1”码，第一个“1”码使转换光功率减小，之后两个“1”码的间隙使增益有所恢复，紧接着第二个“1”码到来，使转换光功率再次减小，第二个“1”码导致的转换光功率变化不大，所以产生的啁啾比较小。

下面取输出脉冲序列中正啁啾和负啁啾的峰值进行研究，文中提到的啁啾均指峰值啁啾。

### 1) 信号光功率、探测光功率与转换啁啾的关系

信号光波长取1568nm,探测光波长取1550nm,输入消光比取10dB,注入电流为80mA,信号速率取10Gbit/s, 半导体光放大器其它参数见表3-1, 得出转换啁啾与输入信号光功率的关系如图3-3-2。

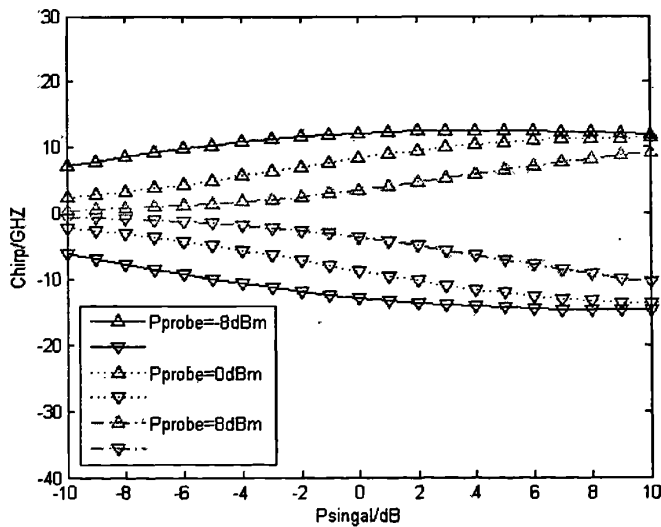


图3-3-2信号光功率、探测光功率与转换啁啾的关系

根据所得曲线我们可以得到一些结论：随着信号光功率的不断增大，转换啁啾会不断的增大，但是增加的幅度会慢慢变小，渐渐趋于饱和。这是因为信号光功率的不断增加，半导体腔内的载流子密度变化就非常明显，对探测光的功率造成很大影响，产生很大的啁啾。另外一个明显的特点是随着探测光功率的增加，转换啁啾会减小，这个不难理解，在信号光和探测光共同影响载流子密度的情况下，探测光功率的增大使信号光对载流子的影响减小，进而引起转换啁啾的变小。

## 2) 偏置电流和信号速率与啁啾的关系

信号光波长取1568nm,光功率取0dB,探测光波长取1550nm,光功率取-3dB,输入消光比取10dB,半导体光放大器其它参数见表3-1,得出转换啁啾与偏置电流和信号速率的关系,如图3-3-3。

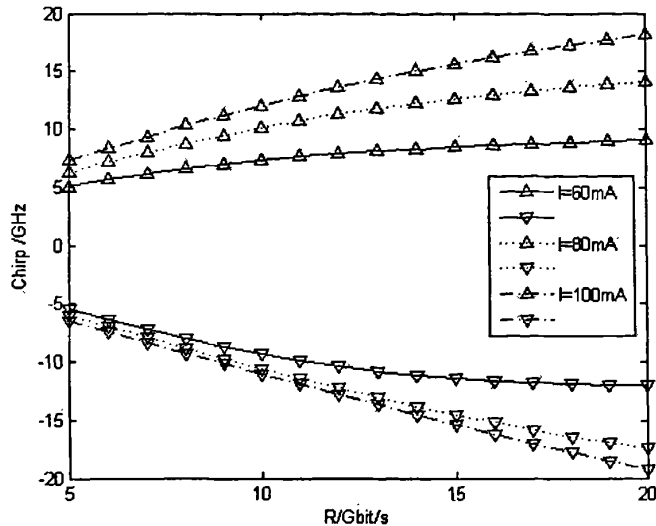


图3-3-3 偏置电流和信号速率与啁啾的关系

由曲线看出:第一,随着信号速率的不断提高,转换啁啾是不断增大的,但这种增加很缓和,特别是在速率越高时这种增加已经趋于饱和,这是由于信号速率的提高使腔内载流子密度的变化越来越快,由载流子密度变化引起的啁啾也相应的增加,如果速率过快,但是载流子是有恢复时间的,当恢复时间跟不上码率的时候,这种由速率引起的啁啾效应就不是很明显了。第二,转换啁啾随注入电流的增大而增大,这是很明显的,注入电流增大,载流子密度增大,半导体放大器的增益增大,啁啾也就增大。

## 3) 信号波长和输入消光比与啁啾之间的关系

探测光波长取1550nm,光功率为-3dB,注入电流为80mA,信号速率取10Gbit/s,半导体其它参数见表3-1,得到转换波长差和输入消光比与啁啾之间的关系,如图3-3-4。

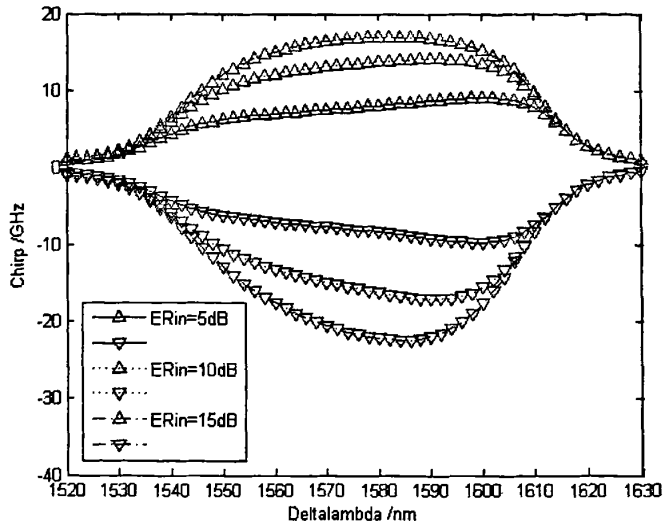


图3-3-4 信号波长和输入消光比与啁啾之间的关系

此曲线和前面两个曲线不同，已经不是近线性关系。消光比为 5dB，当信号光波长为小于 1605nm 时，转换啁啾随着信号波长的增加而增加，信号波长大于 1605nm 时，啁啾随着信号波长的增加而减小。在消光比为 10dB 的时候，信号光波长小于 1595nm 处，转换啁啾随波长增加而增加，在大于 1595nm 处，啁啾随着信号波长增加而减小。消光比为 15dB 时由同样的结论。可见不同的消光比对应着不同波长处的最大啁啾。消光比增加时，对应着最大啁啾的波长向着短波长处移动，因此这是一个有用的结论，在综合考虑的情况下，可以通过选择合理消光比来避免最大啁啾的产生。

另外比较曲线可以，总的趋势是消光比增大，转换啁啾也跟着增大。道理也很明显，消光比越达，对应着信号的“1”的功率就越高，“0”信号的功率就越小，信号在“1”时消耗的载流子也就越多，“0”信号消耗的载流子就越少，总的载流子浓度变化就剧烈，引起啁啾增大。

### 3.3.2 消光比特性

光通信系统一个重要的衡量系统性能的参数就是消光比。高输出的消光比有利于信号的解复用和判决，减小系统的误码率，也是半导体全光放大器一个重要的参数。

信号比特流可以认为是由一系列“1”信号和“0”信号组成的。初始的信号光可表示为  $P_{1,0}\{P_{1,0}^0, P_{1,0}^1\}$ ，“0”“1”表示脉冲中的“0”、“1”码，其消光比表示为：

$$ER_m = 10\lg\left(\frac{P_{1,0}^1}{P_{1,0}^0}\right) \tag{3-3-8}$$

根据交叉增益调制波长转换的特点，转换后光刚好与原来信号光相反，即原信号光为“0”码时，转换后光为“1”，若原信号光为“1”码，转换后光为“0”码。转换后的输出光信号可表示为  $P_{2,0}\{P_{2,0}^0, P_{2,0}^1\}$ ，其消光比表示为：

$$ER_{out} = 10 \lg \left( \frac{P_{2,m}^0}{P_{2,m}^1} \right) \tag{3-3-9}$$

通过上式即可求出转换光的消光比。

1) 不同探测光功率下转换消光比与输入信号的关系

信号光波长取1568nm,光功率取0dB,探测光波长取1550nm, 光功率取-3dB,输入消光比取10dB,注入电流为80mA, 信号速率为10Gbit/s,其它参数与上相同, 得到曲线如图3-3-5。

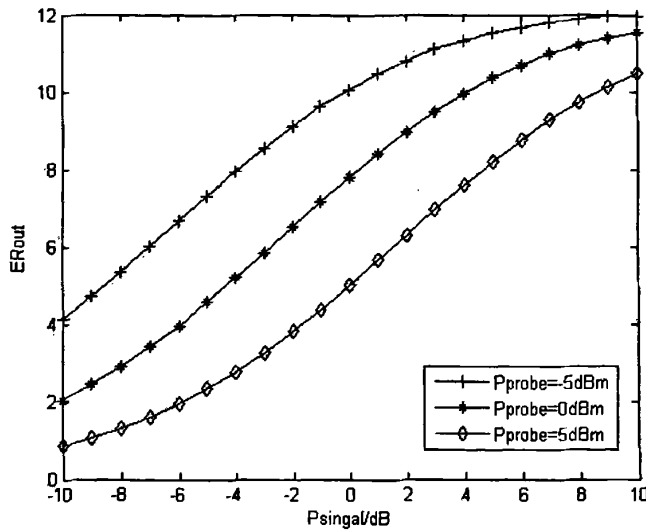


图3-3-5 不同探测光功率下转换消光比与输入信号的关系

根据曲线我们可以看到转换消光比随着信号功率的增大而增大，这对系统的性能是好的。但是在信号功率一定的情况下，转换消光比和探测光的功率成反比，探测光功率越大，系统消光比越小，这对系统性能是不好的。此有用的结论，为我们的系统设计提供了理论基础，为了取得好的系统性能，尽量取大的信号光功率和小的探测光功率。

2) 不同输入消光比，转换消光比与输入信号功率的关系

系统参数和上同，得到关系曲线如图 3-3-6。输出消光比除了随信号光功率的增大而增大外，还随着输入消光比的增大而增大，这又是提高系统性能另外一个措施，尤其是输入信号的消光比很大的时候这种效果更加明显。

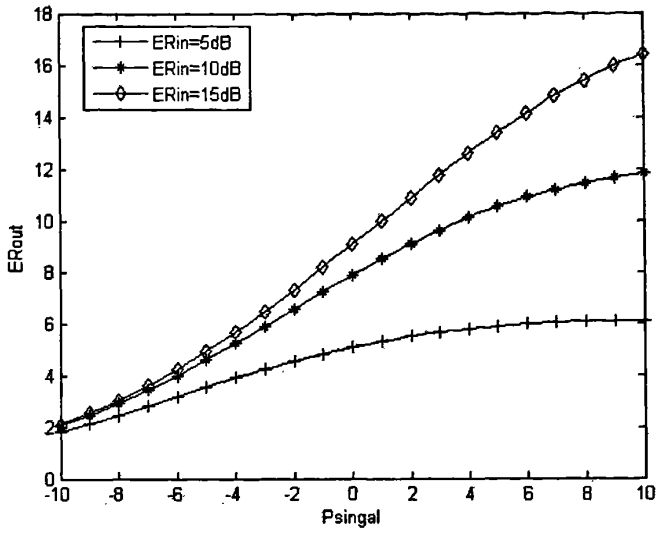


图 3-3-6 不同输入消光比，转换消光比与输入信号功率的关系

3) 输出消光比与输入信号光波长的关系

半导体全光放大器的参数和上取相同的条件下得到曲线如图 3-3-7。可见对于一定的信号光功率都有一个最大的消光比输出，我们发现曲线的两个沿的陡度不一样，短波长方向较平缓，长波长方向较陡，这就是半导体光放大器增益不对称性的体现。波长向下转换的消光比要优于向上转换的消光比。另外不同的信号光功率都存在特定的波长对应最大的消光比，我们称这个波长为最佳波长，并且随着输入光功率的不断增加，最佳波长会向长波长方向移动。

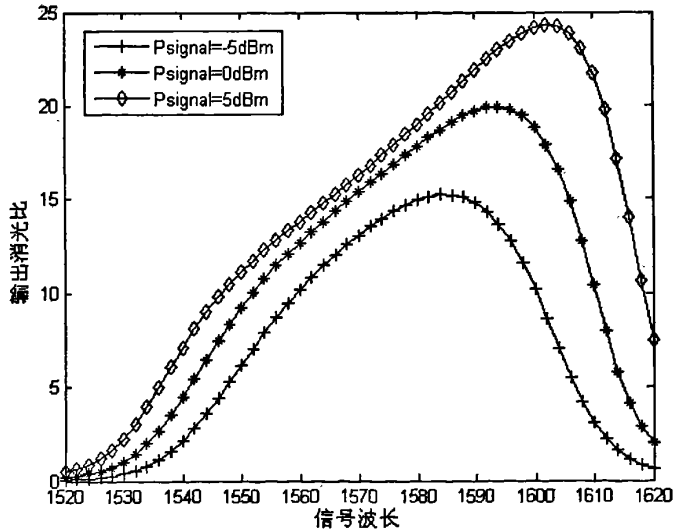


图 3-3-7 不同信号光功率下消光比随信号波长得关系

4) 输出消光比与信号速率和注入电流的关系

影响输出消光比的因素有许多，除了以上的因素外还有信号的速率和注入电流等因

素。整体来看,随着信号速率的增大,转换光消光比是逐渐减小的,在速率较低时,转换光的消光比受偏置电流的影响不大,而在高速率时,消光比受偏置电流的影响比较明显,可以看出,偏置电流越大,转换光的消光比越大。

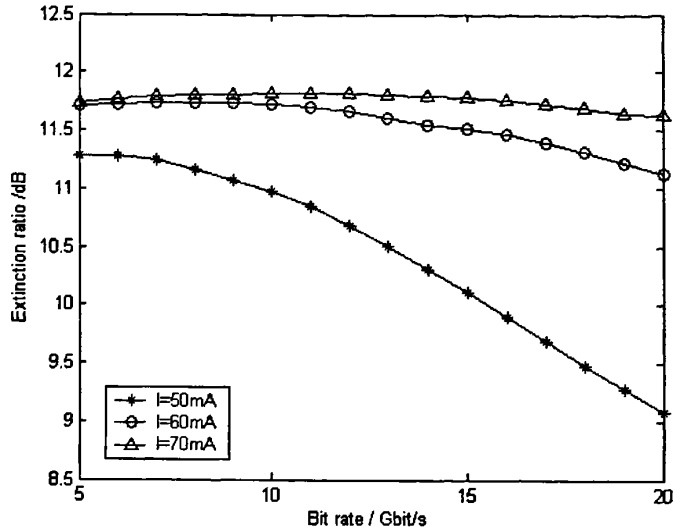


图 3-3-8 不同偏置电流时,转换光的消光比与信号速率的关系

### 3.3.3 半导体光放大器的平均功率转换效率

转换效率是衡量半导体光放大器的另一个重要参数,它一般用平均功率的转换效率来描述,它定义为转换输出信号平均功率与注入探测光平均功率的比值。

图 3-3-9 描述了不同探测光功率条件下的转换效率随信号光功率的变化。由曲线可知随着信号光功率的不断增加,转换效率是不断减小的,并且出现负值。信号光功率一定的情况下,增加探测光的功率会提高转换效率,根据转换效率的定义这里不难理解。

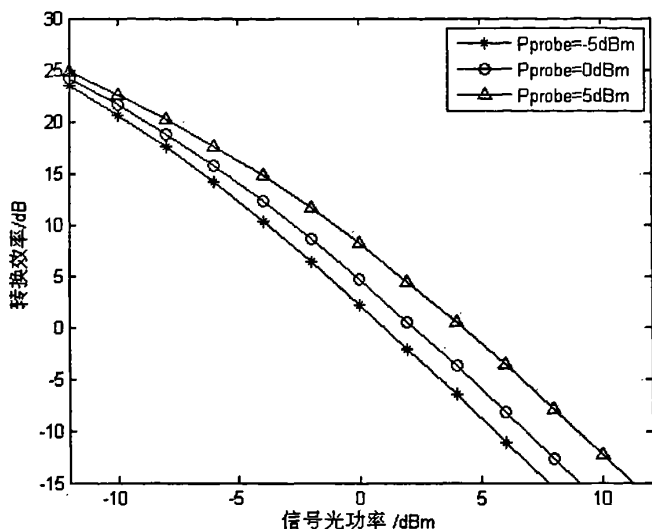


图 3-3-9 不同探测光功率条件下的转换效率随信号光功率的变化

在探测光功率一定的情况下，转换效率还与波长间隔有关系，这里的波长间隔指  $\Delta\lambda = \lambda_{signal} - \lambda_{probe}$ 。输入消光比取 10dB，探测光峰值功率取 -3dB，得到不同信号光功率条件下，转换特性与波长间隔的关系，如图 3-3-10。波长间隔越大转换的效率就会越低，波长间隔越小转换效率越高，信号光波长在探测光波长附近有最大的转换效率，这是因为半导体光放大器的增益和波长间隔是有关系的，波长间隔越小增益越大，经半导体放大器的探测光功率就越大，转换效率就高。

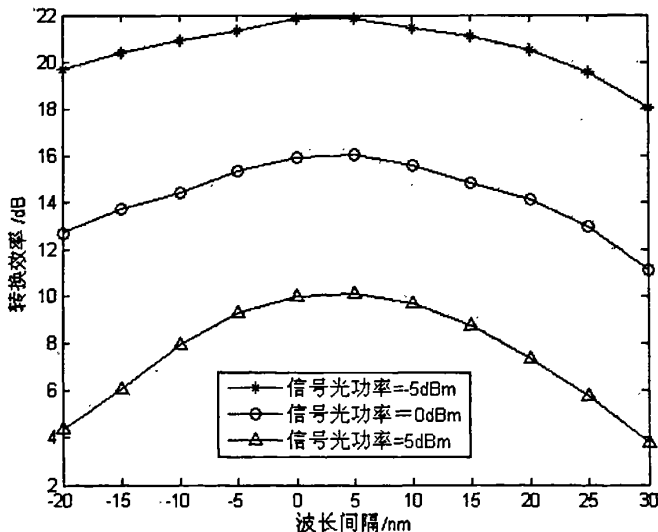


图 3-3-10 不同信号光功率条件下，转换效率与波长间隔的关系

### 3.4 双级联的 SOA 的性能研究

前文我们提到经 SOA 后的信号的幅度会反转，这会引起输出消光比的严重恶化，使



转换信号质量下降，目前最好的解决方法就是采用双级联的 SOA 结构，本文在前面研究的基础上对双级联的 SOA 的消光比特性做了一些探讨，关于双级联 SOA 对系统性能的影响将在下章节进行详细的讨论。

图 3-4-1 给出了双级联 SOA 和单 SOA 的波形和转换啁啾的比较。实线对应单个 SOA，虚线对应两个 SOA。信号码率取 10Gbit/s，两个 SOA 的参数相同，在仿真时输入信号光功率取相同的功率，在第二个 SOA 前没有加入功率控制器，所以功率会继续被放大。但是转换后的信号从“1”码到“0”码的时候，经双 SOA 输出的波形边沿变的陡峭，显然会对信号转换后的消光比产生正面影响，提高输出消光比，最高可达约 6dB。不利的一面是会产生更大的转换啁啾。

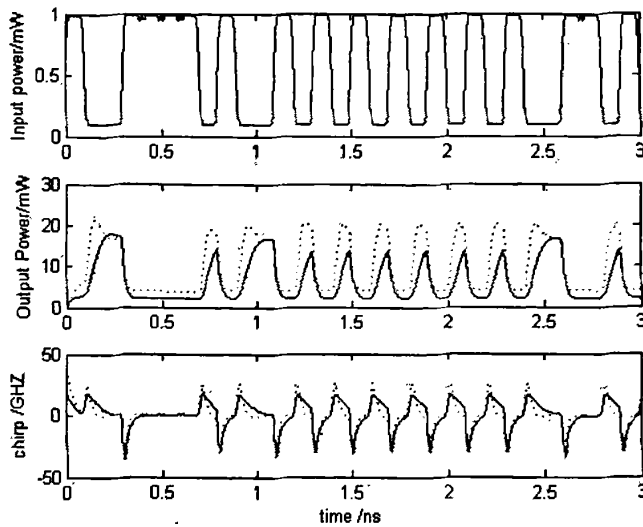


图 3-4-1 单 SOA 和双 SOA 输出波形和啁啾的比较

图 3-4-2 给出了不同输入信号光功率下的输出消光比的曲线，图 3-4-3 给出了不同输入探测光功率下的输出消光比曲线，图 3-4-4 不同输入信号消光比下的输出消光比曲线。从下面这三个图的对比我们可以看出，采用级联 SOA 的方式可以明显的改善输出信号的消光比特性。尤其是在输入信号光功率较大，探测光功率较小，输入信号消光比较大的时候输出消光比的改善很明显。

但是采用级联 SOA 的方式也会对系统产生一些不利的影 响，比如会增大啁啾，降低转换的效率等等，所以在系统实际应用是要综合考虑各种因素。限于篇幅本文对这些不作详细讨论，读者可参考相关文献。

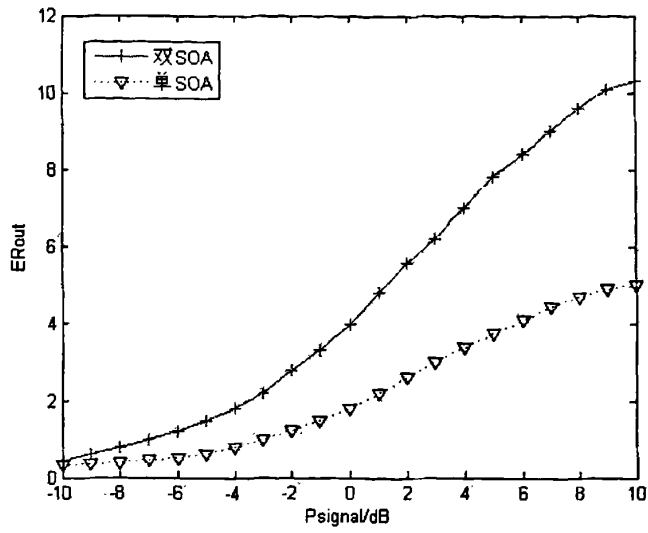


图 3-4-2 不同输入信号光功率下的输出消光比曲线

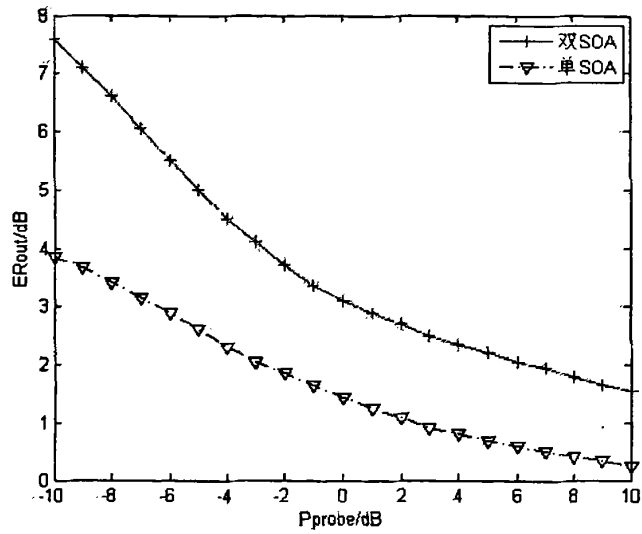


图 3-4-3 不同输入探测光功率下的输出消光比曲线

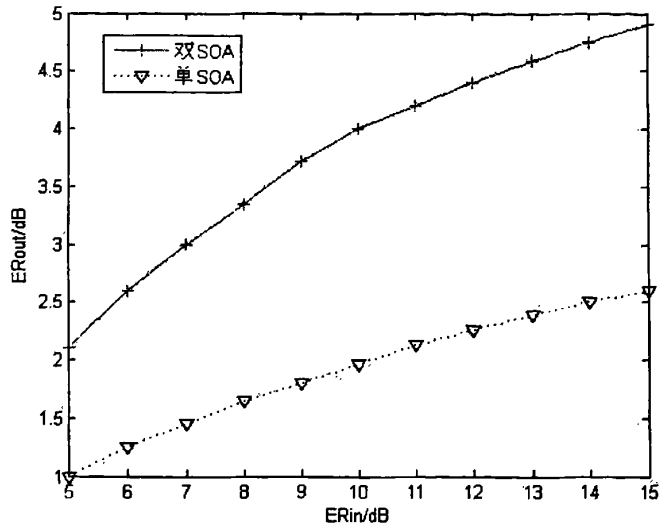


图 3-4-4 不同输入信号消光比下的输出消光比曲线

### 3.5 本章总结

本章分析了 SOA-XGM 效应波长转换原理，建立了 SOA 的动态增益模型，然后采用分段法对建立的模型进行计算机仿真。包括 SOA 的消光比、啁啾、转换效率等在内的转换特性进行了分析，比较了各因素对它们的影响，得到了一些结论。

增大信号光功率，减小探测光功率，选择最佳消光比信号光波长，增加输入光消光比，降低较低转换速率，增大偏置电流等措施可以增加输出消光比

减小信号光功率，增大探测光功率，降低偏置电流，降低输入光消光比等可以降低转换啁啾。

减小信号光功率，增大探测光功率，增大偏置电流等可以增加转换效率。

最后采用了双 SOA 级联的方法来改善转换光输出消光比，但是采用双 SOA 级联的方法需要付出一些增加正啁啾和降低转换效率的代价。但在一定程度上会增加系统设备的复杂性。

## 第四章 WDM/OTDM/WDM 系统数值分析模型

### 4.1 引言

WDM 和 OTDM 是提高光纤通信带宽的两种有效方法，都是全光网不可分割的组成部分。OTDM 是通过将信号光时分复用到通信线路上，极大的提高了通信系统速率容量，采用 WDM/OTDM 复合传输系统可以充分利用光纤容量资源，实现超高速率超大容量通信。本章在第三章研究的基础上利用半导体光放大器在波长转换方面的应用首先建立了 WDM 信号到 OTDM 信号的转换模型，把两路 10Gbit/s 的 WDM 信号（波长分别为 1558nm 和 1562nm）复合成一路 20Gbit/s 的 OTDM 信号，并计算机仿真了 OTDM 信号误码率随探测光功率、信号消光比、注入电流以及信号速率等之间的关系，重点比较了单个 SOA 和级联的 SOA 对系统性能的影响。接下来考虑信道的非线性 and 色散因素，采用分步傅立叶方法模拟了信号的传输系统性能，并利用色散补偿光纤对信号进行了色散补偿，并对色散补偿前后的信号眼图进行了比较。在信号的接收端再次利用 SOA 的 XGM 特性对信号进行了解复用。

整个过程主要分为三个步骤，分别是信号的复用，传输和解复用，系统结构图如图 4-1-1 所示。

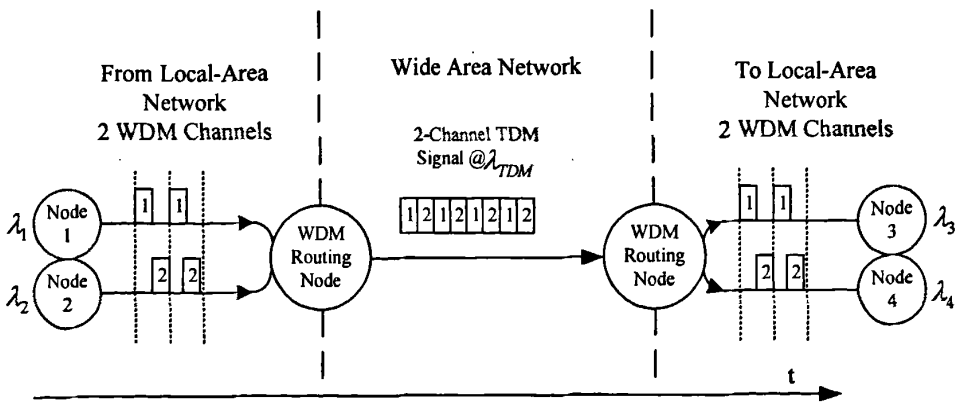


图 4-1-1 系统复用、传输、解复用原理图

### 4.2 WDM-to-OTDM 信号转换

采用 WDM/OTDM 复合传输系统可以充分利用光纤容量资源，实现超高速率超大容量通信。在未来多媒体用户接入网中 OTDM 技术与 DWDM 技术相结合(OTDM/DWDM)，可以发挥各自的优势以获得更高的通信速率及更多的用户数，是一项具有美好应用前景的技

术。

WDM 技术相比 OTDM 技术有优势也有挑战。但这种技术的实现以 WDM-to-OTDM 的信号转换为关键，它即可以降低因 WDM 信号光功率过大而产生的非线性对系统性能的影响，又可以节省光纤成本，相比其它是一种极具应用前景的技术。原理图如图 4-2-1 所示。为了简单描述，本文只考虑两路光信号的复用，多路信号的复用请读者参考其它文献。基本原理为：两路同步的归零码 (RZ) 以  $R_b$  的速率和一路连续探测光一起输入到 SOA 中。SOA 的 XGM 效应使得两路信号轮流调制连续探测光，这样一来，两路 RZ 码就转换成了一路非归零码 (NRZ)，并且以  $2R_b$  的码率输出，探测光就反相携带了两路信号光的信息，实现了 WDM 信号到 OTDM 信号的转换。这里要提到的是输出的信号光和输入信号光的占空比是有密切关系的。并且由归零码转换到了非归零码。

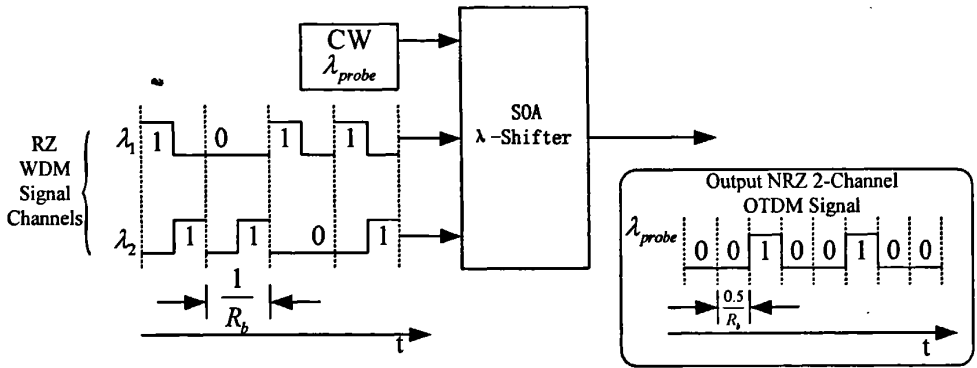


图4-2-1 WDM到OTDM信号转换原理图

我们取两路信号光脉冲进行计算机模拟。光波长分别取为1558nm和1562nm，码率取10Gbit/s，输入信号消光比为10dB，两路信号光功率都取0dB，探测光功率取-3dB,占空比为0.5。计算机模拟的输入、输出信号和转换啁啾如图4-2-2所示。

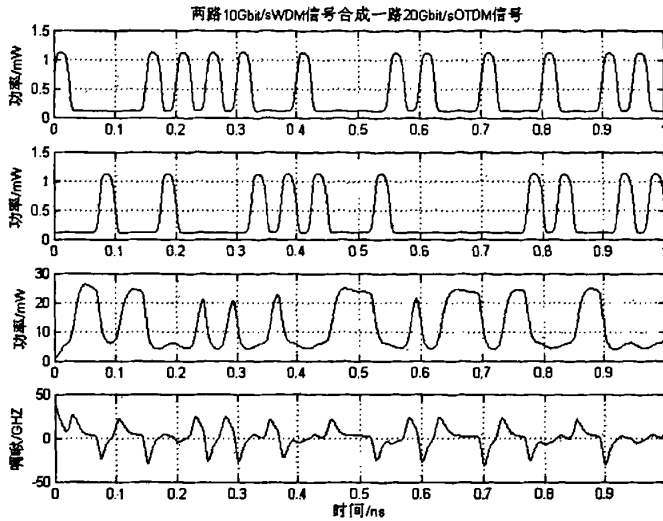


图4-2-2 WDM-to-OTDM信号转换后的曲线和啁啾关系

根据曲线图看到，输出信号光确实携带了信号光1和信号光2的信息，信号光1的信息出现在输出光信号的前半个码元内，信号光2的信息出现在输出信号光的后半半个码元周期内，输出信号码率为20Gbit/s。另外可以看到在同一个码元周期内如果是同‘0’，或者同‘1’的话，转换后的信号光在功率上会有小的波动，这是由于载流子积累的结果。

### 4.2.1 信号眼图的分析

人们常用眼图来分析接收机收到信号的优劣。眼图对于展示数字信号传输系统的性能提供了很多有用的信息：可以从图中看出码间串扰的大小和噪声的强弱，有助于直观地了解码间串扰和噪声的影响，评价一个基带系统的性能优劣将输出信号接入示波器，如果将示波器扫描周期调整到信号周期的整数倍（例如  $3T_b$ ），显然示波器将被同步，屏幕上的信号图形将稳定下来，显示出类似图 4-2-3 所示的像人眼一样的图形。

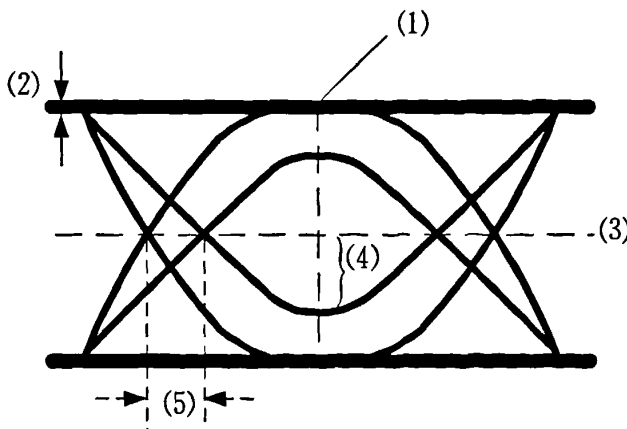


图 4-2-3 眼图示意图

当存在噪声时，噪声将叠加在信号上，观察到的眼图的线迹会变得模糊不清。若同时存在码间串扰，“眼睛”将张开得更小。与无码间串扰时的眼图相比，原来清晰端正的细线迹，变成了比较模糊的带状线，而且不很端正。噪声越大，线迹越宽，越模糊；码间串扰越大，眼图越不端正。

我们随即取两组的脉冲序列，速率为 10Gbit/s，输入消光比为 10dB，信号光功率为 -3dB，探测光功率为 0dB，给出了经过信号转换后的输出信号的眼图。

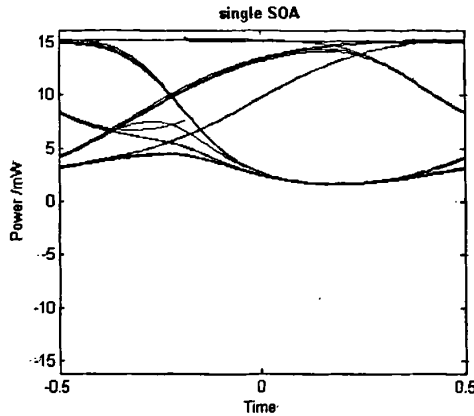


图 4-2-4 WDM 信号经单个 SOA 后的 OTDM 信号眼图

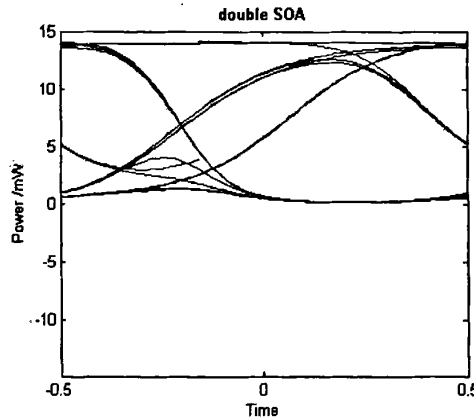


图 4-2-5 WDM 信号经两个 SOA 后的 OTDM 信号眼图

### 1) 最佳抽样时刻的变化

最佳抽样时刻应在“眼睛”张开最大的时刻。在分析连续信号光脉冲序列转换特性时，转换光上升沿过冲比下降沿大，直接导致了最佳抽样时刻发生延迟。而这种延迟随着信号光功率的增加而减小。这主要是因为大的信号光导致载流子大量消耗，上升沿过冲和下降沿差别不增大。

### 2) 最大信号畸变

在抽样时刻上，眼图上下两分支阴影区的垂直高度，表示最大信号畸变。显然随着输入光功率的增大最大信号畸变在减小。

### 3) 判决门限

眼图中央的横轴位置对应判决门限功率。随着输入光功率的增大，眼图振幅的最大值和最小值都在降低。这是因为当载流子被信号光大量消耗的时候，可供探测光消耗的载流子减少，因此放大效果变差。注意到判决门限的下降速度快于眼图整体的下降速度。这不利于对于信号的探测和判断。

### 4) 噪声容限

在抽样时刻上，上下两分支离门限最近的一根线迹至门限的距离表示各相应电平的噪声容限，噪声瞬时值超过它就可能发生错误判决。显然随着输入光功率的增大，噪声容限变小，也可以认为噪声功率开始接近探测光功率。这当然不是我们希望得到的结果。

### 5) 过零点畸变

对于利用信号过零点取平均来得到定时信息的接收系统，眼图倾斜分支与横轴相交的区域的大小，表示零点位置的变动范围，这个变动范围的大小对提取定时信息有重要的影响。

## 4.2.2 WDM-to-OTDM 信号转换后误码率的分析

误码率是衡量数据在规定时间内数据传输精确性的指标，是最常用的数据通信传输质量指标。之前讨论过的输入消光比、转换效率、噪声都对误码率产生影响。也就是说考察误码率可以将以上具体的转换特性进行综合考虑，找出影响误码率的具体因素之间的关系，从而对相关参数进行优化，使得误码率最小，系统性能最好。

将 SOA 等效成一个光发射机的误码率分析模型如图 4-2-6。系统中采用 SOA 作为数据格式转换器之后，可以将发射机和转换器等效为点到点通信系统中的发射机。那么转换器的输出光信号的波形、消光比、啁啾、噪声特性就等价于发射机的相关输出特性。

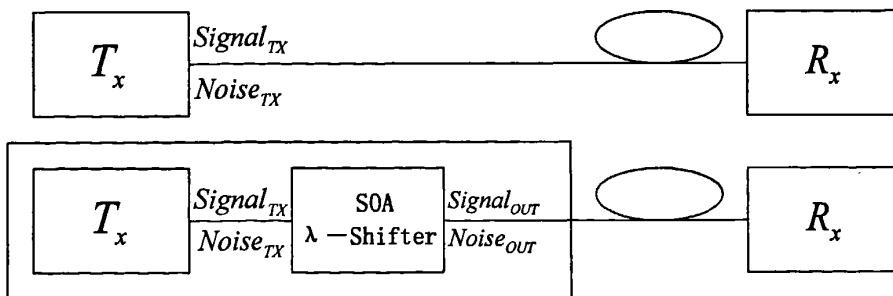


图 4-2-6 误码率等小模型

在理想情况下转换信号的误码率为



$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{\exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right)}{Q} \quad (4-2-1)$$

Q 值的定义为:

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sqrt{N_1 + N_0}} \quad (4-2-2)$$

式中  $I_1$  和  $I_0$  分别为“0”码和“1”码到来时的检测电流,  $N_1$  和  $N_0$  分别为“0”码和“1”码的等效噪声功率。由前面建立的等效模型, 考虑到理想情况下注入光功率和光探测器的光电流之间为线性关系, 所以有

$$Q = R \frac{P_1 - P_0}{\sqrt{N_1 + N_0}} \quad (4-2-3)$$

式中  $P_1$ 、 $P_2$  分别为“0”码和“1”码对应的光功率,  $R$  为光功率和光电流线性转换时的相应力度, 并且有  $I_p = RP_m$ 。

#### 1) 误码率与信号光功率的关系

图 4-2-7 给出了级联和非级联下的不同信道的误码率随信号光功率的变化曲线。由于  $\lambda_1$  信道和  $\lambda_2$  信道对应的转换波长间隔不同, 对应的误码率不同。相比较而言,  $\lambda_1$  信道转换波长间隔 (12nm) 较大, 误码率也较小,  $\lambda_2$  信道转换波长间隔 (8nm) 较小, 误码率较大。随着信号光功率的增大, 误码率先减小后增加, 存在一个最佳误码率对应的信号光功率, 采用双 SOA 级联后这个最佳误码率对应的信号光功率减小。曲线下落部分主要是由于增加信号光功率引起的转换效率的增加效果大于引起消光比的衰减, 而上升部分正相反。从图中比较各波长信道对应的误码率曲线可以看到, 采用双 SOA 级联的方法确实可以降低误码率。但是由于两个波长信道的误码率有较大差距, 不利于以后的解复用。

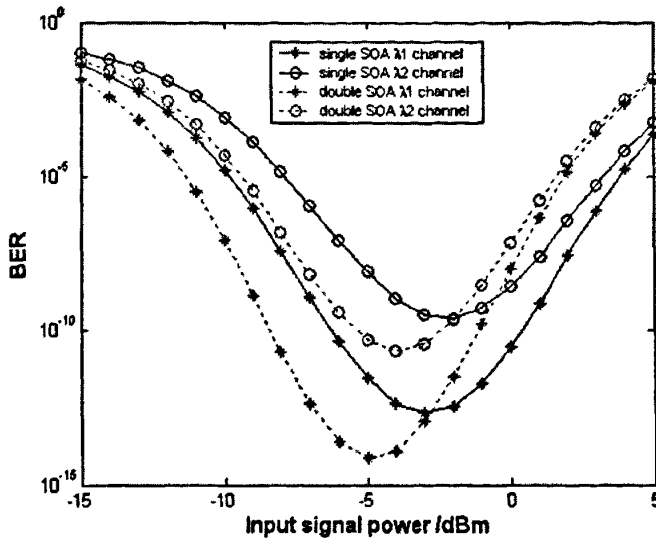


图 4-2-7 不同信道的误码率随信号光功率的变化

## 2) 误码率和探测光功率的关系

图 4-2-8 给出了不同信道下的误码率随探测光功率的变化曲线图。随着探测光功率的增加，各信道的误码率先减少在增加，这也是由于不同探测光功率条件下，消光比和转换效率对误码率的影响此消彼长造成的。类似地，各波长信道也存在一个最佳转换误码率对应的探测光功率。而且采用双 SOA 级联之后，最佳转换误码率对应的功率增大。从图中可以看到，两个波长信道采用不同功率的信号光之后，信道的误码率较为接近。

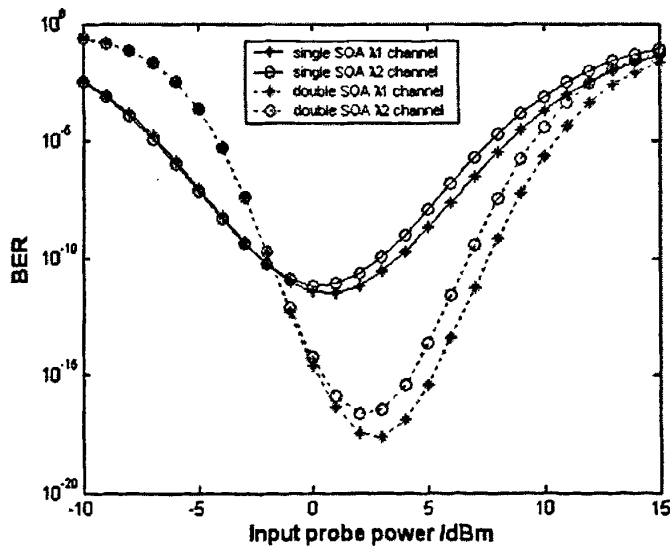


图 4-2-8 不同信道的误码率随探测光功率的变化曲线图

## 3) 不同信道的误码率随信号光消光比的关系

如图 4-2-9，给出了输出信号的误码率与信号光消光比的关系曲线。增大注入信号光的

消光比，可以非常明显地降低误码率。但是增大注入信号光的消光比对光源要求更高，因而在设计系统的时候要综合考虑各方面的因素。

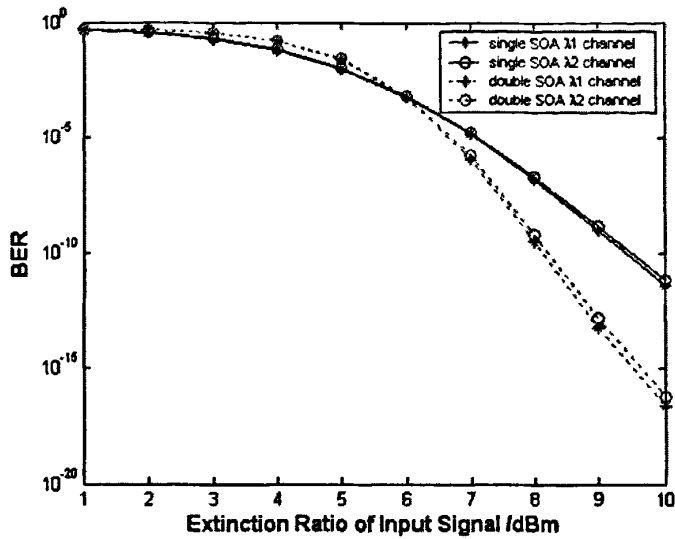


图 4-2-9 不同信道的误码率随信号光消光比的关系

### 4.3 OTDM 信号的传输性能

前一节我们利用 SOA 的 XGM 特性实现了两路的 WDM 信号到一路 OTDM 信号的转换，本节我们重点讨论 OTDM 信号在光纤中的传输性能，同时考虑光纤的色散和非线性特性。最后利用色散补偿光纤对传输后的信号进行了色散补偿。

#### 4.3.1 分步傅立叶法

我们知道光信号在光纤中的传输是用基本的非线性传输方程来表示的，该方程表示为：

$$\frac{\partial A}{\partial z} + \frac{j}{2} \beta_2 \frac{\partial^2 A}{\partial t^2} - \frac{1}{6} \beta_3 \frac{\partial^3 A}{\partial T^3} + \frac{\alpha}{2} A = j\gamma |A|^2 A \quad (4-3-1)$$

该方程是非线性偏微分方程，在一般情况下不能直接求解，通常用数值方法处理。常用的数值分析方法有有限差分法和伪频谱法。其中一种已经广泛地应用到解非线性色散介质的脉冲传输问题的伪频谱方法是分步傅里叶方法，这种方法采用快速傅立叶变换(FFT)，较之其它方法（如有限差分法）要快一、二个数量级，分步傅立叶方法的具体算法如下：将方程（4-3-1）改写为如下的形式：

$$\frac{\partial A}{\partial z} = (\hat{D} + \hat{N})A \quad (4-3-2)$$

式中  $\hat{D}$  是差分算符，表示线性介质的色散和损耗； $\hat{N}$  是非线性算符，决定了脉冲传输过程中光纤的非线性效应。其中：

$$\hat{D} = -\frac{1}{2}\alpha - \frac{j}{2}\beta_2 \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \frac{1}{6}\beta_3 \frac{\partial^3}{\partial t^3} \quad (4-3-3)$$

$$\hat{N} = j\gamma|A|^2 \quad (4-3-4)$$

一般来说，沿光纤传输方向，光纤色散和非线性是同时作用的，分步傅立叶方法假定在传输过程中，光场每通过一小段距离  $h$ ，色散和非线性效应可以分别作用，得到近似结果。即在从  $z$  到  $z+h$  的传输分两步进行：第一步，仅有非线性作用，方程 (4-3-3) 中色散项  $\hat{D}=0$ ；第二步，仅有色散作用，方程中  $\hat{N}=0$ ，表示为：

$$A(z+h, t) \approx \exp(h\hat{D})\exp(h\hat{N})A(z, t) \quad (4-3-5)$$

式中，指数运算  $\exp()$  在频率域内进行：

$$\exp(h\hat{D})B(z, t) = \{F^{-1} \exp(h\hat{D}(j\omega))F\}B(z, t) \quad (4-3-6)$$

其中  $F$  表示傅立叶运算， $\omega$  为信号角频率。因为  $\hat{D}(j\omega)$  恰好是傅立叶空间中的一个数，故可直接计算方程 (4-3-6) 的值。使用 FFT 算法使得方程 (4-3-6) 的数值算法相对较快。正是这个原因，分布傅立叶方法较大多数有限差分法快一、二个数量级。

为了改善分步傅立叶计算的精度，可以在计算从  $z$  到  $z+h$  的传输中用下式代替(4-3-5)：

$$A(z+h, t) \approx \exp\left(\frac{h}{2}\hat{D}\right)\exp\left[\int_z^{z+h}\hat{N}(z')dz'\right]\exp\left(\frac{h}{2}\hat{D}\right)A(z, t) \quad (4-3-7)$$

此式将传输过程中的非线性效应计算放在小区的中间而不是边界，由于此方程中指数运算符的对称性而又被称之为对称分步傅立叶方法。为了计算中的方便，可以将上式中的积分项采用梯形法近似：

$$\int_z^{z+h}\hat{N}(z')dz' \approx \frac{h}{2}[\hat{N}(z)+\hat{N}(z+h)] \quad (4-3-8)$$

如图 4-3-1 所示，分步傅立叶算法将光纤传输线路分为大量的小区间，这些小区间并不要求等间距，光脉冲按方程 (4-3-7) 在光纤中传输。在最初的  $h/2$  传输中只考虑光纤色散的作用；在  $z+h/2$  处光场乘以非线性项，以代表整个区间的非线性效应；在后  $h/2$  的传输又只与色散有关。实际上，假定非线性效应只集中在每个区间的中间。

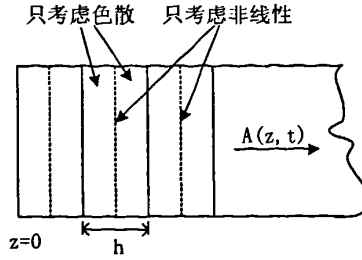


图 4-3-1 用于数值模拟的对称分步傅立叶方法示意图

虽然分步傅立叶算法具有求解简便、速度快等优点，但它是建立在色散效应和非线性效应分别作用的假设之上的近似算法，所以存在计算的精度问题，要小心选择  $z$  和  $t$  的步长以保证计算精度的要求。一般情况下步长越短则计算精度越高，但计算量也相应地增大，计算时间变长，对计算机的配置要求很高。为了兼顾计算精度和计算速度，必须选取适当的步长。为此可采用步长折半法来得到合适的步长。

采用步长折半法计算时，首先任意假定一个步长，得出一数值解。然后将步长定为原步长的一半，得到另一数值解，比较两数值解，看是否满足精度的要求，若不满足则步长继续减半，并比较最近两次的数值解，循环进行，最终得到最佳步长和相应的计算结果。

### 4.3.2 OTDM 信号的传输

#### 1) 单个脉冲信号在光纤中的传输

我们首先选取一个单脉冲，观察光信号在光纤中的演变情况。利用到的光纤参数表如 4-1 所示。脉冲演变如图 4-3-2。

表 4-1

光纤种类	参数名称	符号	数值	单位
G655	色散系数	$D_{655}$	2.6	ps/nm/km
	非线性系数	$\gamma_{655}$	$1.7 \times 10^{-3}$	1/wm
	衰减常数	$\alpha_{655}$	0.22	dB/km
DCF	色散系数	$D_{DCF}$	-48	ps/nm/km
	非线性系数	$\gamma_{DCF}$	$6.9 \times 10^{-3}$	1/wm
	衰减常数	$\alpha_{DCF}$	0.26	dB/km

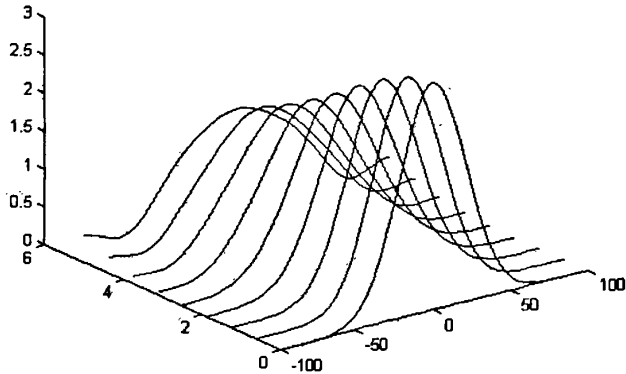


图 4-3-2 单脉冲在光纤中的传输演变

## 2) OTDM 信号的传输

光纤参数如表 4-1, 图 4-3-3 和图 4-3-4 给出了 20Gbit/s 的 OTDM 信号和 40Gbit/s 的 OTDM 信号经过 50km 和 100km 的 NZ-DSF 传输后的波形图, 以及经过 5.4km 的 DCF 补偿后的波形图。图 4-3-5 和图 4-3-6 给出了补偿前后的眼图。可见, 随着传输距离的增加, 由于色散和非线性的存在, 对信号的影响还是很大, 尤其是信号速率到了 40Gbit/s, 传输 100km 以后信号的眼图几乎是杂乱无章了。但是通过 DCF 色散补偿后的效果还是很明显的。

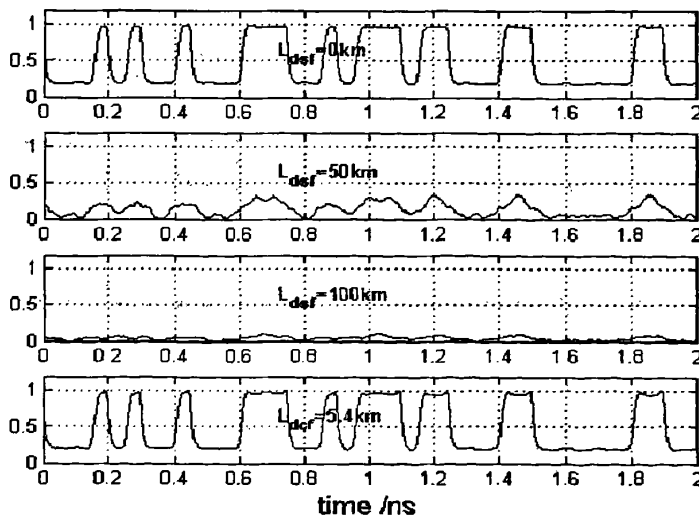


图 4-3-3 20Gbit/s 的 OTDM 信号的传输波形

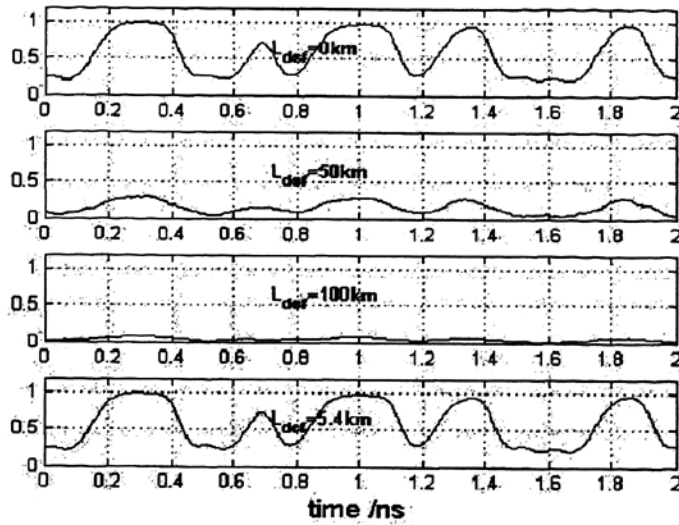


图 4-3-4 40Gbit/s 的 OTDM 信号的传输波形

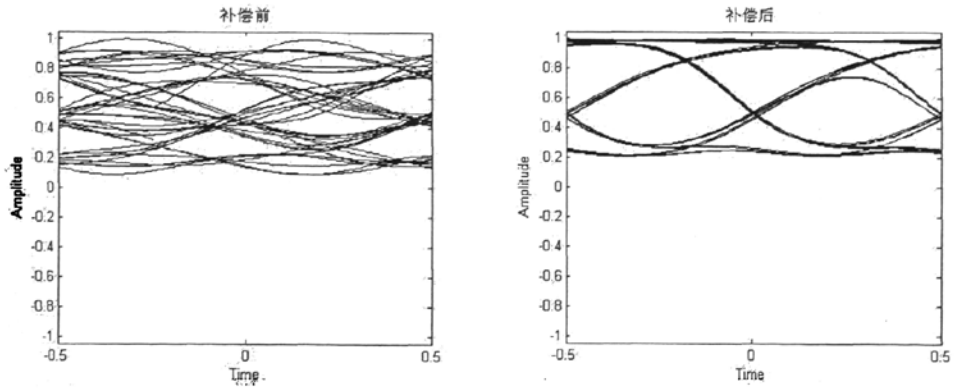


图 4-3-5 20Gbit/s 的 OTDM 信号补偿前后的眼图

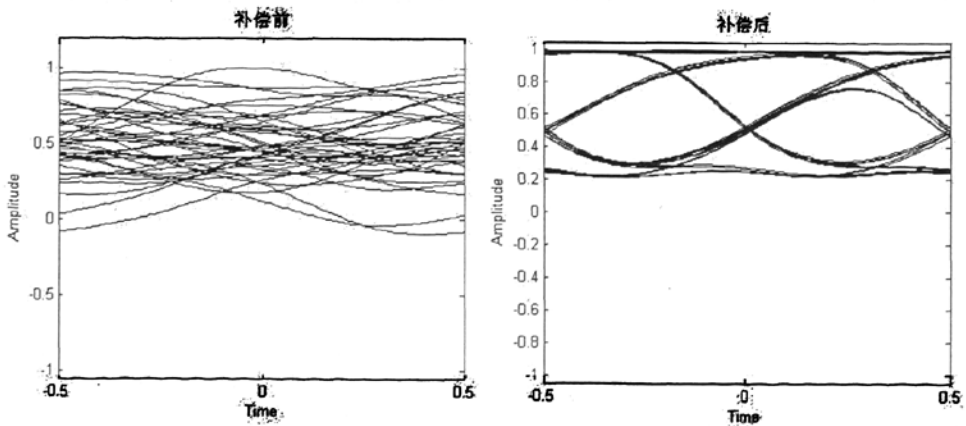


图 4-3-6 40Gbit/s 的 OTDM 信号补偿前后的眼图

### 4.4 OTDM 信号解复用

本章的前三节论述了 WDM-to-OTDM 信号的转换，以及 OTDM 信号的传输，本节开始讨论 OTDM 信号的解复用，也就是 OTDM-to-WDM 信号的转换。我们仍然利用 SOA 的 XGM 效应实现 OTDM 信号的解复用。系统原理如图 4-4-1 所示。

在光信号的接收端同时注入 SOA 光放大器的，除了传输之后的 OTDM 信号之外，还有两路由高速电路控制的同步全“1”并且归零的取样探测光信号序列，由 OTDM 的时钟触发。在每个序列周期中，第一路取样探测光的码元占据前半个周期，第二路取样探测光的码元占据后半个周期，恰好对应 OTDM 信号的两个时分信道。当其中一路取样探测光信号遇到 OTDM 信号中的“0”码时，SOA 中可用的载流子数量较多，取样探测光得到较大程度的放大，输出功率较大；反之则放大效果很有限，输出功率较小。事实上，两路取样探测光起到了交替“光开关”的作用，在一个时分信道上为“开”状态，而在另一个时分信道上为“关”状态。这样一来，就实现了 20Gbit/s 的 OTDM 两路时分信号分别加载到两路 10Gbit/s 的取样探测光上（反相），从而实现了 OTDM 信号向 WDM 信号的转换。

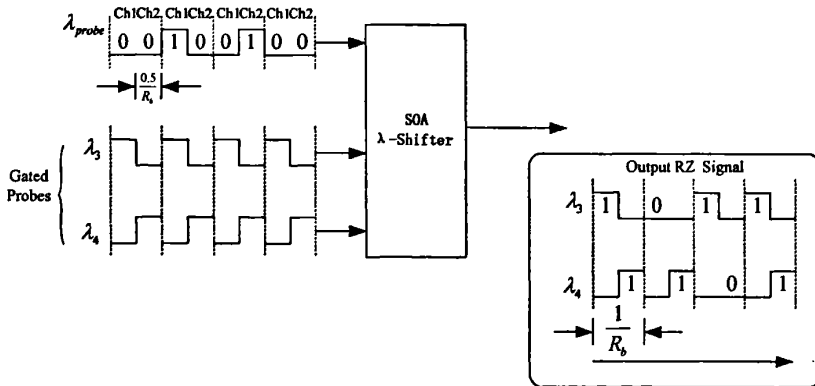
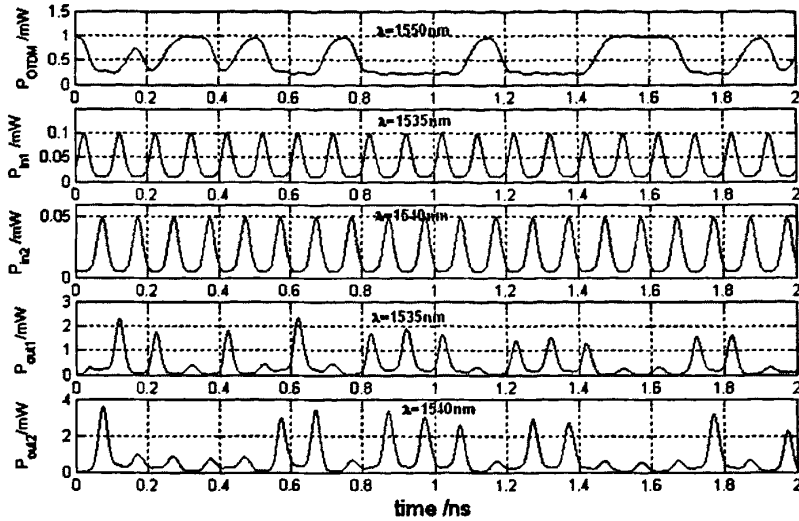


图 4-4-1 OTDM 信号的解复用原理图

为了计算机仿真我们取两路全为“1”的取样探测光，一路取-3dB，另一路取-5dB。第一路初始码序列为 01101010111011100110，第二路初始码序列为 10000110111011000101，均为归零码型。消光比为 10dB，波长分别为 1558nm 和 1562nm，信号速率为 10Gbit/s。信号光波长为 1550nm，SOA 偏置电流为 120mA，解复用波长分别取 1535nm 和 1540nm。我们从一路 OTDM 信号得到了两路的 WDM 信号，并且携带了初始的信息。如图 4-4-2。





如图 4-4-2 OTDM-to-WDM 信号的转换

## 4.5 本章小结

本章的重点内容就是信号的复用、传输和解复用。第二节，我们首先利用 SOA 的 XGM 特性实现了两路 10Gbits/s 的 WDM 信号到一路 20Gbit/s 的 OTDM 信号的格式转换，分析了信号的眼图。并对 OTDM 信号误码率做了重点的讨论，包括输出信号误码率与输入信号光功率、探测光功率和输入信号光的消光比的关系。得出了很多有用的结论。

在第三节中，我们采用分步傅立叶法求解非线性薛定谔方程，得到了 OTDM 信号在 G655 光纤中传输 10km、50km 和 100km 后信号波形的变化以及再利用 5.4km 的色散补偿光纤（DCF）进行色散补偿前后的眼图对比。

第四节，我们实现了一路 OTDM 信号到两路 WDM 信号的解复用。

## 第五章 OTDM/WDM/OTDM 系统性能的研究

### 5.1 引言

从上一章的第二节开始，我们首先建立了一个 WDM-OTDM-WDM 的系统模型，并利用了 SOA 的 XGM 特性实现了 WDM 信号到 OTDM 信号的格式转换，以及信号的反变换，研究了 OTDM 信号的传输性能，并对 OTDM 信号的误码率特性进行了计算机的仿真，讨论了各种因素对误码率性能的影响。但是多业务的出现和应用场合的多变性使得不同的系统结构有着不同的应用场合，本章将根据前面几章研究的基础上重点讨论另外一种系统，即 OTDM-WDM-OTDM 系统，由于这两个系统的系统模型是相似的，我们将讨论的重点放在系统性能的研究上。

本章的主要内容包括三个方面。首先，从 OTDM 信号的解复用开始，关于这种格式的转换我们在上一章的第四节已经给出来了，本章不作为重点，重点讨论的是解复用后的 WDM 信号的 Q 值性能。第二个内容是解复用信号在光纤中的传输，讨论了两路 WDM 信号传输性能，给出了两路信号的波形图和眼图。最后第三个内容，两路的 WDM 信号二次复用成 OTDM 信号，并且比较了两路 WDM 信号经过光纤传输和没有光纤传输的两种情况下对 OTDM 复用信号 Q 值的影响。结合第四章的内容，我们就完整的讨论了一个复合的传输系统。

### 5.2 解复用信号的性能

WDM/OTDM/WDM 系统和 OTDM/WDM/OTDM 系统，在格式转换上面基本上都是 WDM 信号到 OTDM 信号的复用，以及 OTDM 信号到 WDM 信号的解复用，这方面的内容在前面的章节中已经重点做了介绍，不同的是第一个 WDM/OTDM/WDM 系统在光纤中传输的信号是一路 20Gbit/s 的 OTDM 信号，而 OTDM/WDM/OTDM 系统中在光纤中传输的是两路的速率分别为 10Gbit/s 的 WDM 信号，这一区别导致了系统性能的差别，下面的内容我们重点来研究一下 OTDM/WDM/OTDM 系统中的 WDM 信号的特性。为下一节研究 WDM 信号对 OTDM 信号的影响做好准备。

### 5.2.1 Q 值特性

#### 1) Q 值和输入探测光功率的关系

占空比取 0.2，考虑第一路 Q 值时，第二路光功率取-5dBm，考虑第二路时第一路取-3dBm。得到两路信号 Q 值曲线如图 5-2-1。在探测光功率小于 0dB 的情况下，两路信号的 Q 值随探测光功率的增大而提高，大概在 0dB 左右 Q 值会取到最大值，0dB 以后 Q 值有下降的趋势。这是因为当探测光的功率达到一定的程度后，这时的信号输出消光比会出现恶化，导致信号 Q 值的下降。

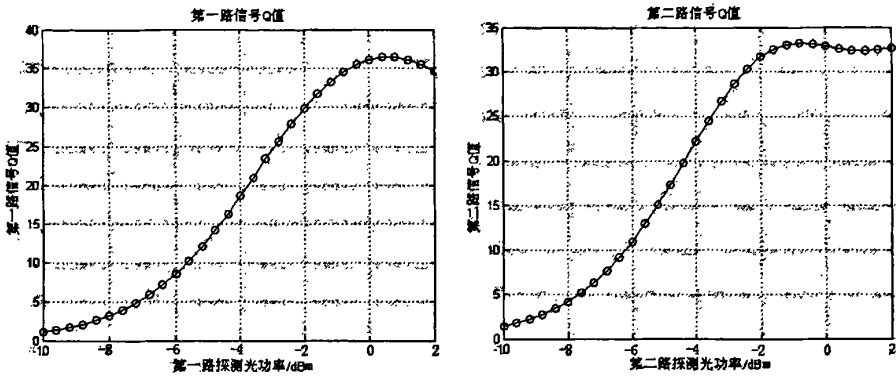


图 5-2-1 两路信号的 Q 值与输入探测光功率的关系

#### 2) Q 值和输入消光比的关系

取占空比为 0.2，两路输入信号功率取-5dBm 和-3dBm，得到 Q 值与输入消光比的关系曲线，如图 5-2-2。随着消光比的不断增加信号的 Q 值基本呈现上升的趋势，也不是消光比越大越好，当输入消光比大于 10dB 以后，Q 值的增大变的平缓，输入消光比已经不是影响 Q 值的主要因素。我们在系统设计的时候，要考虑合理的输入消光比因素。

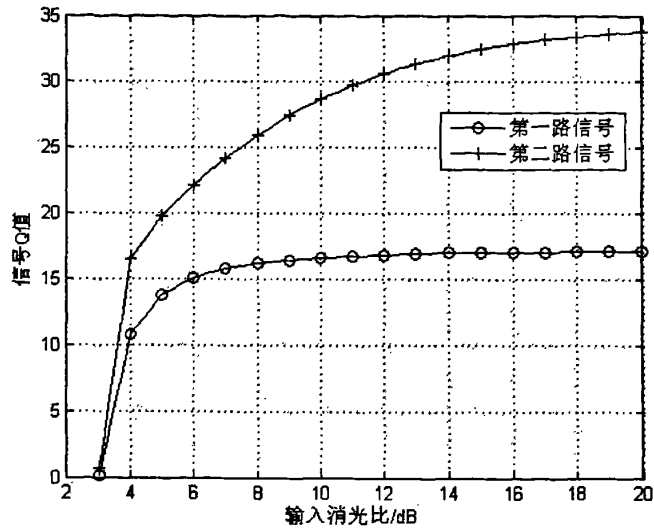


图 5-2-2 两路信号 Q 值和输入消光比的关系

### 3) Q 值与取样探测光的占空比和信号延迟之间的关系

取样探测光占空比我们分别取 0.2、0.3 和 0.4，输入消光比都为 10dB，输入探测光功率为 -5dBm 和 -3dBm，来考察输出 Q 值随着脉冲时延的变化情况。如图 5-2-3。分析曲线我们可以看出来，两路的 WDM 信号的 Q 值随着探测光和信号光的延迟的大小变化趋势基本相似的，第一路 WDM 信号的 Q 值随着延迟的增大而 Q 值是先增大，到达最大值然后下降。第二路信号的 Q 值也是随着延迟的增大 Q 值是先增大然后下降的。不同的是对应最大 Q 值的延迟不同，第一路信号大概在 0.3 个码元单位，第二路信号在 0.8 个码元单位。这是因为两路取样探测光的波形是不同的，第一路探测光的信号集中在整个码元的前半个码元内，第二路的信号集中在整个码元的后半半个码元所导致的。因此最佳的 Q 值对应的延迟量会出现基本对称的趋势，所以要合理的选择信号的延迟。另外占空比取的小的时候信号 Q 值会好，这是因为 SOA 的载流子是探测光和信号光共同影响的，占空比越小，它对自己的自相位调制影响就小，但是为了保证消光比，占空比不能取的太小。

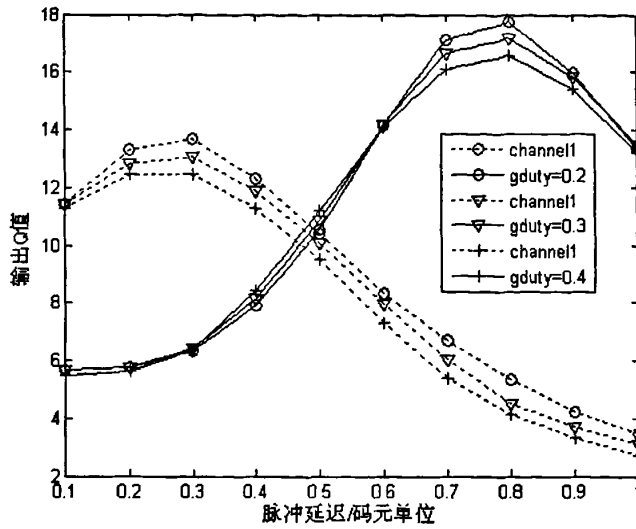


图 5-2-3 Q 值与占空比和信号延迟之间的关系

4) Q 值和解复用波长之间的关系

占空比为 0.4，输入光功率分别为 -8dBm 和 -5dBm，所得曲线如图 5-2-4。根据曲线我们可以看出，随着波长的增加，输出信号的 Q 值是先增加的，达到一个最大值然后下降。第一路的最大 Q 值波长在 1575nm 处，第二路的最大 Q 值的波长在 1580nm 附近。我们可以得出结论，在中心波长小于 1570nm 处，OTDM 信号向长波长方向解复用的时候系统 Q 值会上升，向短波长方向解复用系统 Q 值会降低，所以向长波长方向的解复用好于向短波长方向的解复用。

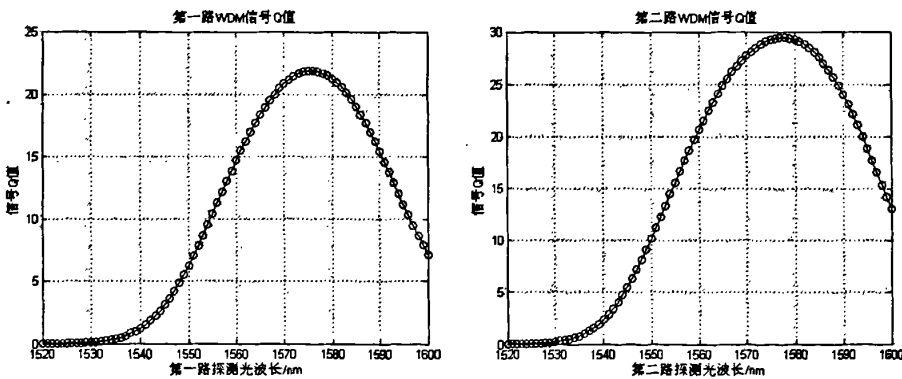


图 5-2-4 Q 值和解复用波长之间的关系

5.2.2 预啁啾对解复用信号 Q 值的影响

根据第三章的内容，我们知道在信号格式转换的时候，由于 SOA 的非线性的作用，输出信号会带有很大的啁啾，特别是带有很大的负啁啾，这种附加的啁啾特性会影响信号

的性能，接下来我们利用预啾啾技术来改善解复用信号的 Q 值特性。

一般情况下，带有初始啾啾的超高斯信号表示方式为：

$$U = \sqrt{A} \exp\left[-\frac{1+jC}{2} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{2m}\right] \tag{5-2-1}$$

其中C是啾啾系数。

线性调频，也称作啾啾（chirp），它是指假如一个脉冲的载波频率随时间而改变，则被认为该脉冲已被线性调制(chirped)。其频率变化与相位的关系是<sup>[17]</sup>

$$\delta\omega = -\frac{\partial\phi}{\partial t} = \frac{C}{T_0^2} t \tag{5-2-2}$$

式中，参数C决定着对脉冲的线性调频，C>0，为正啾啾，C<0，为负啾啾，φ为脉冲波的相位，T<sub>0</sub>是脉冲幅值1/e处的半宽。这种与时间相关的频率差δω就叫做啾啾。线性调频脉冲的频谱要比没有该调频的宽，其值为(1+C<sup>2</sup>)<sup>1/2</sup>。

在这里我们采用预加正啾啾来分析啾啾对解复用信号Q值的影响。分两种情况进行讨论，第一种情况是啾啾加在我们第四章开始时讨论的原始的WDM信号上，另一种情况是啾啾加在OTDM信号解复用时的两路WDM取样探测光上。我们得到曲线如图5-2-5和曲线5-2-6。

分析两种情况下的曲线我们可以看出来，两种曲线是出现相反的趋势的。当啾啾加在原始光信号上时，输出信号的Q值是随着啾啾因子的加大而逐渐减小的，当啾啾加在取样探测光上的时候，输出信号的Q值是随着啾啾因子的加大而逐渐增大的。这是因为，如果原始信号光存在啾啾，在两种信号格式转换的时候，非线性器件SOA产生的附加的啾啾会和初始的啾啾叠加，造成信号性能的下降。而当取样探测光上存在初始啾啾的时候，格式转换后这种初始的啾啾会抵消SOA器件产生的附加啾啾，使输出信号性能变好。

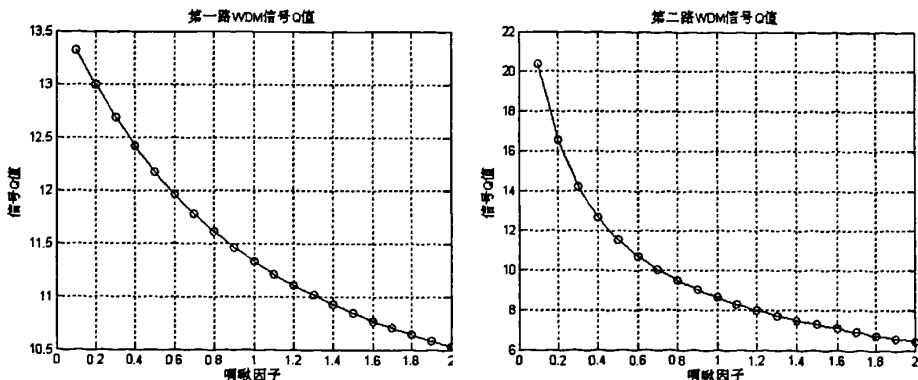


图 5-2-5 原始信号正啾啾对解复用信号 Q 值的影响

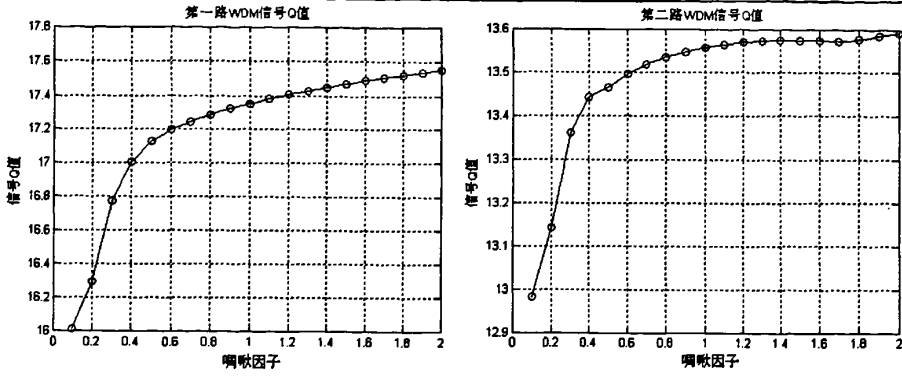


图 5-2-6 采样探测光正啾啾对解复用信号 Q 值的影响

### 5.3 WDM 信号的传输

本小结主要讨论解复用后的 WDM 信号的传输。图 5-3-1 和图 5-3-2 给出了两路信号传输后并经过 DCF 补偿后的波形图。图 5-3-3 和 5-3-4 给出了两路 WDM 信号传输前后的眼图比较。根据眼图比较可以发现，经过光纤传输后的信号眼图展宽了，过零点的畸变更大，噪声容限也变小。

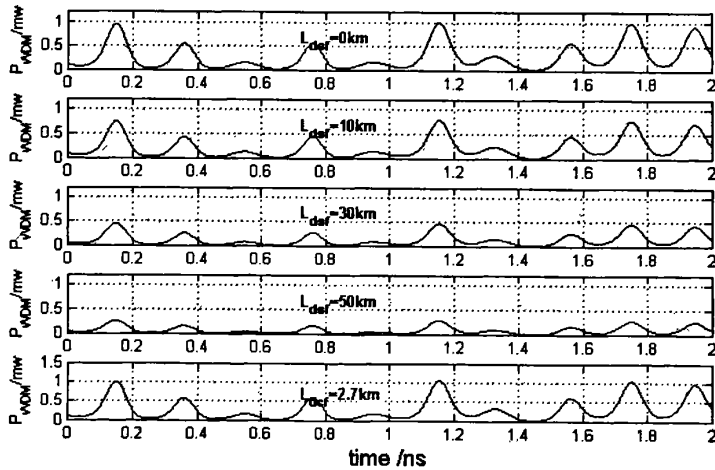


图 5-3-1 第一路 WDM 信号的传输和补偿波形图

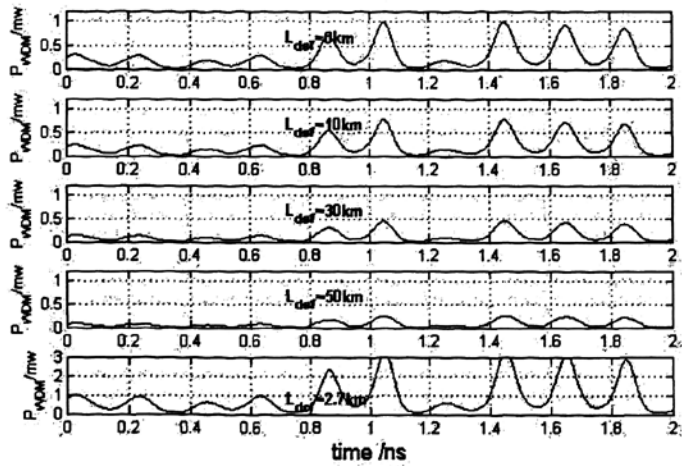


图 5-3-2 第二路 WDM 信号的传输和补偿波形图

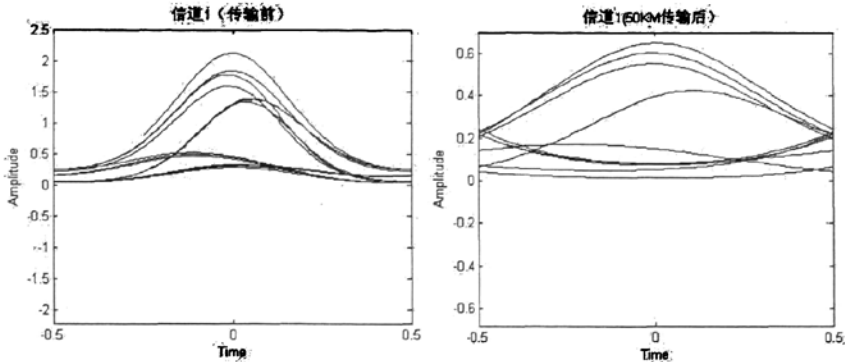


图 5-3-3 第一路信号传输前后眼图比较

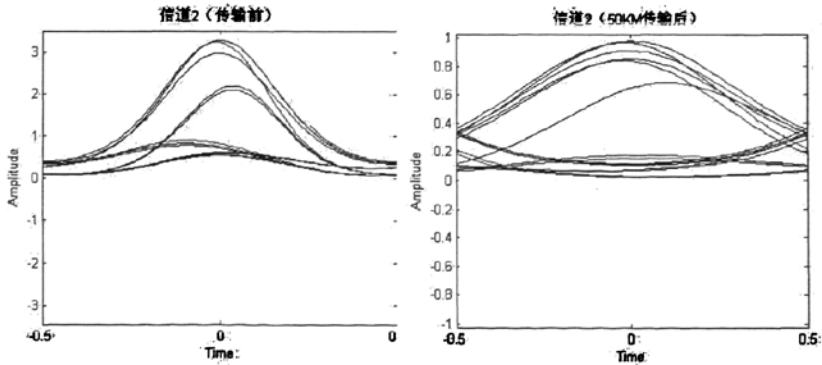


图 5-3-4 第二路信号传输前后眼图比较

### 5.4 OTDM 信号性能研究

在OTDM/WDM/OTDM系统中，WDM经过光纤传输后，到了接收端会再复用成OTDM信号，我们称这次复用叫二次复用。如图5-4-1给出了WDM信号经过光纤传输后二次复用成OTDM信号的波形图，和图4-2-2比较我们可以看出来，输出的OTDM信号已经开始出现了波峰和波谷的分裂，这是由于SOA的非线性的积累造成的。本小节就讨论一下各种探测



光信号的参数对二次复用后的OTDM信号的特性的影响。

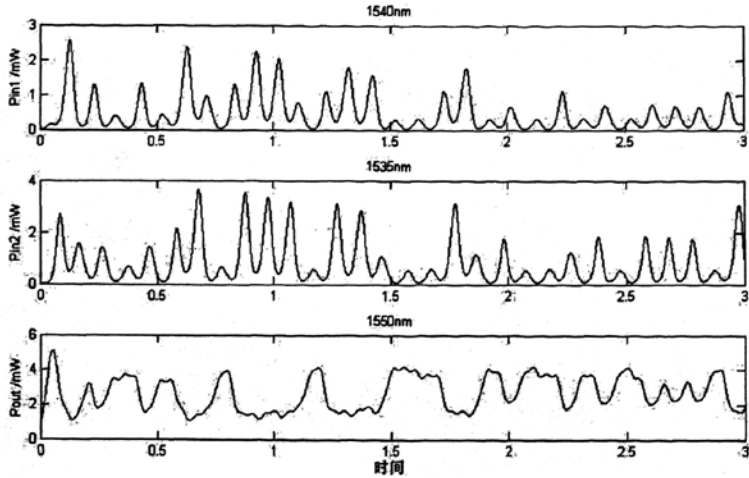
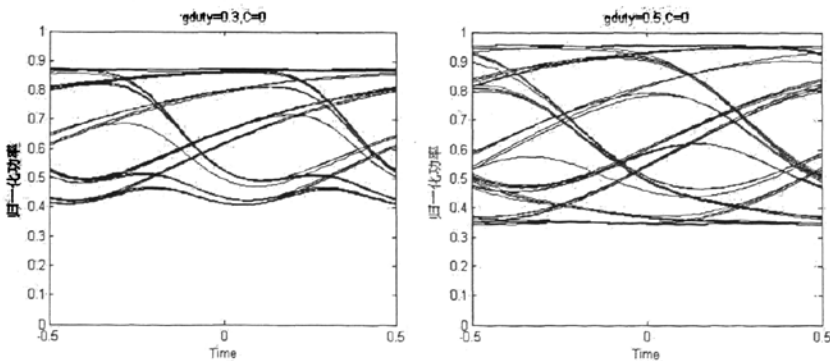


图5-4-1 接收端信号的二次复用

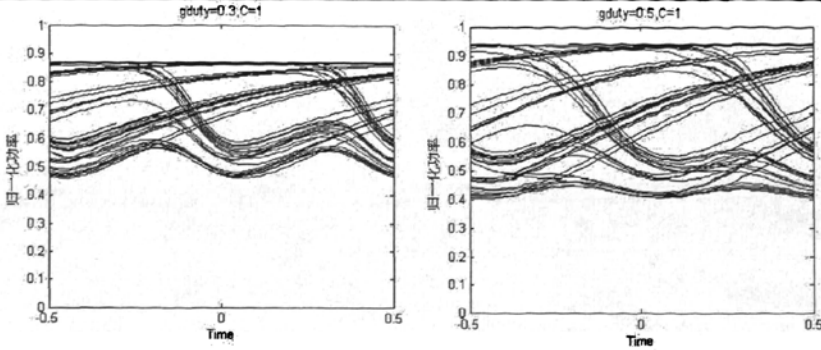
### 5.4.1 OTDM 信号的性能研究

#### 1) WDM信号的占空比和初始啁啾对OTDM信号眼图的影响

图 5-4-2 和图 5-4-3 给出了带初始啁啾和不带初始啁啾时的 WDM 信号对 OTDM 信号眼图的影响。分析眼图我们可以看出来，信号的占空比和初始的啁啾系数对 OTDM 信号是有影响的，占空比越大的时候，越是有利于判决，判决电平下降，信号的畸变较小。初始啁啾使得信号的畸变更大，噪声容限更小。



5-4-2 无初始啁啾的 OTDM 信号眼图



5-4-3 有初始啁啾的 OTDM 信号眼图

2) 不同的WDM光纤传输距离对OTDM的Q值的影响

从OTDM信号解复用出来的信号，放到光纤里去传输，色散和非线性的因素不仅对WDM信号产生影响，对二次复用的OTDM的信号性能也产生严重影响。我们讨论了不同的光纤传输长度下的WDM信号对OTDM信号Q值的影响，见图5-4-4。根据曲线我们可以看出来，如果以Q值为‘6’作为系统可靠性标准的话，那么第一路在传输距离大于45KM的时候，系统可靠性就会下降，第二路在传输距离大于30KM的时候就已经影响系统的稳定性了。在100KM的距离处，OTDM信号的Q值都在‘2’以下了。传输100KM以后，我们利用了5.4KM的DCF进行了完全的补偿，可以看出来补偿的效果，基本接近开始时的Q值。

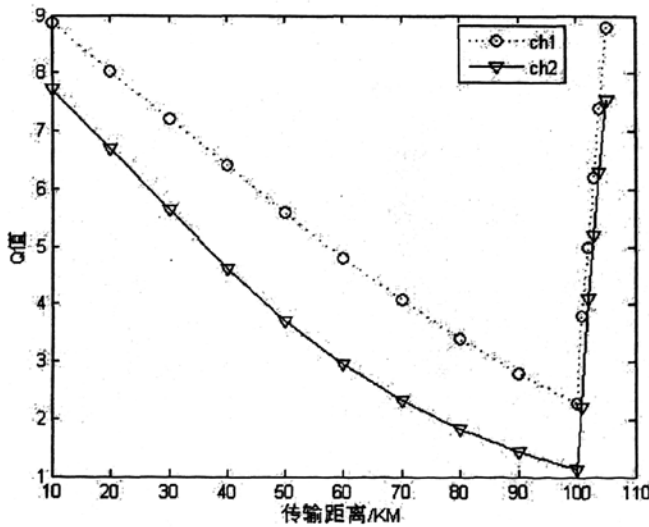


图5-4-4不同的WDM光纤传输距离对OTDM的Q值的影响

5.4.2 背靠背系统和传输系统的 OTDM 信号 Q 值比较

本小节我们研究 OTDM 信号的 Q 值性能，因为 OTDM 信号在光纤传输的过程中，光纤的色散和非线性因素都会对信号的 Q 值产生影响，为了与 SOA 对 OTDM 信号 Q 值的影

响区分，我们分别给出了没有光纤传输的系统即 SOA-SOA 的 OTDM 信号的 Q 值，以及经过光纤传输的系统，即 SOA-Fiber-SOA 的 OTDM 信号的 Q 值特性，并对两种信号的 Q 值特性进行了比较。

### 1) Q 值与输入探测光功率的关系

探测光波长取 1550nm，得到光纤传输前后的 OTDM 信号 Q 值与探测光功率的关系。如图 5-4-5 和图 5-4-6。分析曲线我们可以看到，信号的 Q 值特性是随着探测光功率的升高而下降的，这和前面的结论都是一致的。但是，经过 50KM 光纤传输后的 WDM 信号对 OTDM 信号的 Q 值是有影响的。传输前的曲线是上凸曲线，传输后的是下凸的，可见信号 Q 值的下降幅度是不一样的，经过光纤传输会加速降低系统的 Q 值。

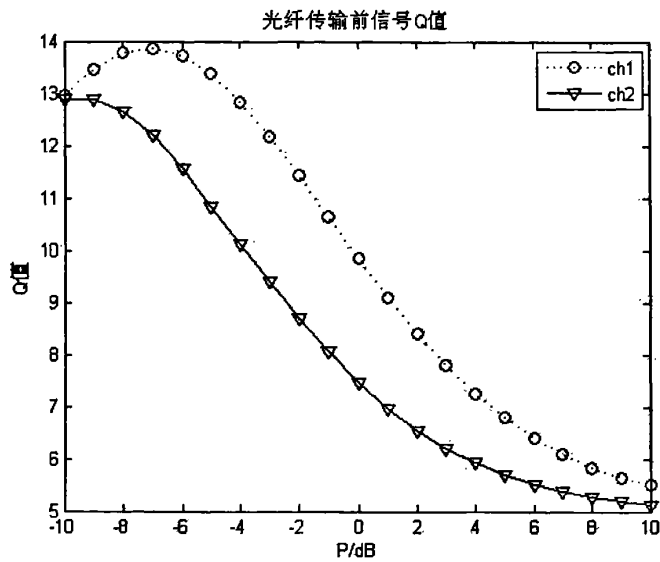


图 5-4-5 没有光纤传输的信号 Q 值

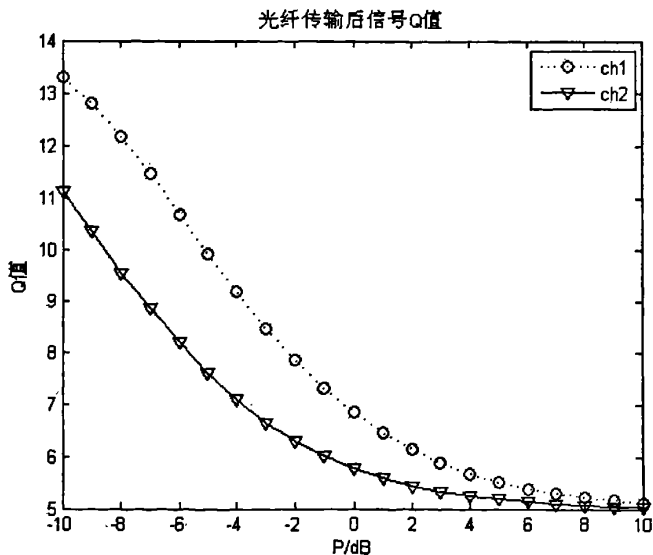


图 5-4-6 经过光纤传输的信号 Q 值

## 2) Q 值与输入探测光波长的关系

探测光功率我们取-7dB，我们得到传输前后的信号 Q 值与探测光波长的关系。如图 5-4-7 和图 5-4-8。在传输前，信号 Q 值随探测光波长的增加而变大，第一路在 1550nm 附近达到 Q 值的最大值，第二路在 1546nm 处达到最到值，然后随光波长的增加，系统 Q 值降低。可见，探测光波长与 WDM 信号光波长的波长差越大，OTDM 信号的 Q 值会越好，但也不是越大越好。我们在系统设计时候，在一定的范围内可以选取最佳的波长。经光纤传输后，最佳的 Q 值波长向短波长方向移动，第一路的最大 Q 值出现在 1543nm 附近，第二路出现在 1538nm 附近。可见传输后，光纤的色散和非线性因素导致最佳的 Q 值波长向短波长移动了大概 7-8nm。

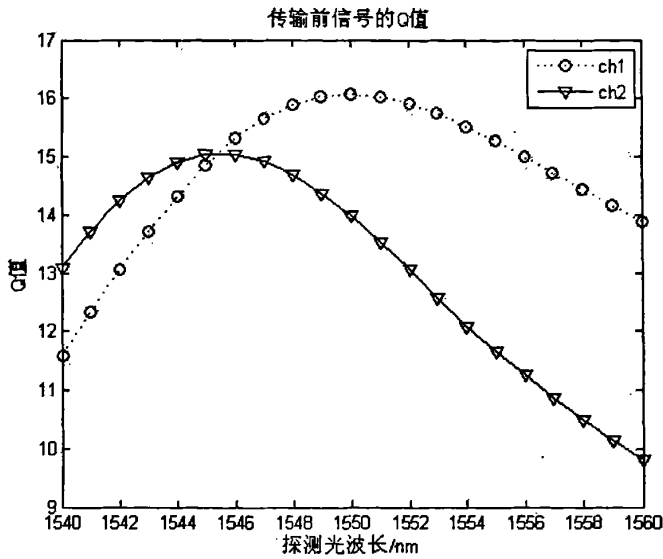


图 5-4-7 Q 值与探测光波长的关系

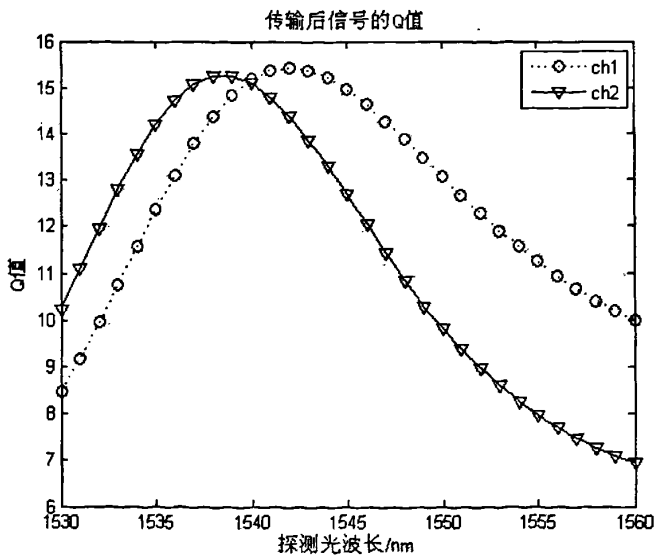


图 5-4-8 Q 值与探测光波长的关系

## 5.5 本章小结

本章在第四章的基础上研究了另外一个系统，即 OTDM/OTDM/OTDM 系统。首先从 OTDM 信号的解复用开始。第二节开始讨论了两路 WDM 信号的 Q 值特性，包括 Q 值和输入消光比、探测光功率、占空比、信号延迟以及解复用波长之间的关系。得出了很多有用的结论，为系统设计提供了参考。

第三节讨论了两路 WDM 信号的传输特性，给出了两路信号经过 50KM 光纤传输后的波形图和眼图。

第四节重点讨论了 OTDM 信号的性能。给出了 WDM 信号的占空比和啁啾特性对 OTDM 信号眼图的影响，以及不同的 WDM 信号的传输距离对 OTDM 信号 Q 值的影响。尤其是比较给出了两路 WDM 信号经过光纤传输和没有经过光纤传输对输出信号 Q 值的影响，包括 Q 值与输入探测光功率、探测光波长的关系。

## 总结

随着信息量的不断提高,人们对带宽的要求越来越高,WDM和OTDM技术被广泛用于提高光纤的传输能力。如何将这两种复用信号的数据格式进行相互转换成了一个值得探讨的问题。本文在较深入地研究了基于SOA-XGM效应的全光波长转换技术的基础上,利用SOA实现了上面提到的两种数据格式之间的转换,并应用于WDM-to-OTDM-to-WDM和OTDM-to-WDM-to-OTDM光网络中,并对信号的性能进行了讨论。

本文的主要工作和结论如下:

1、简单分析了目前光通信的发展现状,认为高速率和大容量仍然是发展方向。简单介绍了一下OTDM技术的形成和以后的应用,给出了基于SOA的三种波长的转换技术。

2、引入了半导体激光器速率方程和载流子浓度变化方程,并由电磁波传输的波动方程推导出半导体激光放大器中光脉冲传输方程。随后采用分段法对建立的SOA与注入光功率模型进行了计算机仿真。利用仿真结果得出了下面的结论:

(1)如下措施可以增加输入消光比:增大信号光功率,减小探测光功率,选择最佳消光比信号光波长,增加输入光消光比,降低较低转换速率,增大偏置电流;

(2)如下措施可以降低转换啁啾:减小信号光功率,增大探测光功率,降低偏置电流,降低输入光消光比,避开最佳消光比信号光波长;

(3)如下措施可以增加转换效率:减小信号光功率,增大探测光功率,增大偏置电流,选择信号波长时避开最差转换效率波长差;

(4)转换后眼图的最佳抽样时刻发生延迟。增加输入信号光功率可减小最大信号畸变,但同时也降低了噪声容限,使得难于判决转换后的光信号,也不容易提取定时信息。

3、采用双SOA级联的方法对波长转换进行了改进,发现采用这种方法确实可以提高输出消光比,只是要付出增加一些转换正啁啾和降低转换效率的代价。

4、采用单个SOA和双SOA级联分别仿真实现了WDM-to-OTDM转换,具体来说就是将一路波长为1562nm的光波和一路波长为1558nm的光波所携带的信号加载到一路波长为1550nm的光波不同的时分信道上,而信号速率也由两路10Gbit/s变为一路20Gbit/s。随后比较了两种方法转换后的眼图。由于采用双SOA级联的方法可以显著地提高转换消光比,因此转换后信号的眼图张开度较大。接着利用建立的误码率检测模型对影响转换误码率的因素进行了讨论,发现无论是信号光功率还是探测光功率都存在着对应最小误码率的值,而提高信号光消光比和注入电流强度都可以降低转换误码率。

5、利用分步傅立叶法求解非线性薛定谔方程，得到了 OTDM 信号在 G655 光纤中传输 50km、100km 后信号波形的变化，由于色散作用脉冲展宽现象随着传输距离的增大越来越明显。随后采用 EDFA 补偿传输过程中的振幅衰减，再利用 5.4km 的色散补偿光纤 (DCF) 进行色散补偿。补偿后输出的时分复用信号脉宽减小，波形平滑，眼图也较清晰。

6、最后仍然利用 SOA-XGM 效应实现了 OTDM-to-WDM 的数据格式转换。

7、利用前面给出的系统的模型探讨了 OTDM-WDM-OTDM 系统的性能。讨论了两路 WDM 信号的 Q 值特性，包括 Q 值和输入消光比、探测光功率、占空比、信号延迟以及解复用波长之间的关系。得出了很多有用的结论。两路 WDM 信号的传输特性，给出了两路信号经过 50KM 光纤传输后的波形图和眼图。重点研究了 OTDM 信号的性能，给出了 WDM 信号的占空比和啁啾特性对 OTDM 信号眼图的影响，以及不同的 WDM 信号的传输距离对 OTDM 信号 Q 值的影响。尤其是比较给出了两路 WDM 信号经过光纤传输和没有经过光纤传输对输出信号 Q 值的影响，包括 Q 值与输入探测光功率、探测光波长、给系统提供了有利的参考。

本文的研究由于受时间和条件所限，实际上还有很多工作有待深入，包括：格式转换过程中的啁啾的定量分析，以及预啁啾对信号的影响。最后还有就是放大器的噪声的问题。

## 致谢

我的论文完成之际，在南邮的研究生生活很快就要结束了。回顾在南邮度过的两年多的时间，首先我衷心地感谢我的导师邵钟浩教授。邵老师为人正直、治学严谨、学识渊博、待人诚恳，为我树立了做人的好榜样。他在学业上对我严格要求，一丝不苟，生活上也给予了我极大的关心、帮助和鼓励。从我的论文选题到写作的整个过程，都是在邵老师的悉心指导下才得以完成，所有这些我将铭记不忘。

我还非常感谢光纤通信与传输教研室的林洪榕老师，在课题研究过程中，他毫无保留地对我耐心指导，不但教会我丰富的专业知识，还传授给我工作经验和工作方法，这将使我受用终身。同时，我也很感谢陈鹤鸣、孟宇、徐宁、毛锁方、王纓、沈建华和王培玉等老师，他们教给我许多新的知识和见解，拓宽了我的思路，帮助我解决了科研中的许多困难，为我提供了良好的学习和工作环境。另外我还要感谢南京师范大学的朱竹青老师，帮我明确了数值仿真的思路，使得我的论文得以顺利完成。

感谢同师门的刘林、冷君、谢次琳和倪春华同学，以及其他师门的高小云、王月华，我们共同进行研究的那段日子，虽然非常辛苦甚至有点枯燥，但也不乏收获的惊喜，它将会是我记忆中一段非常有意义而难以忘怀的日子。感谢 2005 级许许多多的同学，以及我的师弟和师妹们，和他们一起的讨论总是令人获益非浅，他们让我在南邮的日子值得永远怀念。

最后，还要特别感谢我的父母，他们二十几年里为我倾注了无数的心血和关怀，支持和鼓励我不断进取，而我一直无法报答他们，仅以本篇论文作为献给他们的礼物。



## 参考文献

- [1]徐俊波,曹云,杨宁,叶波,陈德华,何建明.80×40 Gbit/s DWDM 系统及 800km 传输实验.光通信研究,2005,5
- [2]邱昆.光纤通信导论.成都:电子科技大学出版社,1995
- [3]原荣.光纤通信网络.北京:电子工业出版社,1999
- [4]Joseph C.Palais. Fiber optic communications. Fourth edition, New Jersey : Prentice-Hall,Inc.,1998
- [5]Djafar K.Mynbaev, Lowell L.Soheiner. Fiber-optic communications technology. New Jersey: Prentice-Hall,Inc.,2001
- [6]顾晓仪,李国瑞.光纤通信系统.北京:北京邮电大学出版社,1999
- [7]张劲松,陶智勇.光波分复用技术.北京:北京邮电大学,2002
- [8]原荣.光纤通信(第2版).北京:电子工业出版社,2006
- [9]丁新鲜.超高速 OTDM 系统的关键技术及应用前景.光子技术,2005,4
- [10]彭小娟.光学 TDM 技术原理与进展.广东工业大学学报,2004,1
- [11]林鹏,闻和,周博俊,顾晓仪.ASON 光网络中的全光波长变换技术.光电子技术,2005,03
- [12]赵同刚,任建华,赵荣华,林金桐.自动交换光网络中全光波长转换器的应用和实现.半导体光电,2002,05
- [13]王丽丽,任建华,赵同刚,徐大雄,饶岚,吴炜,郭永新.外腔激光器实现波长变换的理论及实验.光电工程,2005,02
- [14]方来付,张杰,刘雪源,林绵锋,顾晓仪.全光网络中的波长变换.光通信研究,2000,02
- [15]安亚青,李文田.全光波长转换技术的原理及应用.光电子技术与信息,2004,06
- [16]Yoo S J B. Wavelength conversion technologies for WDM network application [J].IEEE J. Lightwave Tech., 1996,14(6):955~966
- [17]董建绩.基于单端耦合 SOA 的波长转换器啁啾特性分析.光子学报,2005,2
- [18]赵宇,王发强,许国良,张旭萍.基于半导体光放大器全光波长转换器的研究进展.光电子技术,2003,02
- [19]Sun Junqiang. Relaxation of facet reflection restrictions in XGM wavelength converters [J].Optics Communications, 2002; 206: 67275.
- [20]TerjiDurhuus. All optical wavelength conversion by SOA's in a Mach-Zehnder

Configuration [J].IEEE Photonics Technol.Lett.,1994,6:53255.

[21]熊小君,王陆唐,黄肇明.基于 SOA-Sagnac 干涉仪的 XPM 全光波长变换的研究.光学与光电技术,2003,04

[22]熊小君,王陆唐,方捻,黄肇明.采用 SOA-Sagnac 光纤干涉仪的 AOWC 研究与实验.光纤与电缆及其应用技术,2004,02

[23]赵宇,王发强,许国良,朱竹青.基于 SOA 的 XPM 全光波长转换器转换信号消光比特性分析.光电子技术,2003,03

[24]刘刚,张茹,杨向东,余重秀.半导体光放大器交叉增益调制全光波长变换信噪比、误码率与消光比的关系.四川大学学报(自然科学版),2004,03

[25]谭艺枝,向望华,杜荣建.基于四波混频效应的全光波长转换器.光通信技术,2003,11

[26]付晓梅,戴居丰,于晋龙,马晓红.波分复用系统的四波混频特性研究.光电子.激光,2002,03

[27]郑泽洲,张新亮,黄德修.10 Gbit/s 四波混频型全光波长转换器的实验研究.半导体光电,2003,03

[28]赵晋明.关于长距离光纤通信传输的研究.科技资讯.2006,32

[29]曾智龙,吴锦虹,江尚军.超长距离 DWDM 全光传输系统关键技术[J].光通信技术,2005,06

[30]徐斌,邱怡申,徐惠真.可调谐半导体激光器调谐机理及进展.闽江学院学报.2006,05

[31]L.G.佐夫斯基,S.贝勒迪多,A.威尔勒.光纤通信系统.北京:人民邮电出版社,1999

[32]原荣.光纤通信.北京:电子工业出版社,2002

[33]C.Tannous. Static and Dynamic Regimes of Arbitrary Gain compensation Single-mode Laser Diodes <http://arxiv.org/list/phvsics/0105> 2002.10

[34]J.C.Cartledge,G.S.Burley. The Effect of Laser Chirping on Lightwave System Performance. Journal of Lightwave Technology,1989,7(3):5 68-573

[35]L.M.Frantz,J.S. Nodvik, Theory of pulse propagation in a laser amplifier. Appl. Phvs., vol.34,pp.2346-2349,1963.

[36]N.A.Olsson.Lightwave systems with optical amplifiers. Lightwave Technol.,vol.7,pp. 1071-1092.July 1989

[37]G.P.Agrawal,N.A.Olsson. Self-Phase Modulation and Spectral Broadening of Optical Pulses in Semiconductor Laser Amplifiers. IEEE Journal Of Quantum Electronics. vol.25, 1989

[38]A.E.Siegman, Lasers. Mill Valley, CA: University Science, 1986, ch.10.

[39]Kristof Obermann. Performance analysis of wavelength converters based on gross-gain

modulation in semiconductor optical amplifiers [J]. J. Lightwave Technol., vol. 16, 1998, pp. 78-85

[40]张新亮,孙军强,黄德修等. 基于半导体光放大器的交叉增益型波长转换器的转换特性的研究. 物理学报, 2000, 49(4): 741-746

[41]赵宇,王发强,朱竹青. 基于 SOA-XGM 波长转换器消光比特特性的研究. 半导体光电, 2003, 6: 429-432

[42]叶亚斌,郑小平,张汉一,初元量,李艳和,郭奕理. 基于半导体光放大器中交叉增益调制效应的波长转换啁啾特性的分析. 光学学报, 2002, 4: 436-440

[43]张新亮,孙军强,刘德明,黄德修,易河清. 基于半导体光放大器的交叉增益型波长转换器转换特性的研究. 物理学报, 2000, 49(4), 741-746

[44]Alan E. Willner, William Shieh. Optimal Spectral and Power Parameters for All-Optical Wavelength Shifting: Single Stage, Fanout, and Cascadability. Journal Of Lightwave Technology, vol. 13, No. 5, MAY 1995

[45]G.P. Agrawal. Fiber-optic Communication Systems. New York Wiley, 1992, ch. 8.

[46]I. D. Henning, M. J. Adams, J. V. Collins. Performance prediction from a new optical amplifier model. J. Quantum Electron, vol. 2, pp. 609-613, 1985.

[47]I. D. Henning, M. J. Adams, J. V. Collins, Performance prediction from a new optical amplifier model. J. Quantum Electron., vol. 2, pp. 609-613, 1985.

[48]杨祥林. 光纤通信系统. 北京: 国防工业出版社, 2000

[49]姜宏波,陈根祥. SOA 全光波长转换技术及其研究进展. 光通信技术, 2006, 6

[50]冯建和,张帆,管克俭,陈树强. 基于交叉增益调制效应全光波长变换中半导体光放大器增益与变换光脉冲啁啾分析. 光子学报, 2000 年第 29 卷第 2 期: 637-640

[51]董建绩,张新亮,黄德修. 基于单端耦合 SOA 的波长转换器啁啾特性分析. 光子学报, 2005 年, 第 34 卷第 2 期: 254-257

[52]David Norte, Alan E. Willner. All-Optical Data Format Conversions and Reconversions Between the Wavelength and Time Domains for Dynamically Reconfigurable WDM Networks. JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY, VOL. 14: 1170-1181

[53]Mohammad Amaya, Ammar Sharaiha, Jean Le Bihan. Evaluation of BER and WDM Crosstalk Penalty at 2.5 Gb/s in an SOA by Holding Beam Injection around Transparency Wavelength. Information and Communication Technologies, 2006. ICTTA '06. 2nd. Volume 2, 24-28 April 2006 Page(s): 2030 - 2035

[54]张新亮,孙军强,黄德修,易河清. 交叉增益型全光波长转换器误码特性的研究. 华中理工大学学报, 2000, 28(2), pp. 84-86

[55]Agrawal G P. Nonlinear Fiber Optics (M). Boston: Academic Press, 1989.

[56]李均,黄德修,张新亮.光纤传输模型的数值计算研究.光电子技术与信息,2003,16(2):9-12

[57]D.Norte,E.Park,A.E.Willner.All-Optical TDM-to- WDM Data Format Conversion in a Dynamically Reconfigurable WDM Network.IEEE Photonics Technology Letters,Vol.7,No.8:920-922

[58]朱竹青,王发强,冯少彤.WDM/ OTDM 混合光网络节点中数据格式转换的数值模拟.激光杂志,2005年第26卷第2期:28-40