

摘要

随着光通信技术的飞速发展,单信道速率达到或超过 40Gbit/s、最大传输距离超过 1,000km、总容量超过 1Tbit/s 的密集波分复用 (DWDM) 系统已成为可能,特别是近几年高速光电子器件的成熟,40Gbit/s 已具备了商用化能力。然而信号速率的提升,光纤信道带来的传输损伤也愈加明显。这里我们讨论的传输损伤主要来源于光信噪比 (OSNR) 的劣化、色度色散、偏振模色散和非线性效应。为了消除这些效应对信号传输的影响,除了对色散和非线性效应进行控制和管理之外,采用更优化的光调制格式也是改善系统性能的重要方法之一。

本文的研究目的,旨在通过分析比较各类调制格式在应对各种传输损伤方面的表现,掌握各自具体的传输性能指标,这些系统参数既可用于现有高速通信系统码型选择和性能优化的参考,也为调制格式的进一步发展表明方向。本文首先从光纤通信中各类传输损伤的产生机理入手,建立于 40Gbit/s 速率的信号传输基础上,由理论推导和分析各种调制码型对各方面系统性能的影响,随后选取了包括 NRZ 码、CSRZ 码、ODB 码、NRZ-DPSK 码、RZ-DQPSK 码在内的五种已具有商用化能力的调制格式,分别在 OSNR 灵敏度、色散容限范围、PMD 容限范围和非线性容忍度方面,利用 VPI 仿真软件得出各自具体的传输性能指标,这也是本文所完成的最主要工作之一。同时本文针对 40Gbit/s 的 NRZ-pDPSK 码型进行了 1280km LEAF 光纤的传输实验,实验过程也是围绕上述四方面的传输性能指标加以验证。理论的推导加上实验的验证表明仿真分析得出的各种调制格式的性能参数是可信的。本文在此基础上结合各调制格式的成本考虑,给出了应用于 40Gbit/s DWDM 系统码型选择的参考意见,即对于 1000km 以上骨干网应选择 DPSK 或 DQPSK 等基于相位调制的码型,对于 500km 左右的城域网可选择双二进制码。本文对于高速光纤通信系统中信号调制格式的理解是,随着光电子器件技术的成熟,在应对传输损伤的影响方面,相对于采用控制和管理手段来说,优化调制格式应该是低成本且最有效的解决方案。

关键词: 密集波分复用; 差分相移键控; 光信噪比; 色度色散; 偏振模色散

Abstract

With the rapid development of optical communication technologies, it is possible that Dense Wavelength Division Multiplexing (DWDM) systems would appear, with the single optical channel bit rate up to, even more than 40 Gbit/s, with the transmission reach beyond 1,000 kilometers, and with a capacity of network exceed to one Terabit/s. Especially with the maturation of the high speed optoelectronic devices in recent years, 40 Gbit/s systems are capable to business-oriented. However, the upgrade of signal bit rate will bring about several more obvious transmission injury in optical fiber. Here the transmission injury we discussed is mainly derived from degrade of Optical Signal to Noise Ratio (OSNR), Chromatic Dispersion, Polarization Mode Dispersion and Non-linear effect. In order to eliminate influence from these transmission injury, some methods will be introduced to control and provide management on dispersion or non-linear effect, but except that, another one of the important methods is using a more optimized optical modulation format.

The purpose we studied in this paper is, to analyze different performance response to transmission injury for different modulation formats, and to obtain several critical transmission system parameters that not only can be used as references to select an appropriate modulation format for existing high speed communication systems and optimize the performance, but also indicate the further development direction of modulation formats. In this paper, we will begin with studying the generate principle of transmission injury base on 40 Gbit/s optical signal transmission, deducing theoretically and analyzing the influence to system performance by different modulation formats. Then we will choose five modulation formats which have been available in business, including NRZ, CSRZ, ODB, NRZ-DPSK and RZ-DQPSK, individually calculate their transmission performance specification by virtue of VPI simulation tools in such respect as OSNR sensitivity, CD tolerance range, PMD tolerance range and non-linear effect tolerance, this is just one of the main work in the paper. After these theories, we will introduce an

experiment base on 40 Gbit/s NRZ-pDPSK in 1280 km LEAF transmission which is also used to be demonstrated around four specification above-mentioned. The performance specifications of all the modulation formats derive from simulation analysis are proved to be creditable according to the deduction from the theory and demonstrate from the experiment. Coupled with cost considerations, we will propose schemes of modulation format choice for 40 Gbit/s DWDM systems, it is that phase modulation format such as DPSK or DQPSK may be used for backbone network over 1,000 km reach, and duo-binary may be used for metro network about 500 km reach. In a word, the understanding in this paper about modulation formats applied to the high speed optical communication system is that, with the maturation of optoelectronic devices, in order to eliminate transmission injury, an optimized modulation format should be a low cost and effective solution compare to control or management means.

Key Words: DWDM; DPSK; OSNR; CD; PMD

第 1 章 绪论

通信行业在经历了一段时间的低迷之后,已逐渐复苏并进入理性回归期,光通信也由此迎来了新的发展机遇。近年来 IP 流量的爆炸式增长,尤其是 IPTV、HDTV 和视频点播等新业务的快速发展,用户对带宽的需求与日俱增,将促使高速光电子器件的逐步成熟,由此引领光传输网络朝着更高速率、更高密集度以及更长光传输距离的方向演进。同时在光网络新的发展时期中,实用性理念将成为主导,性能价格比成为人们决策和占有市场的重要因素,人们在追求速率和容量的同时,更注重提升光网络功能,降低网络的建设成本和运营维护成本。超长距离的密集波分复用(DWDM)光传输网络成为了近年来光通信领域研究讨论的热点,众多新技术不断涌现用于克服高速超长距离传输中的诸如噪声和色散积累、非线性光学效应的影响等多种传输损伤,实现大容量信号的低成本、超长距离传输,并通过各种先进的光电信号处理技术实现对现有光传输设施的扩容和升级,成为解决带宽需求和运营、维护、成本矛盾的一种有效且成熟的途径,也为未来光网络的发展奠定了良好的基础。

1.1 国内外光传输网络的现状和趋势

光传输网络容量早已超越 Tbit/s 级。10Gbit/s 方面,目前国内运营商主要以 $160 \times 10\text{Gbit/s}$ 系统部署自己的骨干传输网。40Gbit/s 方面,AT&T、Verizon 以及 NTT 等国外电信公司已经相继于 2007 年一季度和二季度完成了将骨干网升级至 40Gbit/s 系统的部署^[1];国内运营商也已经启动在未来 2 至 3 年内升级 40Gbit/s 传输网络的计划,同时烽火通信在 2004 年就发布了国内首个 $80 \times 40\text{Gbit/s}$ 系统,并于 2005 年开通上海-杭州的试点工程,同年华为公司也推出了自己的 40Gbit/s 波分复用产品。

OFC2007 和 ECOC2008 报告了多项密集波分光网络的传输新记录:单纤 DWDM 传输容量方面,阿尔卡特朗讯贝尔实验室发布了 $320 \times 85.4\text{Gbit/s}$ (320 个信道,单信道速率 85.4Gbit/s) 系统传输 240km 的记录,总容量达 25.6Tbit/s,频谱利用率 3.2bit/s/Hz,调制码型为 PolMUX-RZ-DQPSK (偏振复用-归零码-差分正交相移键控)^[2];日本 NTT 公司发布的是 $204 \times 111\text{Gbit/s}$ (204 个信道,单信道速率 111Gbit/s) 系

统, 传输距离 240km, 调制码型为 PolMUX-CSRZ-DQPSK (偏振复用-载波抑制归零码-差分正交相移键控)^[3]; 在无电中继传输距离方面, 有西门子公司发布 10×111Gbit/s 传输 2375km 的最高记录, 调制码型为 RZ-DQPSK^[4]; 阿尔卡特朗讯贝尔实验室也发布了 10×107Gbit/s 传输 1200km 试验结果, 调制码型 NRZ-DQPSK (非归零码-差分正交相移键控)^[5]。

1.2 新型光调制格式采用的必要性

尽管 DWDM 光传输系统的容量和传输距离记录在不断刷新, 但这似乎是一个很艰难的过程。正如大家所了解的, 光纤信道本身是一种非线性介质, 光信号速率的不断提高, 许多在较低速传输过程中不易出现或影响不大的光学现象将表现得格外突出, 例如色散现象更加严重, 非线性效应带来更严重的信号串扰, 这些对于信道密集度以及传输距离都是极大的挑战, 同时信号占用频带的增加也使其更易受到噪声的干扰, 光信噪比 (OSNR) 容限的降低也是进一步局限传输距离的因素。

人们在不停探索中致力于发展更多的技术来解决以上描述的问题, 例如更为精确的色散管理, 采用特殊的信号调制格式, 发展新型光纤改善传输条件, 采取分布式光放大技术以及采用纠错控制编码等, 其中各种特殊信号调制格式的涌现无疑是下一代光传输系统的一大亮点。前面提到的某些措施都是针对某一特定传输损伤, 或补偿干扰已经造成的影响, 或控制干扰影响的力度来达到延长传输距离或提高传输容量的目的, 因此往往是顾此失彼。而某些特定的调制格式, 由于其特殊的时频特征, 使其在对抗多种传输损伤上都具备优势, 能以较低的成本解决更多的传输受限问题。

OFC2007 和 ECOC2008 发布的传输记录无一例外都采用了差分相移键控 (Differential Phase Shift Keying, DPSK) 或者差分正交相移键控 (Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK) 等码型^[1-7]。对于国内 DWDM 发展趋势, 中国电信北京研究院也暗示对于下一代 40Gbit/s 传输网络的部署, 新型传输码型也许是低成本解决各类瓶颈问题的较好方案^[8]。

1.3 本课题研究目的及意义

本文的研究目的，是为了通过对不同调制格式自身的一些时频特性的细致分析，来研究他们在高速光纤通信中对系统性能带来的影响，主要是研究各种码型应对光纤中的各类传输损伤的不同表现，或从理论上比较其时频特性的优缺点，或利用仿真工具得到关键系统性能参数，或从实验的角度加以验证。总之有了这些具体的性能参数，可以为高速光传输系统调制格式的选型提供理论依据和实践参考，特别地，为现阶段或未来几年 40Gbit/s 光网络部署提供合理的选型方案，这对于工程实践来说是具有十分重要的指导意义的。同时文中对各类传输码型时频特征的分析比较，也为调制格式更优化地发展指明了方向。

1.4 本课题主要内容及创新点

本文第一章讲述的是国内外光传输网的发展趋势；第二章将分析高速光传输系统的受限因素；第三章简要介绍光调制的原理和分类；第四章和第五章将分别就强度调制和相位调制两种调制格式信号时频特性进行理论推导和分析；第六章给出目前 40Gbit/s 已具备商用化能力的几种码型性能的仿真分析；第七章介绍的是 NRZ-pDPSK 码传输 1280km LEAF 光纤实验；第八章的总结中将结合应用成本对 40Gbit/s 光网络部署时信号调制格式的选择方案提出个人认为比较合理的参考意见。

本文的主要创新性成果，在于通过理论、仿真、实验三方面得到了 40Gbit/s 各类调制格式的具体系统性能指标，并由此计算出了各码型在一般条件下的传输距离，并结合应用成本等因素为 40Gbit/s 对于骨干网和城域网的部署中的码型选择提出一定的参考方案。

第 2 章 高速光传输系统的受限因素

光信号的传输速率一般以四倍的速度演进，当 2.5Gbit/s 以下的光通信系统往往被看作“衰耗受限系统”时，10Gbit/s 系统则有时被称为“色散受限系统”，而当信号速率上升到 40Gbit/s，更多的限制因素就会表现出来。下面分别从 OSNR、色度色散、偏振模色散以及光纤非线性效应的角度对光信号传输造成的影响略加阐述。

2.1 光信噪比的影响

光信噪比（OSNR）是判断光接收机信号质量的重要参数。理论上说，信号速率增加至四倍时，信号带宽也随之增加到四倍，由于带内噪声的影响，光信噪比容限降低 6dB，也就是说，40Gbit/s 信号需要存在高 6dB 的 OSNR，才能达到与 10Gbit/s 信号同样的接收误码率^[9]。实际应用中，10Gbit/s 系统对于 NRZ 码型的极限 OSNR 要求大约是 18dB（未采用前向纠错编码或者其他纠错控制技术），那么理论上对于 40Gbit/s 系统要求是 24dB。对于目前骨干光传输网络来说，24dB 的接收光信噪比是一个较难到达的数值，特别在长距离传输（>1000km）时，如果不使用分布式拉曼放大等技术，接收端的 OSNR 普遍在 20dB 以下。因此 OSNR 容忍能力的下降，几乎成为了限制 40Gbit/s 信号甚至更高速传输距离的主导因素。

当然，通过增加信号发送端的入纤功率可以提高接收端 OSNR，但是入纤功率的提高会造成光纤非线性效应的增强，引起信号质量的急剧劣化，这一点在后续章节将会提到。

2.2 群速度色散的影响

色度色散（Chromatic Dispersion, CD）的产生是由于光纤折射率的变化引起传输的不同频率成分的光的传输时延不同而产生的一种物理效应。激光器发出的光信号不可能是严格意义上的单色光，一个光脉冲包含了很多频率成分，而脉冲包络以群速度运动，不同的频谱分量对应于不同的传输速度从而引起脉冲波形展宽，这种现象也

称为群速度色散（Group Velocity Dispersion, GVD）。

群速度色散对信号的影响在时域上表现为信号的展宽，峰值功率下降；在频域表现为不同频率分量产生不同的相移，但是频谱形状不发生变化^[10]。因此群速度色散的影响与信号的光谱宽度有很大的关系。从频域的角度分析，信号的谱越宽，所包含的频率分量就越多，GVD 表现越为严重，相应的脉冲展宽也越严重。群速度色散对脉冲时域的影响可以由色散长度 L_D 表征，

$$L_D = \frac{T_0^2}{|\beta_2|} \quad (2.1)$$

其中 β_2 为群速度色散系数， T_0 为信号脉冲的半高全宽（FWHM）。

通常高斯脉冲的宽度受 GVD 影响可由 2.2 式给出^[10]，

$$T_1(z) = T_0 \left[1 + (z/L_D)^2 \right]^{1/2} \quad (2.2)$$

2.2 式表明 GVD 展宽了脉冲，其展宽程度取决于色散长度 L_D 。对一给定长度的光纤，窄脉冲具有较短的色散长度 L_D ，因此其展宽程度越大。相比之下，40Gbit/s 的色散受限距离仅为 10Gbit/s 的 1/16^[11]。

更准确的说，由于 GVD 效应，在正常色散区（ $\beta_2 > 0$ ）低频分量较高频分量传输速度快，而在反常色散区（ $\beta_2 < 0$ ）则正好相反。仅当所有的频谱分量同时到达时，脉冲宽度才能保持不变，不同频谱分量在传输过程中的任何延迟都将导致脉冲展宽。因此无论是正常色散区还是反常色散区，GVD 均引起脉冲展宽，同时信号速率越高，脉冲宽度越窄，光谱宽度越宽，色散现象越严重。展宽的程度与信号脉冲的半高全宽 T_0^2 成正比。

2.3 偏振模色散的影响

偏振模色散 (Polarization Mode Dispersion, PMD) 的产生机理来源于光纤中的双折射, 入射光被分解为振动方向相互垂直的两种线偏振光, 由于光纤截面的非理想圆对称特性造成纤芯折射率的各向异性分布, 这样两种偏振光传输速度不一致形成快慢轴的相位差, 时序上同样表现为脉冲被展宽^[12]。

按照与频率的相关性 PMD 分为一阶 PMD 和高阶 PMD, 其中一阶 PMD 与频率无关, 对系统性能的影响取决于信号速率以及脉冲宽度。高阶 PMD 对系统性能的影响随信号带宽的增加而加剧。理论上对于是否需要考虑高阶 PMD 影响的分界点是主偏振态 (PSP) 带宽 $\Delta\nu_{PSP}$, $\Delta\nu_{PSP} = \frac{1}{8\langle\Delta\tau\rangle}$, 其中 $\langle\Delta\tau\rangle$ 定义为快轴和慢轴的差分群时延。信号带宽小于 $\Delta\nu_{PSP}$ 时可以忽略高阶 PMD 影响^[13]。

由于偏振模色散在实际应用中是随机变化的, 只具备统计特性, 因此系统在考虑偏振模色散受限时, 一般定义 PMD 引起的差分群时延不应超过信号比特周期的十分之一^[14]。这样对于 10Gbit/s 的 PMD 容限约为 10ps, 而 40Gbit/s 只有 2.5ps。

PMD 受限距离计算方法为^[15]

$$L_{PMD} = \left(\frac{0.1}{B \times PMD_c} \right)^2 \quad (2.3)$$

其中 PMD_c 指光纤 PMD 系数, 单位 ps/\sqrt{km} , B 为信号比特率。

由 2.3 式可知, 40Gbit/s 的 PMD 受限距离为 10Gbit/s 的 1/16, 平均 DGD 容限为 10Gbit/s 的 1/4。

2.4 非线性效应的影响

随着 DWDM 密集度的不断增加, 光纤当中的光场强度也在不断增大, 此时光纤介质的极化强度表现出与光场强度有关, 呈现出所谓的非线性效应^[16]。光纤中的非线性

性效应一般分为两类，一类是光纤折射率随光强变化而变化，包括自相位调制、交叉相位调制和四波混频，统称为克尔效应；另一类是受激非弹性散射，这类非线性效应与光功率密度相关，需要达到一定的阈值才会发生，如受激布里渊散射和受激拉曼散射。

自相位调制（SPM）导致的频率啁啾使得脉冲波形前沿部分频率降低（红移），后沿部分频率升高（蓝移），从而展宽信号频谱。但如果没有 GVD 作用，这种脉冲频谱的展宽并不会引起脉冲时域形状的变化。而在实际光纤传输过程中，SPM 和色散总是共同存在并相互作用的。在正色散介质中，光脉冲频率越高的成份传播速度越慢，频率越低的成份传播速度越快，当色散为负时，脉冲前沿比后沿传播速度快，脉冲被展宽，SPM 和色散的共同作用加速了脉冲的展宽。而反常色散区的情况正好相反，红移了的前沿传输速度减慢，蓝移了的后沿传输速度加快，这样有可能将脉冲的时域宽度进行压缩，这一特性可以在一定程度上补偿因色散引起的脉冲展宽^[17]。

交叉相位调制（XPM）的产生机理与 SPM 类似，只不过属于信道间的串扰，信道功率的增大以及信道数的增多都将加剧 XPM 的影响^[18,19]。

四波混频（FWM）的产生要求严格的相位匹配，而光纤零色散点较容易满足相位匹配条件，通过提高信道间隔以及适当保留一定的色散可以减弱 FWM。

受激拉曼散射（SRS）导致复用信道间光功率的转换，使短波长信道能量转移到长波长信道。对于多波长系统，受激拉曼散射对信道数的增加限制很大，同时引起每个信道的功率受限。SRS 限制每个信道的最大输入功率为，

$$P_R = \frac{16bA_{eff}}{g_R L_{eff} N} \quad (2.4)$$

A_{eff} 为光纤有效面积，2.4 式可以看出， P_R / A_{eff} 为光纤当中的功率密度，SRS 受限距离 L_{eff} 与功率密度成反比^[20]。

在以上所介绍的非线性效应中，以克尔效应对脉冲波形的影响较大，而其中 FWM 的影响较轻微，受激散射一般只引起信道能量转移，不会造成光谱和脉冲形状变化^[20]。所以在分析非线性效应对信号传输的影响时，更多考虑 SPM 和 XPM 的作用。

第 3 章 光调制原理与分类

上一章提到的高速光通信系统，所遇到的主要传输损伤来源于色度色散、偏振模色散以及克尔非线性效应，这些效应对传统的以 NRZ 码型传输的系统来说表现的尤为突出，而一些优化的光调制格式的出现，由于其码型自身的特点，能够有效地减小信道间隔，增加频谱利用率和增强光信号抵抗各类干扰的能力，使整个光通信系统的传输距离和容量得到有效提高。下面简要介绍光调制器工作原理和调制格式分类。

3.1 光调制原理

由于外调制相对于直接调制具备调制谱宽窄，调制啁啾小的特点，因此在长距离光纤通信中普遍采用外调制方式。外调制器按照调制原理可分为马赫-曾德尔调制器（Mach-Zehnder, MZ）和电吸收调制器（Electroabsorption, EA）。

3.1.1 MZ 调制器

MZ 调制器的调制原理来源于晶体的“电光效应”，当把电压加到电光晶体上的时候，晶体的折射率会发生变化，引起光波通过时产生相位变化^[21]。

典型 MZ 调制器结构如图 3.1 所示，

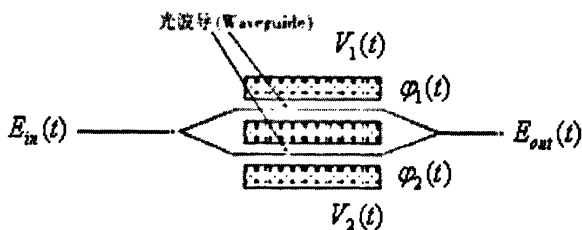


图 3.1 MZ 调制器结构

输入光波在左边 Y 分支处被分为功率相等的两束，分别通过两路光波导传输。由于折射率的变化，两束光信号在到达第二个 Y 分支处产生相位差，若其光程差是

波长的整数倍则相干加强，若光程差是波长的半整数倍则相干抵消，这样通过外加电压的不同实现光信号的调制。

在外加电压作用下，MZ 调制器两臂输出信号相位分别为：

$$\varphi_1 = \frac{\omega}{c} n_{eff} L + \frac{\omega}{2c} n_{eff}^3 \gamma_{33} \frac{V_1}{G} \Gamma L = \frac{2\pi n_{eff} L}{\lambda} + \pi \frac{V_1}{V_\pi} \quad (3.1)$$

$$\varphi_2 = \frac{\omega}{c} n_{eff} L + \frac{\omega}{2c} n_{eff}^3 \gamma_{33} \frac{V_2}{G} \Gamma L = \frac{2\pi n_{eff} L}{\lambda} + \pi \frac{V_2}{V_\pi} \quad (3.2)$$

其中 G 是电极间隔， L 是电极长度， n_{eff} 是 LiNbO_3 光波导有效折射率， Γ 为电场与光场重叠因子， ω 为光载频， c 为真空光速， γ_{33} 为线性电光张量的第九个分量， λ 为真空光波长， V_1 和 V_2 分别为加在臂 1 和臂 2 上的调制电压， V_π 是调制器

半波电压，定义为 $V_\pi = \frac{\lambda G}{n_{eff}^3 \gamma_{33} \Gamma L}$ 。

输出光信号可以表示为：

$$E_{out} = jE_{in} \exp(j\beta L) \exp(j \frac{\pi V_1 + V_2}{2 V_\pi}) \cos(\frac{\pi V_1 - V_2}{2 V_\pi}) \quad (3.3)$$

由 3.3 式可以看出，输出光信号由幅度调制和相位调制（啁啾）两部分组成，为使调制器工作在无啁啾状态，两臂的调制电压通常选择为推挽工作方式，即通过在两调制臂之间施加固定偏压，如使 $V_2(t) = V_1(t) + V_{bias}$ ，选择合适的 V_{bias} 可以实现零啁啾。

输出端的光场强度为

$$I_{out} = E_{out} E_{out}^* = E_{in}^2 \cos^2(\frac{\pi V_1 - V_2}{2 V_\pi}) \quad (3.4)$$

3.1.2 EA 调制器

EA 调制器是一种损耗调制器，工作在调制器材料的吸收边界波长。其基本原理是，改变调制器上的偏压，使多量子阱（MQW）的吸收边界波长发生变化，进而改变光束的通断，实现调制功能。当调制器无偏压时，光束处于通状态，输出功率最大；随着调制器上的偏压增加，多量子阱的吸收边移向长波长，原光束波长吸收系数变大，调制器成为断状态，输出功率最小[22]。

EA 调制器产生的信号啁啾很小，但由于无法进行相位调制，因此在新型光调制格式中 EA 调制器应用并不多。

3.2 光调制格式分类

光调制格式可以按照其信息承载的对象分为 3 类^[10]：

1. 基于强度调制原理的 OOK（On-Off Keying）调制

此类光调制格式特点是传输的信息调制在光信号幅度上。NRZ 即属于这一类型，但由于 NRZ 本身的固有缺陷，不适合超长 WDM 传输，因此研究人员通过改变 NRZ 的调制波形、功率谱、啁啾或相位等方式，来提高调制信号的性能。

目前基于强度调制的光调制格式主要有：

- (1) 非归零码（Non Return to Zero, NRZ）；
- (2) 归零码（Return to Zero, RZ）；
- (3) 载波抑制归零码（Carrier Suppressed RZ, CSRZ）；
- (4) 双二进制码（Duobinary Modulation）。

2. 基于相位调制原理的 PSK（Phase Shift Keying）调制

此类调制格式的特点是传输的信息调制在光信号的相位上，这类调制格式在接收时一般采用差分相干解调，因此也被称为差分相移键控（DPSK）。

目前基于相位调制的光调制格式主要有：

- (1) 差分相移键控（Differential Phase Shift Keying, DPSK）；
- (2) 差分正交相移键控（Differential Quadrature Phase Shift Keying, DQPSK）。

3. 基于偏振调制原理的 PolSK（Polarization Shift Keying）

此类调制格式的特点是传输的信息调制在光信号的偏振态上,目前基于偏振调制的光调制格式主要有双二进制偏振位移键控 (Duobinary Polarization Shift Keying, DPolSK)和比特间插偏振调制格式 (Intrabit Polarization Diversity Modulation, IPDM)。

以上介绍的三种调制格式在可实现程度上从易到难,特别是偏振调制格式需要精密的光学偏振调制器和分束器等,实现成本以及稳定性上都不具备优势,所以目前只局限于实验室研究。本文主要针对强度调制和相位调制两种调制格式进行理论分析和试验对比。

第 4 章 基于强度调制的光调制格式

基于强度调制原理的光调制格式是通过调制器将所需要传输的信息调制在光信号的幅度上，最简单的强度调制格式是 NRZ 码。但是各项研究和试验结果表明，由于 NRZ 码自身时频特性的缺陷，使其不利于超长距离 WDM 传输。在 NRZ 的基础上，人们开发了各种新型的 OOK 调制码型，如 RZ 码、CSRZ 码和双二进制码等，其或具有更低的带宽和更高的色散容限，或具有更强的抗非线性干扰能力和更高的 PMD 容限，可以获取比传统 NRZ 调制格式更佳的性能^[23]。

下面分别介绍基于强度调制原理的各类新型调制格式的产生原理以及相应的时频特性。

4.1 非归零调制格式 (NRZ)

用于长距离传输的 NRZ 调制格式一般是外调制方式，采用一级 MZ 或者 EA 调制器来完成，如图 4.1 所示。

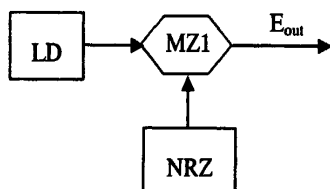


图 4.1 NRZ 调制原理

图 4.2 为 VPI7.1 仿真软件模拟的 40Gbit/s NRZ 调制格式的信号眼图和光谱。

从时域上看，NRZ 码的眼图占空比为 100 %；从频域上看，NRZ 码具有很高的载波分量，NRZ 的 20dB 谱宽约为 50GHz。注意这里我们对谱宽的考察，参考点位于载波分量的最低功率处，这样做的目的是为了与其他载波被抑制后的码型保持对比一致性。

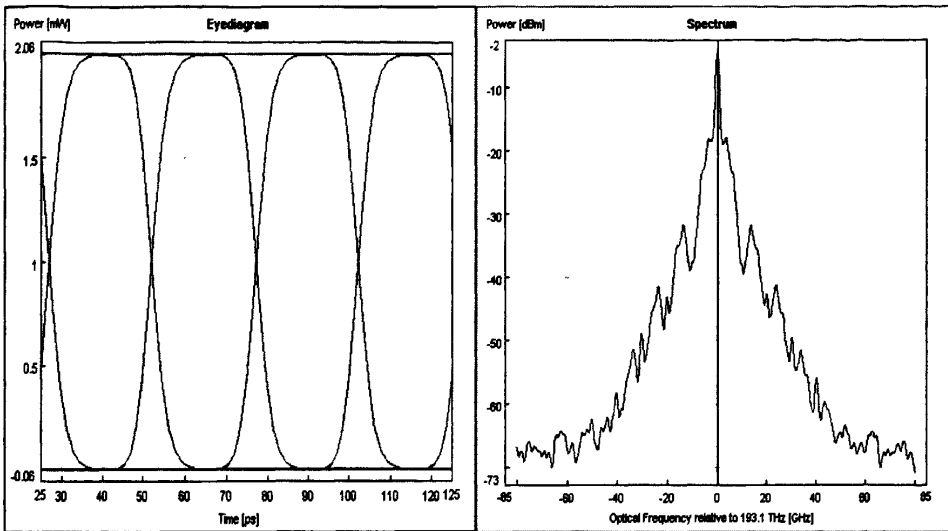


图 4.2 NRZ 码光眼图和光谱

4.2 归零调制格式 (RZ)

相对于 NRZ 码, RZ 调制格式一般采用二级马赫-曾德尔调制器的方式实现。二级 MZ 调制原理如图 4.3 所示。

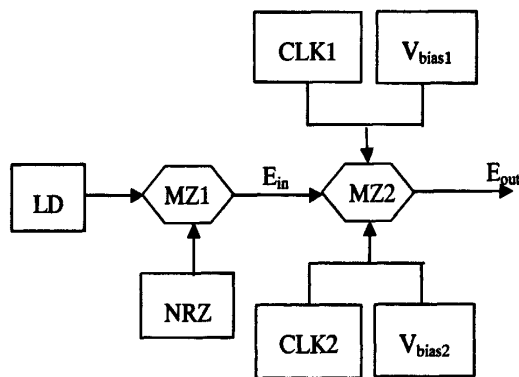


图 4.3 二级 MZ 调制原理图

连续波激光器产生的光波经过两个 MZ 调制器, 第一级调制器采用普通强度调制方式, 数据信息以电的 NRZ 形式加在调制端, 第一级调制器的输出为承载了信息的理想矩形 NRZ 光脉冲。第二级调制器采用双端调制, 每个调制端均加上一个时钟信

号和一个偏置电压。选取不同的时钟信号幅度、频率和相位以及直流偏压便在 MZ2 的输出端产生不同调制格式的信号脉冲。

RZ 调制按照在第二级调制器上所加载时钟信号的参数不同，而分为全速率 RZ 调制格式和半速率 RZ 调制格式，后面可以看到这两种 RZ 调制的差别主要在于占空比不同。

4.2.1 全速率 RZ 调制

全速率 RZ 调制格式中，MZ2 偏置在 $\frac{V_\pi}{2}$ 处，时钟信号幅度和频率分别为 $\frac{V_\pi}{4}$ 和 B ，两时钟信号相位差为 π ，则两臂电压分别为，

$$V_1 = \frac{V_\pi}{4} + \frac{V_\pi}{4} \cos(2\pi Bt) \quad (4.1)$$

$$V_2 = -\frac{V_\pi}{4} + \frac{V_\pi}{4} \cos(2\pi Bt + \pi) \quad (4.2)$$

将 4.1 和 4.2 式代入 3.3 式，则 MZ2 的输出光场和光强分别为，

$$E_{out} = jE_{in} \exp(j\beta L) \sin\left[\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} \cos(2\pi Bt)\right] \quad (4.3)$$

$$I_{out} = E_{in}^2 \sin^2\left[\frac{\pi}{4} - \frac{\pi}{4} \cos(2\pi Bt)\right] \quad (4.4)$$

根据 4.4 式求出全速率 RZ 调制的半高全宽 T_{FWHM} 为 $1/2B$ ，占空比为 50%^[24]。

图 4.4 为 VPI TransmissionMaker7.1 仿真软件模拟的 40Gbit/s 全速率 RZ 调制格式的信号眼图和光谱。

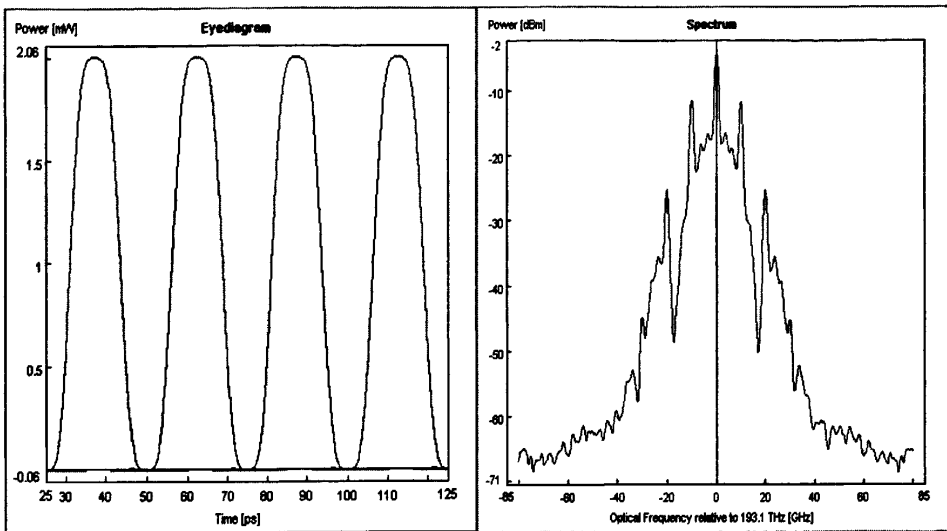


图 4.4 全速率 RZ 调制信号光眼图和光谱

由图 4.4 可以看出全速率 RZ 调制信号的时频特征:眼图占空比为 50%,其 20dB 光谱宽度约为 70GHz。

相对于 NRZ 调制而言,全速率 RZ 调制具有更宽的频谱宽度,这样使之只能应用于 100GHz 间隔以上的 DWDM 系统^[25],后面的分析中我们将会看到,谱宽的增加还会导致 RZ 码型色散范围的缩小。但同时谱宽增加带来的好处是,对应于相同的平均发送功率时,RZ 调制信号的峰值功率低于 NRZ 调制,光纤中有效功率密度降低而使得非线性效应对 RZ 码的影响将会比 NRZ 码有很大的改善。另外,从眼图的形状看,RZ 调制由于比特位归零而使得前后码元的码间干扰机会减小,可以一定程度上抑制一阶 PMD 的影响^[26]。

4.2.2 半速率 RZ 调制

半速率 RZ 调制格式中, MZ2 偏置在 $2V_\pi$ 处,时钟信号幅度和频率分别为 $\frac{V_\pi}{2}$ 和 $\frac{B}{2}$,两时钟信号相位差为 π ,则两臂电压分别为,

$$V_1 = V_\pi + \frac{V_\pi}{2} \cos(\pi Bt) \quad (4.5)$$

$$V_2 = -V_x + \frac{V_x}{2} \cos(\pi Bt + \pi) \quad (4.6)$$

将 4.5 和 4.6 式代入 3.3 式，则 MZ2 的输出光场和光强分别为，

$$E_{out} = -jE_{in} \exp(j\beta L) \cos\left[\frac{\pi}{2} \cos(\pi Bt)\right] \quad (4.7)$$

$$I_{out} = E_{in}^2 \cos^2\left[\frac{\pi}{2} \cos(\pi Bt)\right] \quad (4.8)$$

根据 4.8 式求出半速率 RZ 调制的半高全宽 T_{FWHM} 为 $1/3B$ ，占空比为 33%^[24]。

40Gbit/s 半速率 RZ 调制格式的信号眼图和光谱分别如图 4.5 所示。

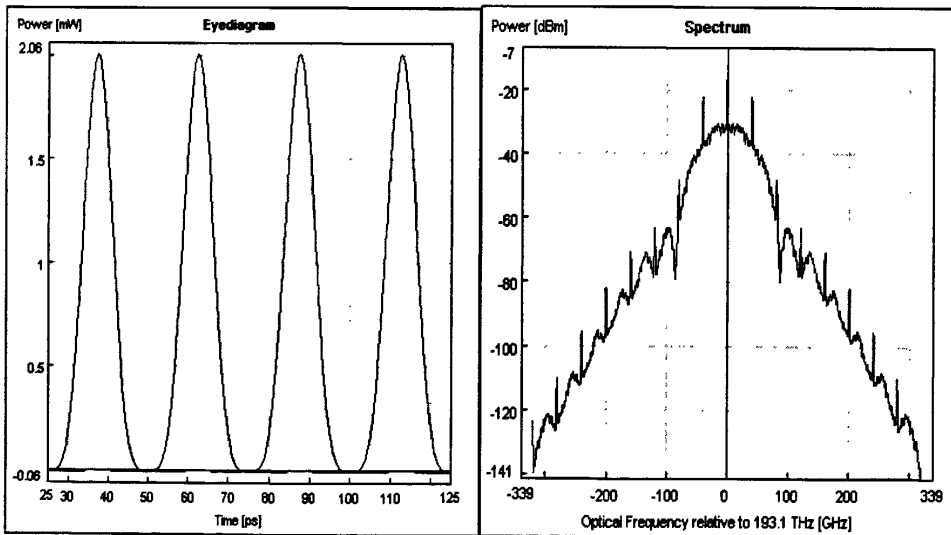


图 4.5 半速率 RZ 调制信号光眼图和光谱

由图 4.5 可以看出半速率 RZ 调制的时频特征：眼图占空比为 33%，由于占空比缩小的缘故，半速率 RZ 码的光谱宽度要比全速率调制宽一些，20dB 谱宽大约为 80GHz。

半速率 RZ 调制谱宽更宽，同样只能应用于 100GHz 以上间隔的 DWDM 系统，

同时由此带来的色散现象更为严重，虽然非线性效应影响较弱，但由于其光眼图的“眼空”更小带来灵敏度的下降，对 OSNR 的抑制能力也要降低，实际是不适合长距离传输的^[27]。

4.3 载波抑制归零调制格式 (CSRZ)

载波抑制归零调制 (CSRZ) 的调制原理同 RZ 一样，都是采用的二级 MZ 调制。但 CSRZ 调制最大的特点是第二级 MZ 调制器的偏置电压取在 V_{π} 处，即 MZ 传递曲线的传输零点。MZ 调制器特性是经过传输零点时，相位发生 π 的翻转。因此 CSRZ 调制后的光信号，相邻码元相位以 0 和 π 交替出现^[28]。

时钟信号幅度和频率分别为 $\frac{V_{\pi}}{2}$ 和 $\frac{B}{2}$ ，两时钟信号相位差为 π ，则两臂电压分别为，

$$V_1 = \frac{V_{\pi}}{2} + \frac{V_{\pi}}{2} \cos(\pi Bt - \frac{\pi}{2}) \quad (4.9)$$

$$V_2 = -\frac{V_{\pi}}{2} + \frac{V_{\pi}}{2} \cos(\pi Bt + \frac{\pi}{2}) \quad (4.10)$$

将 4.9 和 4.10 式代入 3.3 式，则 MZ2 的输出光场和光强分别为，

$$E_{out} = -jE_{in} \exp(j\beta L) \sin\left[\frac{\pi}{2} \sin(\pi Bt)\right] \quad (4.11)$$

$$I_{out} = E_{in}^2 \sin^2\left[\frac{\pi}{2} \sin(\pi Bt)\right] \quad (4.12)$$

根据 4.12 式求出 CSRZ 调制的半高全宽 T_{FWHM} 为 $2/3B$ ，占空比为 67%。

40Gbit/s CSRZ 调制格式的信号眼图和光谱分别如图 4.6 所示。

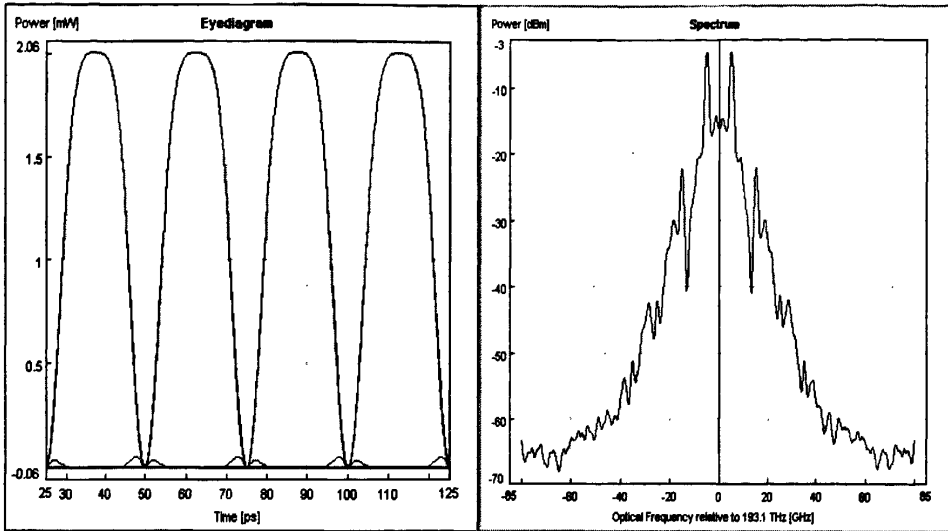


图 4.6 CSRZ 调制信号光眼图和光谱

由图 4.6 可以看出 CSRZ 调制的时频特征，眼图占空比为 67%；由于 CSRZ 调制格式相邻码元相位相差 π ，因此其频谱中载频分量被抑制。从能量的角度来说，载频被抑制将使有用的信号频率成份获得更多的能量，将能更加增强信号对各种干扰的抵抗能力。另外占空比的增大使其比一般 RZ 调制具有更窄的频谱，其 20dB 谱宽约为 60GHz，是三种 RZ 调制格式当中最小，更窄的频谱使得 CSRZ 传输过程中表现出比其他码型有较大的改善^[29, 30]。

4.4 双二进制调制格式 (ODB)

码元速率的提高将会导致信号光谱宽度的增加，例如 40Gbit/s 的谱宽为 10Gbit/s 的四倍。而在第一章讲到的，群速度色散对传输的影响依赖于光信号谱宽，谱宽的增加将会导致信号受群速度影响的急剧恶化，色散受限距离缩短。对于 40Gbit/s 的 NRZ 调制光信号，色散容限约为 60ps/nm，相当于标准单模光纤 (ITU-T G.652，色散系数 17ps/nm/km) 约 3.52km，因此对于 40Gbit/s 以上的光传输系统来说，需要更为精确的色散补偿技术。此外，40Gbit/s 信号有效光谱宽度约为 80GHz，已经不满足 50GHz WDM 系统的信号带宽需求，进一步限制了通道密集度。

双二进制调制格式的出现可以有效缓解信号速率增加而谱宽增加的矛盾，有助于减小通道间隔和增大色散容限。双二进制调制是按照一定的规则将原来二进制中

逻辑信号“0”转换为调制信号“+1”和“-1”，这样信号的频谱带宽减小为原来的二分之一^[31]。

由二进制转换为双二进制的过程，需要经过预编码和编码两部分，如图 4.7 所示。其中预编码部分通常采用逻辑电路完成，编码部分可采用双臂 MZ 调制器实现。

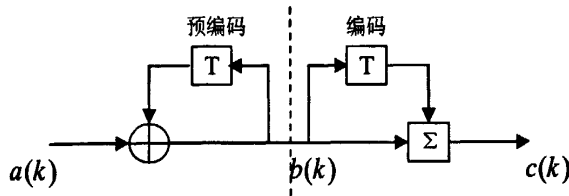


图 4.7 双二进制预编码示意图

通过预编码，二进制的“0”和“1”两种状态被转换为双二进制的三种调制状态 Z、A 和 B，其中 Z 用于代表“0”，A 和 B 分别代表“+1”和“-1”。

双二进制按照其调制原理通常可分为三电平幅度调制双二进制和双二进制振幅调制相位键控（AM-PSK）两种调制格式^[31]。

三电平幅度调制双二进制的原理是将输入码元调制为三级幅度，例如取 $Z=0$ ； $A=0.5$ ； $B=1$ 。这种调制方式的优点是使得发射部分的结构简单，但是三级幅度的采用会造成眼图张开度劣化，本身并不益于长距离传输，另外需要两个接收机并设定两个接收门限，增加了接收部分的复杂度，所以三电平幅度调制方式已慢慢淡出了人们的研究范围。本节只介绍基于相位调制原理的双二进制调制格式。为叙述简便，以下描述中的“双二进制”调制格式均指双二进制振幅调制相位键控调制格式。

4.4.1 AM-PSK 双二进制调制原理

AM-PSK 双二进制调制格式结合了强度调制和相位调制的特点，利用不同的相位区别调制状态 A 和 B，但实际 A 与 B 都是对应的同一种逻辑码，这样虽然传输码元在相位上携带了两种不同的状态信息，但接收机只需要取其幅度就可以正确判决，利用传统的二进制直接检测接收机完全可以做到这一点，从而降低系统的复杂度和成本。

除了预编码，AM-PSK 调制与传统 NRZ 调制的区别关键在于 MZ 调制器的特性，即在经过 MZ 调制器传输零点时，调制信号相位发生 π 的翻转。调制过程如图 4.8 所示。

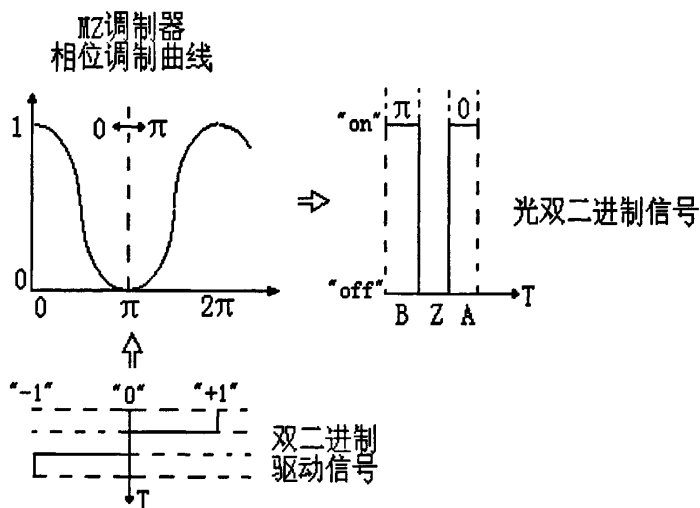


图 4.8 AM-PSK 双二进制中 MZ 调制示意图

MZ 调制器偏置电压设置在 V_{π} 处，当调制信号以“-1”、“1”变化时，输出光双二进制信号相位以“ π ”和“0”交替出现。此时加载在 MZ 调制器两臂的驱动信号应该是不相同的两个信号，这组信号是通过预编码的方式得到的。

4.4.2 AM-PSK 双二进制预编码方案

本小节介绍两种不同的预编码方案，最终都可以实现 AM-PSK 双二进制，并比较两种方案的异同。

1. 预编码方案—^[32]

方案一的预编码公式为，

$$b(k) = a(k) \oplus b(k-1) \quad (4.13)$$

$$c(k) = b(k) - \overline{b(k-1)} \quad (4.14)$$

调制方式如图 4.9 所示，调制过程如图 4.10 所示。

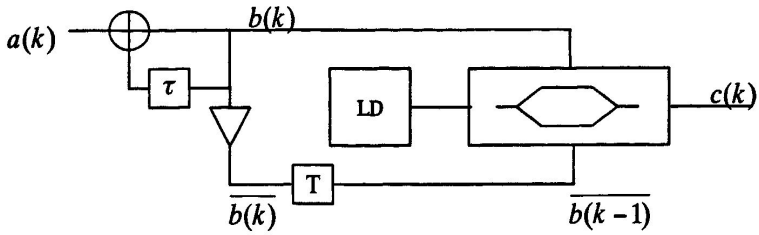


图 4.9 预编码方案一调制方式

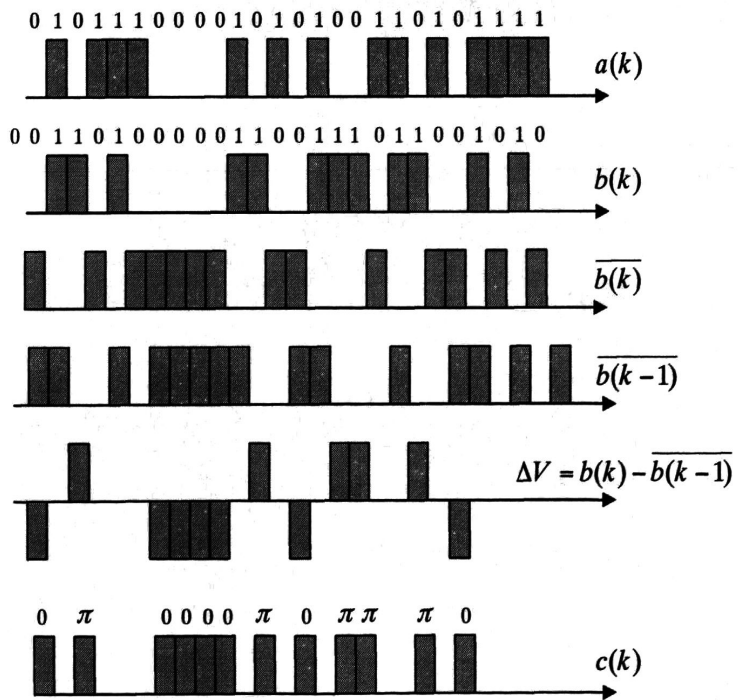


图 4.10 预编码方案一调制过程

2. 预编码方案二^[33]

方案二的预编码公式为，

3. 两种方案异同比较

比较图 4.10 和图 4.12 的调制过程可以看出，输入信号 $a(k)$ 通过预编码和 MZ 调制器的作用，生成的 $c(k)$ 序列都实现了利用相位携带不同状态信息的过程，即所谓的 AM-PSK。而且对于这两种双二进制方式，输出的 $c(k)$ 序列都可以用直接检测接收机进行接收，接收机不用区分 A 和 B 的具体相位而判决为同一种逻辑电平。不同只是方案一 $a(k)$ 序列的逻辑“1”对应传输状态 Z，逻辑“0”对应传输状态 A 和 B，而方案二 $a(k)$ 序列的逻辑“0”对应为 Z，逻辑“1”对应为 A 和 B。

对照输入序列 $a(k)$ 分析两种方式得到的 $c(k)$ 序列可以找到两种调制的区别。方案一生成的 AM-PSK 双二进制中，当两个逻辑“0”之间有奇数个逻辑“1”时相位才发生翻转，当中间有偶数个逻辑“1”时相位不翻转，同时连续的逻辑“0”的相位是连续的。方案二生成的 AM-PSK 双二进制中，后一个逻辑“1”相对于前一个逻辑“1”的相位都是发生翻转的，在后面的分析当中将会看到，这种方式生成的双二进制具有更好地克服色散效应的能力和抗码间干扰能力，如图 4.13。

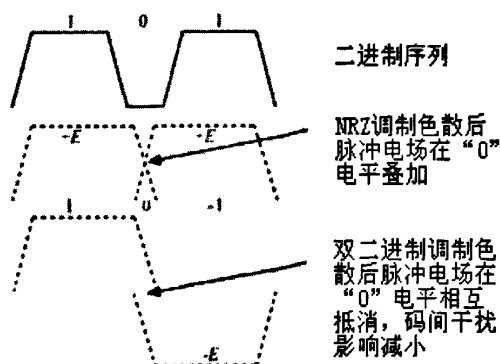


图 4.13 双二进制码改善码间干扰的影响

考察二进制编码方案，传统的 NRZ 码型数据序列{1,0,1}映射到光域为{+E,0,+E}，而编码后双二进制数据序列{1,0,-1}映射为光域的{+E,0,-E}。图 4.13 中示意了色散效应引起信号脉冲的展宽，前后两个“1”码能量泄漏进入“0”码，NRZ 调制中两个“1”码的电场方向相同，这样泄漏进“0”码的能量是叠加的，导致“0”码功率升高而易于被接收机误判为“1”码。而在双二进制调制中，相邻两个“1”码的电场方向相反，由于色散展宽泄漏进入“0”码的能量是相互抵消的，有效减小了码间干扰的影响。方案二产生的双二进制，逻辑“1”的相位持续翻转能获得更好的抵抗码间干扰能力。而方案一中，当出现类似{1,0,0,1}序列时，两个“1”码的相位是连续的，色散展宽效应严重时仍然会出现 NRZ 调制相似的码间干扰现象，但由于两个“1”码之间跨越了两个“0”码，所以理论上来说码间干扰造成的影响相对较弱些。

另外方案一生成的序列，连续逻辑状态相位是连续的，这样在码元过渡时间较长时，接收机比较难以获取比特时钟，而方案二的“0”、“ π ”交替相位则有利于接收机提取时钟。

4.4.3 双二进制调制时频特征

图 4.14 给出了 AM-PSK 双二进制调制应用于 40Gbit/s 的光信号眼图和光谱。

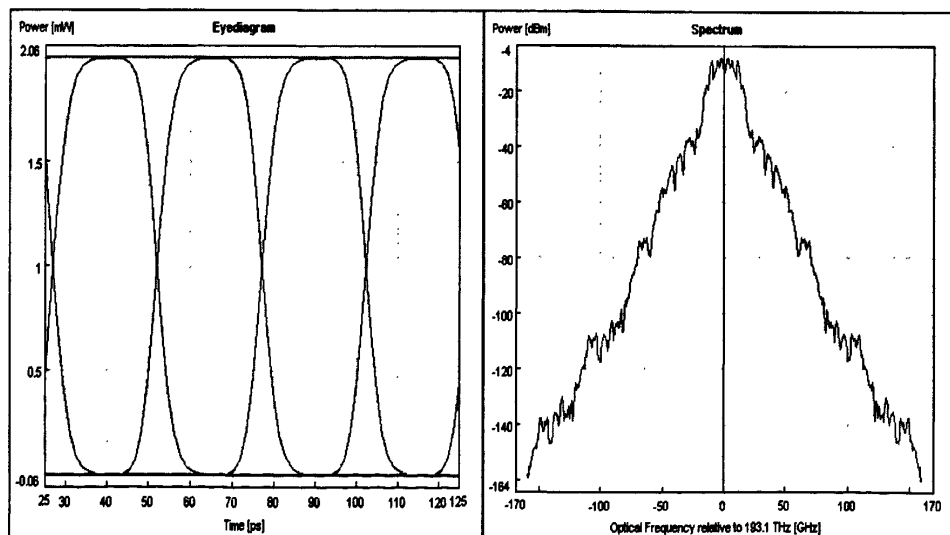


图 4.14 双二进制调制信号光眼图和光谱

4.4.2 节从时域的角度分析了双二进制如何克服色散效应引起的码间干扰影响, 同样地, 从频域上分析, 图 4.12 所示双二进制频谱可以看出, 相位的“0”、“ π ”交替抑制了载频, 且其 20dB 谱宽仅为 25GHz, 只有 NRZ 调制的一半。根据 2.1 节对群速度色散分析的结论, 色散对信号传输的影响取决于光谱宽度, 理论上说谱宽越宽, 则信号包含的频率分量越多, 相应的群速度色散效应表现地越严重。双二进制的谱宽比 NRZ 压缩一半, 可以有效减小色散效应的影响^[34]。

谱宽压缩给双二进制带来的另一个好处是能减小通道间隔, 增加频带利用率。对于 40Gbit/s 来说, 通常认为 NRZ 调制的有效频宽达到 80GHz, 因此 40Gbit/s 最早的 DWDM 系统研究只能止步于 100GHz 间隔以上的应用, 双二进制的出现将 40Gbit/s 有效频宽压缩至 40GHz, 使其重新回到 50GHz 间隔上来。而对于 10Gbit/s, 双二进制更是将频率间隔推向 25GHz, 这样可以不拓展使用 L 波段, 仅在 C 波段就可以实现 160 个波道甚至密集度更高的 10Gbit/s DWDM 系统^[35]。

第 5 章 基于相位调制的新型调制格式

基于相位调制原理的光调制格式是通过调制器将所需要传输的信息调制在光信号的相位上。与强度调制不同之处是，相位调制不再利用幅度来区分信息状态，而是把信息状态携带在后一码元相对于前一码元的相位变化上。由于这种前后码元的相互相位关联，因此也被称为差分相移键控（DPSK）。根据调制过程中使用的相位信息种类，DPSK 可以衍生出差分正交相移键控（DQPSK）、八相差分相移键控（8-DPSK）等。

DPSK 的最大特点是每个比特周期中信号的脉冲波形都是相同的，这样光功率均匀分布于相位调制信号的每个比特中，有助于提高抵抗非线性效应能力和抗噪声干扰性能。

DPSK 的解调也具有比 OOK 调制的优势。首先，接收机是利用相位变化来分辨信息状态的，这样不需要强度检测接收机所需的判决阈值电平，而判决时与信号输入功率是无关的，因此相对于强度调制而言，DPSK 对信号光功率的变化提供了更高的容忍性。其次，平衡检测接收机的使用，可以获得比直接检测更高的接收灵敏度。

但 DPSK 无论在发射结构还是接收机结构上，都比 OOK 调制更加地复杂，且相位级别愈多，调制与解调过程愈繁琐，成本愈高，接收机对失调也更为敏感。基于性价比的因素，DPSK 调制的研究至今为止还只限于 40Gbit/s 以上的传输系统中。目前 DPSK 应用于 40Gbit/s 领域已经开始出现可商用化的产品，DQPSK 和 8-DPSK 都还只停留在实验室水平。本章主要针对 DPSK 和 DQPSK 两种调制格式原理加以阐述。

5.1 差分相移键控调制格式

5.1.1 DPSK 调制过程

DPSK 调制与 OOK 调制的不同之处在于，NRZ 码流在进入调制器之前需要经过差分预编码，差分预编码将独立的码元转换为前后相关联的码元相对信息。在经

过 MZ 调制器时, 调制器偏置在传输零点, 码元幅度上的变化可被转换为相位变化, 这样前后码元相对的幅度信息被转化为相位差信息^[36]。

DPSK 的调制过程如图 5.1 所示。

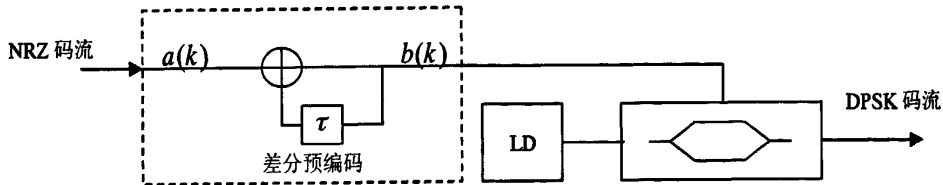


图 5.1 DPSK 调制过程

DPSK 差分预编码公式为^[36],

$$b(k) = a(k) \oplus b(k-1) \quad (5.1)$$

对比式 4.15, 可以看出 DPSK 的差分预编码与双二进制 AM-PSK 的预编码过程是一致的, 但两者的区别体现在调制部分。对比图 4.8、4.9 和图 5.1, DPSK 直接进行调制, 幅度信息被转换为相位差信息; AM-PSK 则将 $b(k)$ 和 $b(k-1)$ 或 $\overline{b(k-1)}$ 同时送入 MZ 调制器, 这一点类似于差分解调的过程, 因此 AM-PSK 实际还是实现的幅度调制, 只不过与 NRZ 调制的区别在于前后“1”码相位发生了翻转, 是一种幅度和相位同时被调制的过程, 实际为三电平调制。但 AM-PSK 本码元的相位代表不同的调制信息, 而 DPSK 本码元的相位不代表任何调制信息, 信息被调制在前后码元的相对相位差上, 在接收端 DPSK 必须采用差分解调。

根据图 5.1 生成的 DPSK 信号也即是 NRZ-DPSK 信号, 40Gbit/s NRZ-DPSK 信号光谱和光眼图如图 5.2 所示。

NRZ-DPSK 的光眼图实际为一条直线, 因为信息体现在前后码元的相位差信息上, 信号幅度并不发生变化, 这种特性也被称为恒定包络性质, 后面的分析中我们将会认识到, 恒定包络特性会增强 DPSK 抵抗某些传输损伤的能力。

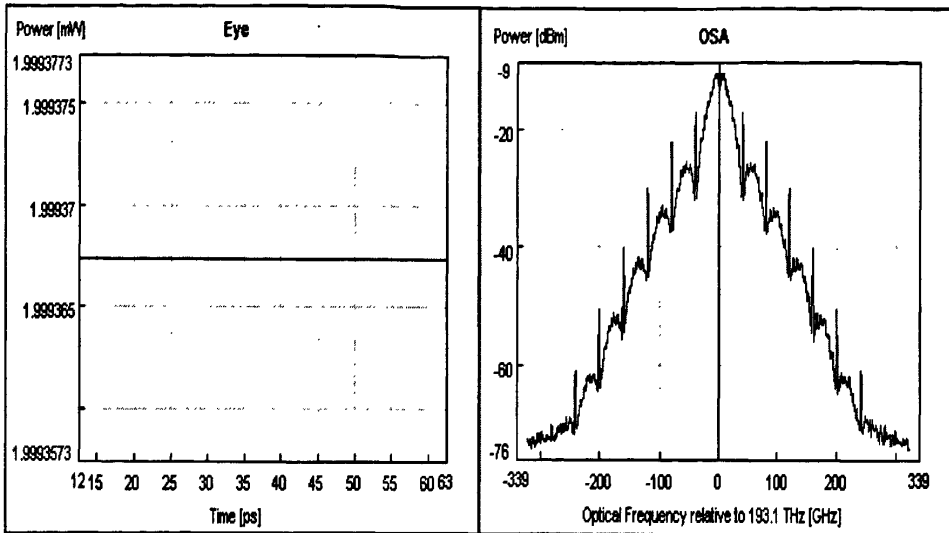


图 5.2 NRZ-DPSK 信号光眼图和光谱

从 NRZ-DPSK 光谱可以看出, 40Gbit/s 信号的 20dB 谱宽约为 50GHz, 与 NRZ 码的谱宽相当, 但相位调制过程使得载波被抑制。NRZ-DPSK 由于谱宽较宽, 滤波器带宽的限制给 NRZ-DPSK 信号引入额外的系统代价^[37], 因此从理论上说也不能通过 50GHz 间隔的梳状滤波器。但研究表明, 这种滤波效应引入的额外代价可以通过优化解调器的自由光谱范围(FSR)得到补偿, 从而适用于 50GHz 的 DWDM 系统, 见 5.1.3 节。

采用二级调制的方式与强度调制相结合而成的 RZ-DPSK 或 CSRZ-DPSK 信号, 可以获得 OOK 调制的某些性能。DPSK 的二级调制过程如图 5.3 所示。

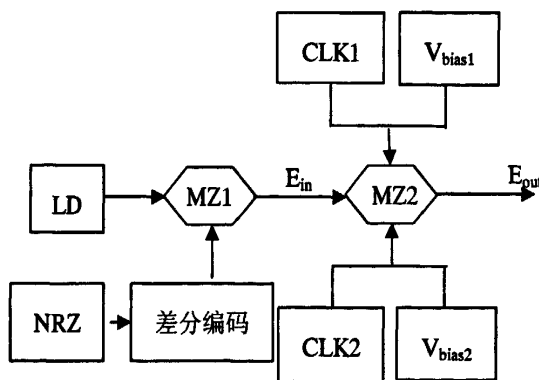


图 5.3 RZ-DPSK 调制

其中第一级调制器用于生成光的 DPSK 信号。第二级调制器完成波形切割，采用生成 RZ 码中相同的双端调制结构，每个调制端均加上一个时钟信号和偏置电压，选取不同的时钟信号幅度、频率、相位以及直流偏压，便可以在 MZ2 输出端获得不同调制格式的信号脉冲。例如，选择 MZ2 偏置于传输零点 V_x 处，两时钟信号幅度和频率分别为 $\frac{V_x}{2}$ 和 $\frac{B}{2}$ ，相位差为 π ，产生 CSRZ-DPSK 信号。

5.1.2 DPSK 的解调

DPSK 信号解调的接收机结构如图 5.4 所示^[36]。

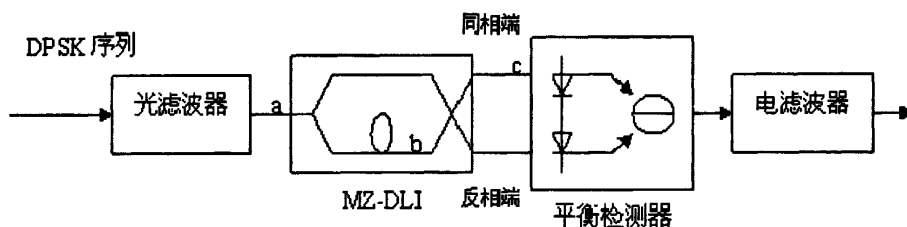


图 5.4 DPSK 解调过程

DPSK 解调与 OOK 调制的解调有两个最典型的区别。第一个不同是 DPSK 解调必须采用差分延迟线干涉仪 (DLI)，用于将相位差信息还原为幅度信息，而 OOK 调制是直接强度检测。另一个不同是 DPSK 解调采用平衡检测器，而 OOK 解调只有单级检测，后续的分析我们将会看到，平衡检测可以为 DPSK 解调带来更多的性能优化。

由于 DPSK 调制时信息被加载在前后码元的相位差上，差分延迟线干涉仪 (DLI) 的作用就是将这种相位差信息还原为幅度信息，从而适用于后级检测器进行强度检测。DLI 的实现实际就是 MZ 干涉仪，如图 5.4，信号分为两路进入 DLI，MZ 的两臂之间延迟差为 1 个比特周期，这样在 DLI 的输出端，信号的前后两个码元将会发生干涉。DLI 输出两个端子，分别被称为“同相端”和“反相端”，前后码元如果相位相同，则干涉时表现为相干相长，同相端有最大输出，反相端有最小

输出；反之，若前后码元相位相反，则干涉时表现为相干相消，反相端有最大输出，同相端有最小输出。

DLI 输出的同相端和反相端分别连接至平衡检测器，下面将推导 DPSK 平衡检测解调过程的误码率性能。

第 n 个码元脉冲经过接收机滤波器后的信号表达式为，

$$F_n(t) = f_n e^{-j\omega_c t} \quad (5.1)$$

$$f_n = a_n \sqrt{E_b} + z_n \quad (5.2)$$

其中 a_n 为第 n 个码元脉冲复幅度， E_b 为每比特脉冲能量， z_n 为均值为零、方差为 σ^2 的独立加性高斯噪声。

经过光带通滤波后的信号，进入 MZ 差分干涉仪 (MZDI)，其两臂有 1 比特周期的时延差。MZDI 解调后的同相输出和反相输出信号分别为，

$$I_+ = \left| \frac{f_n + f_{n-1}}{2} \right|^2 \quad (5.3)$$

$$I_- = \left| \frac{f_n - f_{n-1}}{2} \right|^2 \quad (5.4)$$

5.3 和 5.4 式表明，相邻比特间没有相位变化时，同相输出端有最大功率输出；相邻比特间相位变化 π 时，反相输出端有最大功率输出。

两个输出端经过平衡检测器的光电二极管后的输出电信号相减的结果得到解调电信号，

$$I_{out} = I_+ - I_- = \frac{f_n f_{n-1}^* + f_n^* f_{n-1}}{2} \quad (5.5)$$

将 5.2 式代入 5.5 式可推导出 DPSK 系统误码率,

$$BER = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2\sigma^2}\right) \quad (5.6)$$

5.1.3 DPSK 与 OOK 调制性能比较

考察 DPSK 信号的时频特性, 在诸多方面都比 OOK 调制表现出更为优势的性能。

1. 接收机灵敏度

相对于 5.6 式给出的 DPSK 系统误码率, 同等噪声环境下的 OOK 系统误码率为^[38],

$$BER = \left(\frac{\sigma^2}{2\pi E_b}\right)^{1/4} \exp\left(-\frac{E_b}{4\sigma^2}\right) \quad (5.7)$$

忽略表达式系数因子的影响可以看出, 为达到 DPSK 系统相同的误码率, OOK 接收机需要大约两倍的输入平均光功率。也就是说, 与 OOK 调制相比, DPSK 系统的接收机灵敏度提高约 3dB^[38]。

2. 光信噪比容限

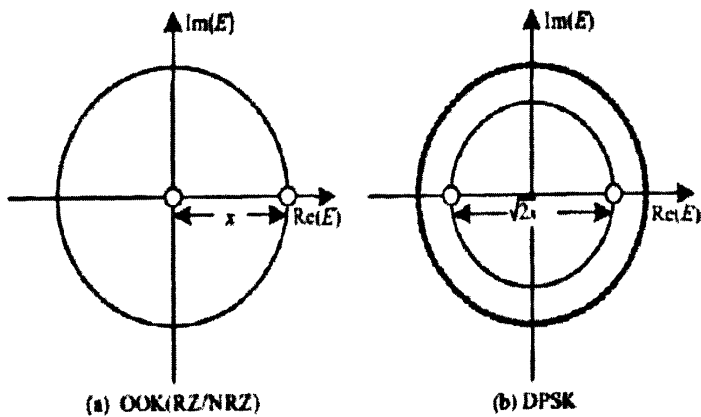


图 5.5 OOK 与 DPSK 信号星座图比较

从图 5.5 的 OOK 与 DPSK 的信号星座图可以看出, 对应于相同的平均发送功率, DPSK 的码间距离是 OOK 的 $\sqrt{2}$ 倍^[39], 因此 DPSK 系统对 OSNR 的要求比 OOK 系统降低 3dB。

3. 非线性效应

由于 DPSK 信号近似恒定包络特性, 在相同的平均功率下, 码元峰值功率比 OOK 信号小 3dB, 这样同等条件下 DPSK 信号所受的非线性效应影响要明显好于 OOK 信号。

据第一章描述的, DWDM 光传输系统的主要非线性损伤来自于 SPM 效应引起的相位波动以及 XPM 效应引起的时延抖动, 其中 SPM 效应的影响可以通过引入适当的色散管理而加以抑制, XPM 的影响由于所有码元相似的强度包络而使得 DPSK 系统性能好于 OOK^[40]。

4. 群速度色散与 PMD 容限

由图 5.2 可以看出, DPSK 调制并没有改变信号光谱宽度, 因此其群速度色散的表现与 OOK 一致。

5.1.4 FSR 优化 DPSK 的解调

前面 5.1.2 节对 NRZ-DPSK 的光谱分析中提到, 40Gbit/s 的 NRZ-DPSK 信号 -20dB 谱宽约为 60GHz, 通常用于 50GHz 间隔 DWDM 系统的梳状滤波器的 3dB 带宽约为 35GHz, 因此理论上说 NRZ-DPSK 信号在通过 50GHz 间隔梳状滤波器时会滤掉光谱中的一些信号成分, 从而引入更多的系统代价。

有研究表明, 通过适当减小 DLI 两臂的相对延迟, 可以补偿由于滤波器带宽太窄引起的信号劣化, 同时相对 1 比特延迟的 DLI 来说, 还可以获得更好的系统传输性能^[41]。我们将减小 DLI 相对延迟的过程称为“FSR 优化”, FSR 为 MZ 干涉仪的自由光谱范围。DLI 延迟为 1 比特周期时, FSR 正好等于信号传输比特率, 减小一定的 DLI 延迟后, FSR 将略大于传输比特率。

通常 DLI 采用精确的 1 比特延迟解调 DPSK 信号, 这样数据流中的前后比特位正好在比特周期对齐的位置进行相位比较, 当 DLI 延迟低于 1 比特周期时, 实际 FSR 大于传输比特率, 造成的结果是每个比特会有部分时间与自己发生干涉,

从而在每个比特内部产生确定的部分相长干涉,这种部分相长干涉的结果为解调后相邻比特位之间提供了一定的缓冲区,减小了码间干扰的影响。图 5.6 给出了 FSR 优化前后 DPSK 解调的比特位示意,我们可以分析到 DLI 延迟变化是怎样影响信号的码间干扰的。

从图 5.6 可以看出,DLI 延迟小于 1 比特周期时,每个比特位将会有部分时间与自身发生确定的相长干涉,结果是解调后在传输“0”码的比特位上都会出现一段时间间隔的泄漏脉冲。这种泄漏脉冲看似多余,且在背靠背测量时造成眼图闭合,但值得注意的是,泄漏脉冲在相邻两个“0”码之间以及“0”码与其相邻“1”码之间的相位是正好相反的。当出现色散或者滤波效应引起的脉冲展宽时,“1”码的能量会向相邻的“0”码泄漏,形成码间干扰。而泄漏脉冲相位相反的特性产生了抵抗码间干扰的缓冲区。

但是泄漏脉冲的宽度也是有一定限制的,由于接收机判决时间一般取决于比特周期的中心位置,泄漏脉冲太宽则会引起接收机判决错误,使误码率急剧恶化。因此,这种 FSR 优化的范围也不是无限制的,而是存在一个最佳 DLI 延迟点。

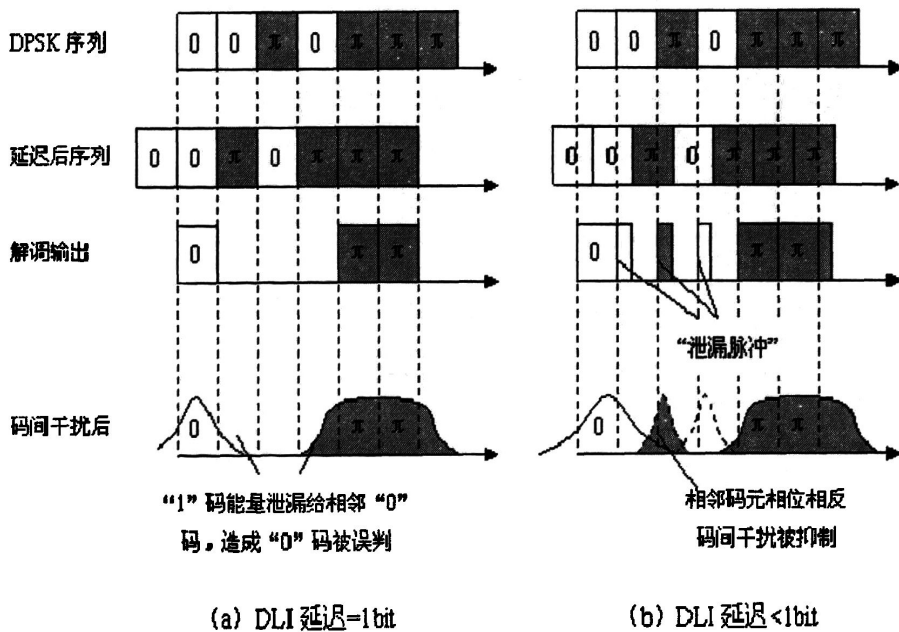


图 5.6 FSR 优化前后 DPSK 解调示意图

FSR 优化对于码间干扰的抵抗能力,在有色度色散存在或通过带宽较窄的滤波器时表现尤为突出,因为这两种条件下对信号的损伤实际都表现为脉冲的展宽,从而引入码间干扰。色度色散虽然不改变信号频域光谱形状,但不同频率成分在光纤中群速度的不同导致时域脉冲形状的展宽,这种展宽效应在色散累积到一定程度后将会表现的非常明显,性能劣化得非常快。而窄带滤波器的滤波效应,由于滤掉了某些有效光谱成分,信号频域的压缩也会导致时域脉冲展宽,产生码间干扰。实验表明 FSR 优化对这两种传输损伤的优化作用表现得很突出,在 40Gbit/s 背靠背系统中,DLI 延迟为 0.6bit (相当于 FSR 等于 66.7GHz) DPSK 解调的 OSNR 灵敏度比 DLI 延迟为 1bit 提高至少 1dB,同时色散容限范围增大 15%。

PMD 也会造成信号脉冲的展宽,是引起码间干扰的另一主要原因,但研究发现,FSR 优化对 PMD 容限的改善作用并不明显。这是因为这种由比特延迟减小的确定干涉在两个正交偏振态上是独立发生的,PMD 会引起两个偏振态间的时间延迟,确定干涉的时间位置将会由此发生漂移,因此仍然会有码间干扰产生。

通过适当减小 MZ 干涉仪相对比特延迟实现的 DPSK 解调,国际上被称之为 Partial DPSK^[38]。本文以后的叙述中,以 NRZ-pDPSK 表示 Partial NRZ-DPSK 码型。

5.2 差分正交相移键控调制格式

相对于 DPSK 调制而言,DQPSK 调制可以压缩光谱宽度,有助于提高色散容限和 PMD 容限,同时能够增加频谱利用率。同样的恒定包络传输特性使得 DQPSK 拥有与 DPSK 同样的性能。但是 DQPSK 具有 4 种相位信息,调制方法更加复杂,解调过程对失调也更为敏感。

5.2.1 DQPSK 调制过程

DQPSK 的调制过程如图 5.7 所示^[42]。

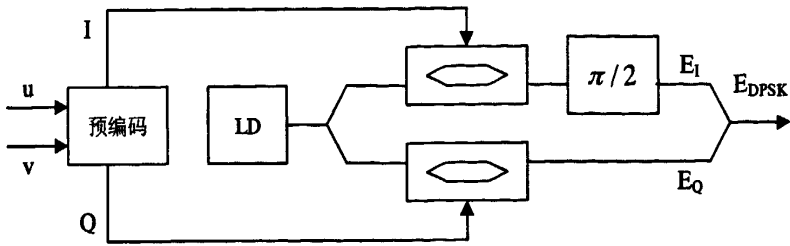


图 5.7 DQPSK 调制过程

输入的信息流被分为两个连续比特流 u 和 v ，经过预编码后分为同相部分（以 I 表示）和正交部分（以 Q 表示）调制两个 MZ 调制器，预编码公式如 5.8 和 5.9 式^[43]，

$$I_k = u_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) + v_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) \quad (5.8)$$

$$Q_k = u_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) + v_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) \quad (5.9)$$

根据 MZ 调制器传输方程 3.3 式，得到 I 分支和 Q 分支的电场表达式，

$$E_I = \frac{jE_{in} \exp(j\beta L)}{\sqrt{2}} \exp(j\pi I_k + j\frac{\pi}{2}) \cos(\pi I_k) \quad (5.10)$$

$$E_Q = \frac{jE_{in} \exp(j\beta L)}{\sqrt{2}} \exp(j\pi Q_k) \cos(\pi Q_k) \quad (5.11)$$

输出 DPSK 信号电场表达式为，

$$E_{DPSK} = \frac{jE_{in} \exp(j\beta L)}{\sqrt{2}} \left[\exp(j\pi I_k + j\frac{\pi}{2}) \cos(\pi I_k) + \exp(j\pi Q_k) \cos(\pi Q_k) \right] \quad (5.12)$$

由 5.12 得到 E_{DPSK} 的相位 ϕ_{DPSK} 与 I 和 Q 的对应关系，如表 5.1 所示。

表 5.1 相位 ϕ_{DPSK} 与 I 和 Q 的对应关系

I_k	0	0	1	1
Q_k	0	1	1	0
ϕ_{DPSK}	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$

因此 DPSK 调制具有 4 种相位信息，但与 DPSK 类似，这里的相位信息并不表示所希望传输的 u 和 v ，只有相邻码元之间的相位差才是 DQPSK 所传输的信息。

图 5.8 所示为 RZ-DQPSK 的信号光眼图和光谱。

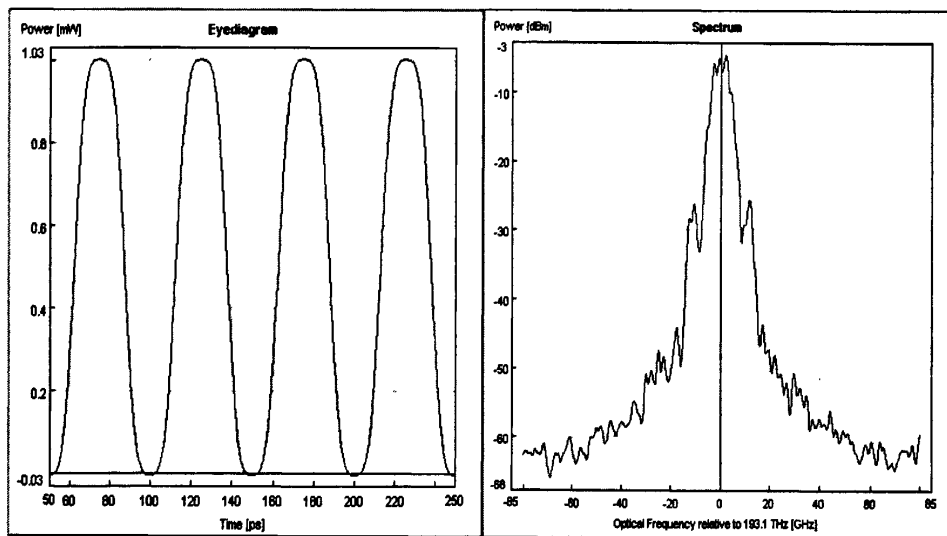


图 5.8 RZ-DQPSK 信号光眼图和光谱

5.2.2 DQPSK 解调过程

DPSK 的接收机结构较为复杂，需要两个 MZ 干涉仪才能解调出信号^[44]，如图 5.9 所示。

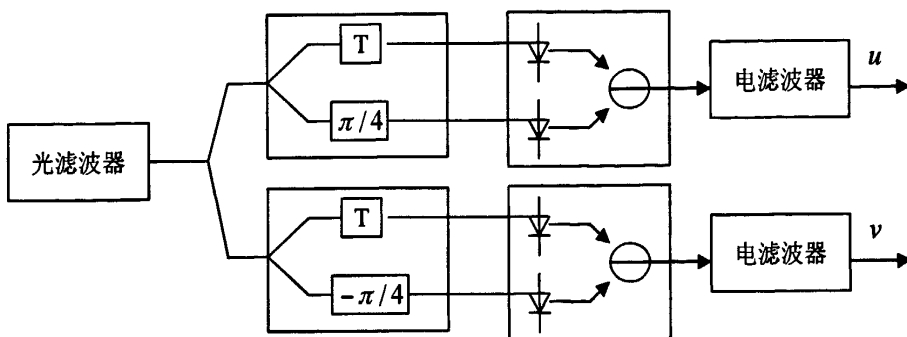


图 5.9 DQPSK 解调过程

以下推导 DQPSK 的解调方程式。

忽略高斯噪声的影响，只考察相位差与解调信号的关系，假设经过带通滤波器的信号为 $A \exp(j\phi)$ ，则两个 MZ 干涉仪分别的同相端和反相端的输出电场表达式为，

$$E_{1u} = [A \exp(j\phi_{n+1} + j\pi/4) + A \exp(j\phi_n)]/2 \quad (5.13)$$

$$E_{2u} = [A \exp(j\phi_{n+1} + j\pi/4) - A \exp(j\phi_n)]/2 \quad (5.14)$$

$$E_{1v} = [A \exp(j\phi_{n+1} - j\pi/4) + A \exp(j\phi_n)]/2 \quad (5.15)$$

$$E_{2v} = [A \exp(j\phi_{n+1} - j\pi/4) - A \exp(j\phi_n)]/2 \quad (5.16)$$

平衡检测器的差分电流可以表示为，

$$i_u = |E_{1u}|^2 - |E_{2u}|^2 = \frac{\sqrt{2}}{2} A^2 [\cos(\phi_{n+1} - \phi_n) - \sin(\phi_{n+1} - \phi_n)] \quad (5.17)$$

$$i_v = |E_{1v}|^2 - |E_{2v}|^2 = \frac{\sqrt{2}}{2} A^2 [\cos(\phi_{n+1} - \phi_n) + \sin(\phi_{n+1} - \phi_n)] \quad (5.18)$$

这样相位差的四种状态，正好对应了四种 u 和 v 的比特组合，表 5.2 给出了解调后相位差与比特组合对应关系。

表 5.2 DQPSK 解调相位差与比特组合对应关系

$\Delta\phi = \phi_{n+1} - \phi_n$	0	$\pi/2$	π	$3\pi/2$
i_u	$\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	$\sqrt{2}/2$
i_v	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$
u	1	0	0	1
v	1	1	0	0

整个光域解调过程即是从 I 和 Q 序列中恢复 u 和 v 的过程，实际也是完成以下的两个逻辑处理过程，

$$u_k = I_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) + Q_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) \quad (5.19)$$

$$v_k = I_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) + Q_k \oplus (\overline{I_{k-1}Q_{k-1}}) \quad (5.20)$$

5.2.3 DQPSK 的时频特征

DQPSK 调制的近似恒定包络的特性，使其具备有 DPSK 类似的所有特性。接收机灵敏度由于平衡检测器的使用而比 OOK 调制提高 3dB，OSNR 容限以及非线性效应容限比 OOK 调制均有提高^[45]。除此之外，光谱宽度的压缩给 DQPSK 带来了比 DPSK 更多的优势。

首先，谱宽的压缩延长了光信号的群速度色散距离以及减小了 PMD 效应的影响。这一点可以理解为，DQPSK 的发射和接收结构等价于一个光域上的复用解复用的过程，输入信号在时域上分解为两个 1/2 速率的低速数码流，对于 40Gbit/s 信号来说，实际相当于用 20Gbit/s 带宽传输 40Gbit/s 的数据。速率降低一半意味着色

散容限增大到原来的 4 倍，PMD 容限也将增加一倍^[46]。

其次，谱宽的压缩提高了信道利用率，有助于减小 DWDM 通道间隔和提高信道密集度。在不使用极化复用的情况下，DQPSK 可以达到 0.8bit/s/Hz 的频谱利用率，在 40Gbit/s 信道上实现 50GHz 间隔的 DWDM 光传输系统^[47]。

第 6 章 各种调制格式的系统性能仿真分析

这一章中，本文将选取几种具有代表性的调制格式，分析其具体对系统性能的影响，定性地给出其对于各种线路损伤容忍能力的表现。

正如本文第 2 章中所述，对于 40Gbit/s 以上的高速光传输系统，线路损伤主要来自于 OSNR 劣化、群速度色散、各种非线性效应以及偏振模色散的影响，现实中人们往往也习惯于从这四个方面考量系统指标。

本章选择 NRZ、CSRZ、ODB、NRZ-DPSK/PDPSK 和 RZ-DQPSK 五种调制格式进行仿真分析，这几种码型也是目前人们对 40Gbit/s 系统应用研究较多的调制格式。NRZ 作为 10Gbit/s 以下系统常用的码型，本文中是以参照物的形式出现。CSRZ 和 ODB 是 OOK 调制中比较具有代表性的两种码型，CSRZ 由于比特位脉冲归零使其具备一些独特的性能，而 ODB 则具有谱宽窄的特点。对于相位调制来说，DPSK 或 DQPSK 分别与不同的幅度调制相结合，也会得到不同的系统性能。

仿真工具应用的是 VPI TransmissonMaker7.1。

6.1 系统性能仿真分析

6.1.1 OSNR 灵敏度仿真

背靠背 OSNR 灵敏度的仿真模型如图 6.1 所示。

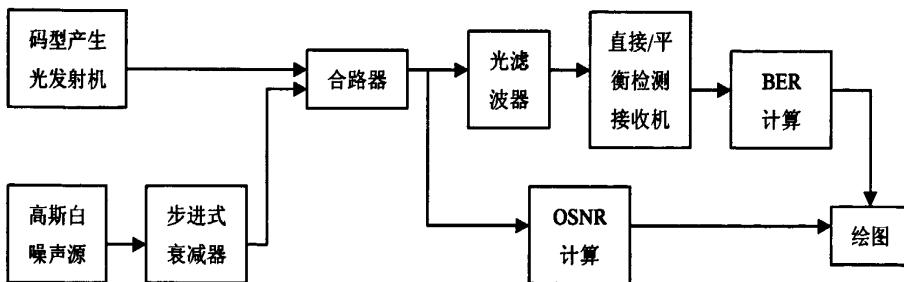


图 6.1 OSNR 灵敏度仿真模型

OSNR 灵敏度仿真是为了验证各类调制格式对 OSNR 的容忍能力上的表现区别，

仿真模型采用各码型发生器模块输出与噪声混合，调节高斯白噪声的功率来实现 OSNR 的变化，并在接收端描绘 OSNR 与 BER 的关系曲线。采用背靠背的原因是为了排除其他干扰因素（如色散和非线性）的影响，单纯考察各种调制格式对 OSNR 容忍的不同表现。

NRZ 和 CSRZ 由于带宽较宽，不适用于 50GHz 间隔的 DWDM 系统，在仿真时接收端的光滤波器 3dB 带宽设置为 70GHz（相当于 100GHz 间隔的滤波器带宽）。而对于 ODB、NRZ-DPSK 以及 RZ-DQPSK，光滤波器 3dB 带宽设置为 35GHz。其中 NRZ-DPSK 选用 DLI 延迟为 0.6bit 的 NRZ-pDPSK 方式。

接收机的选用上，NRZ、CSRZ 和 ODB 采用直接检测-强度调制接收机，NRZ-pDPSK 和 RZ-DQPSK 作为相位调制则采用平衡检测接收机。所有入接收机功率均保持在 -5dBm，这样做的目的是为保证对比一致性，排除接收机功率影响。

各类调制格式的 BER-OSNR 关系曲线如图 6.2 所示。

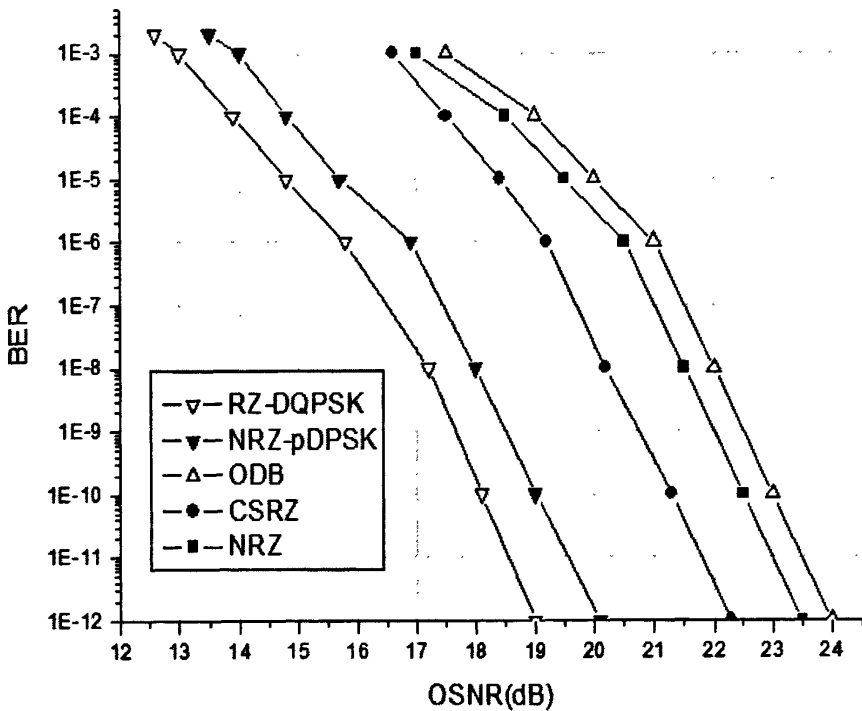


图 6.2 BER-OSNR 对比关系曲线

工程一般考察达到 10^{-3} 误码率对应的光信噪比为极限 OSNR 指标，因为理论认为由于超强前向纠错 (Ultra-FEC) 技术的应用，可以将 10^{-3} 误码率纠正为 10^{-12} 误码率。从图 6.2 可以看出，NRZ 为 17dB，CSRZ 为 16.6dB，ODB 为 17.5dB，NRZ-pDPSK 为 14dB，RZ-DQPSK 为 13dB。

以上 OSNR 灵敏度的仿真结果可以看出，相位调制在对抗 OSNR 劣化方面相对于 OOK 调制具有较明显的优势。

6.1.2 色散容限仿真

色散容限仿真模型如图 6.3 所示。

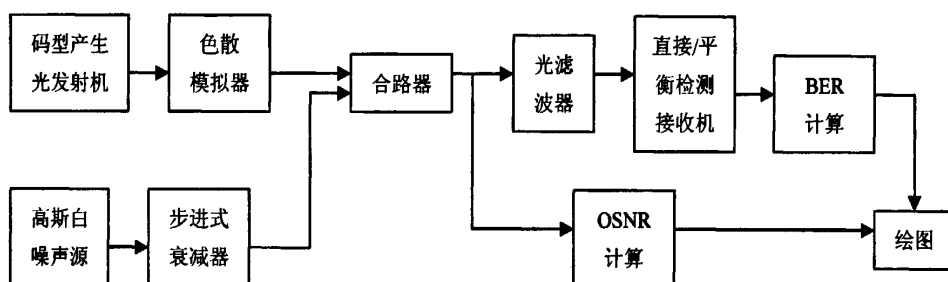


图 6.3 色散容限仿真模型

色散容限仿真是为了验证各类调制格式对二阶群速度色散容忍能力上的表现区别。色散模拟器能够仿真出任意大小的群速度色散，以 $\pm 10\text{ps/nm}$ 为步进，针对每一个色散点描绘 OSNR 与 BER 的关系曲线。与 6.1.1 类似，色散容限也采用背靠背仿真模型，主要原因是为了排除其他干扰因素的影响，实际光纤线路由于存在非线性效应以及 OSNR 的影响会引起额外的系统代价。

OSNR 代价可以作为一种系统代价的衡量方式来考察系统对群速度色散的容忍能力。所谓 OSNR 代价，是相对于 0ps/nm 色散处，引入一定的色散对 OSNR 灵敏度的劣化程度。对于特定的色散量在某个误码率条件下的 OSNR 灵敏度，减去零色散时相同误码率条件下的 OSNR 灵敏度，得到的差值即为 OSNR 代价。工程中一般以 BER 为 10^{-3} 对应的 OSNR 灵敏度作为系统代价的衡量标准。

仿真模型中光滤波器带宽的设置及接收机的选用与 6.1.1 一致。

各类调制格式的 OSNR 代价与群速度色散关系曲线如图 6.4 所示。

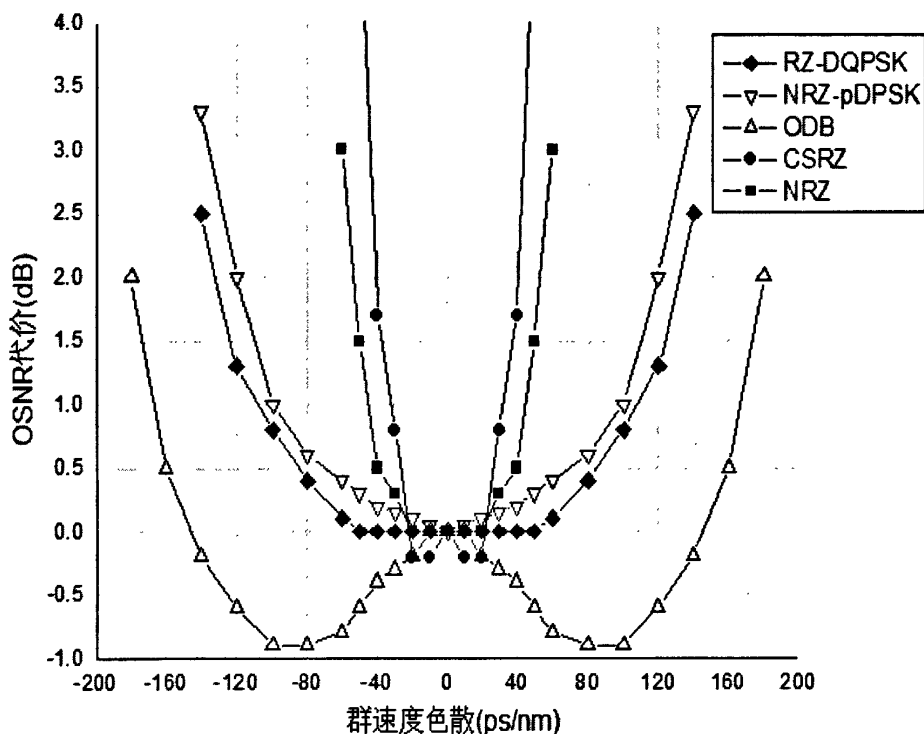


图 6.4 OSNR 代价-群速度色散对比关系曲线

从图 6.4 中可以看出,引起 1dB OSNR 代价的色散范围分别是, NRZ 为 $\pm 45\text{ps/nm}$, CSRZ 为 $\pm 35\text{ps/nm}$ 、ODB 为 $\pm 170\text{ps/nm}$ 、NRZ-pDPSK 为 $\pm 100\text{ps/nm}$ 、RZ-DQPSK 为 $\pm 110\text{ps/nm}$ 。

由于群速度色散容限主要取决于信号谱宽,根据本文第四章和第五章对这几种调制格式谱宽的分析,结合图 6.4,色散容限范围是符合随信号谱宽减小而增大的规律的^[48]。

6.1.3 偏振模色散容限仿真

偏振模色散容限仿真模型如图 6.5 所示。

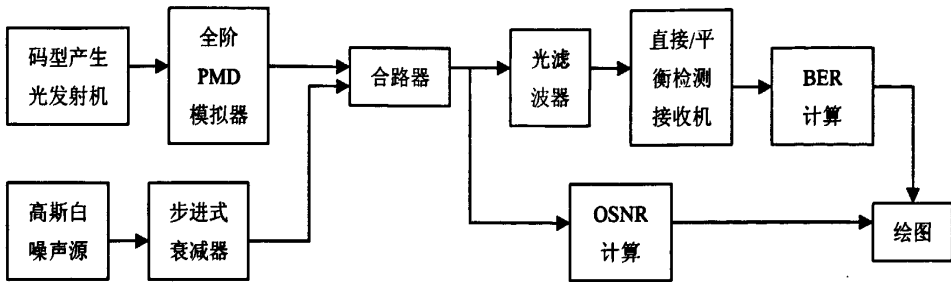


图 6.5 偏振模色散容限仿真模型

这里只讨论一阶 PMD 对各类调制格式的影响，从理论上说，只有需要补偿一阶 PMD 的时候，高阶 PMD 的影响才会表现出来。图 6.5 中的全阶 PMD 模拟器可以同时仿真一阶和高阶 PMD，那么我们在建立系统模型时，可以把与高阶 PMD 相关的参数设置为 0，例如与二阶 PMD 相关的“偏振相关色度色散”和“解偏角速度”都设为 0。

与群速度色散一样，以引入的 OSNR 代价来衡量 PMD 容限范围。PMD 模拟器设置不同的一阶 DGD，在接收端描绘 OSNR 与 BER 的关系曲线。同样考察不同 DGD 得到的对应 BER 为 10^{-3} 的 OSNR 灵敏度。值得注意的是，我们选用的全阶 PMD 模拟器类型是“special Emulator”，该类型用于仿真瞬时 DGD，也就是系统所能容忍的最大 DGD 值。同时发射机的“偏振方位角”设置为 45° ，这种条件下偏振模色散对两个正交偏振态的影响最坏^[49]。

各类调制格式的 OSNR 代价与一阶 PMD 关系曲线如图 6.6 所示。

图 6.6 显示，引入 1dB OSNR 代价对应于各类码型所能容忍的最大 DGD 分别为，NRZ 为 7.5ps、CSRZ 为 9ps、ODB 为 7ps、NRZ-pDPSK 为 8ps、RZ-DQPSK 为 20ps。

PMD 对信号传输造成的损伤来自于两个正交偏振态传输的快慢，导致脉冲时域的展宽。可以看出，归零码（CSRZ、RZ-DQPSK）比非归零码具备更好的 PMD 抑制能力，是由于信号在比特周期内归零，相邻两个码元可以获得更多的缓冲区来抵御 PMD 引入的码间干扰作用^[50]。对于 RZ-DQPSK 来说，四相位调制使其等效于 20Gbit/s 的传输速率，进一步提高了 PMD 容限。

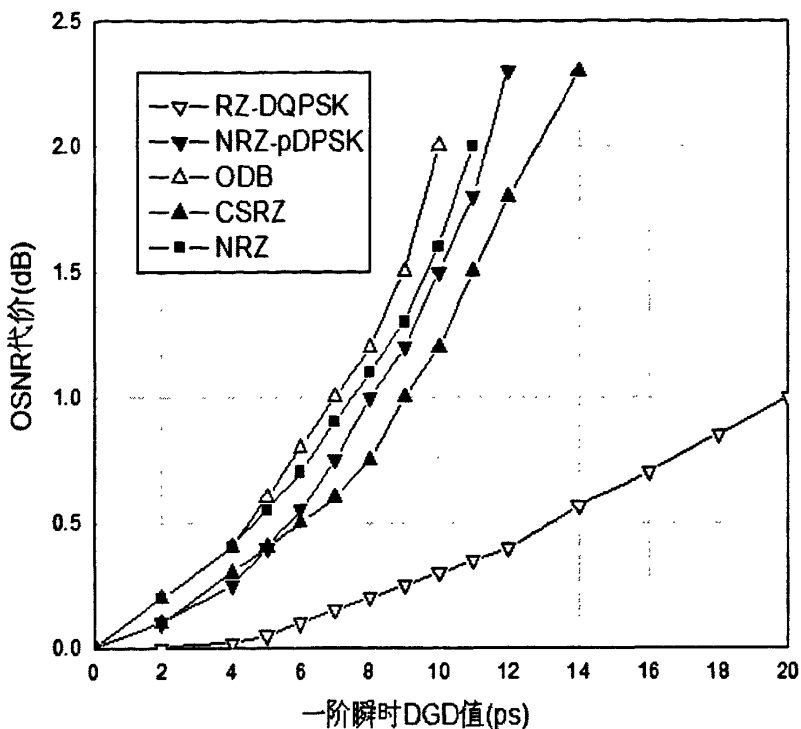


图 6.6 OSNR 代价—一阶瞬时 DGD 对比关系曲线

6.1.4 非线性效应仿真

非线性效应仿真模型如图 6.7 所示。

光纤中非线性效应的表现与信号功率谱密度有直接关系，工程上一般以考察入纤光功率大小的来衡量系统对非线性的容忍度。对于 DWDM 系统，研究较多的则是单信道平均入纤光功率。仿真中考虑 SPM、XPM、FWM 以及 SBS、SRS 的综合作用对系统代价的影响。

实际光纤线路中非线性效应总是与色散效应共同作用于信号的，如 2.4 节所述，SPM 等非线性效应对系统的影响必须和群速度色散共同作用才能表现。因此，从系统代价的角度来说，很难将这两者剥离开来而单纯考察非线性引入的代价。非线性效应仿真模型，选用 40×40Gbit/s 的 DWDM 系统传输 8×80km 光纤线路，线路光纤和色散补偿光纤都选用“Universal Fiber”光纤类型，见图 6.7，色散补偿采用在每段 80km 传输光纤后分布式补偿方式。线路光纤与色散补偿光纤的参数设置见表 6.1。

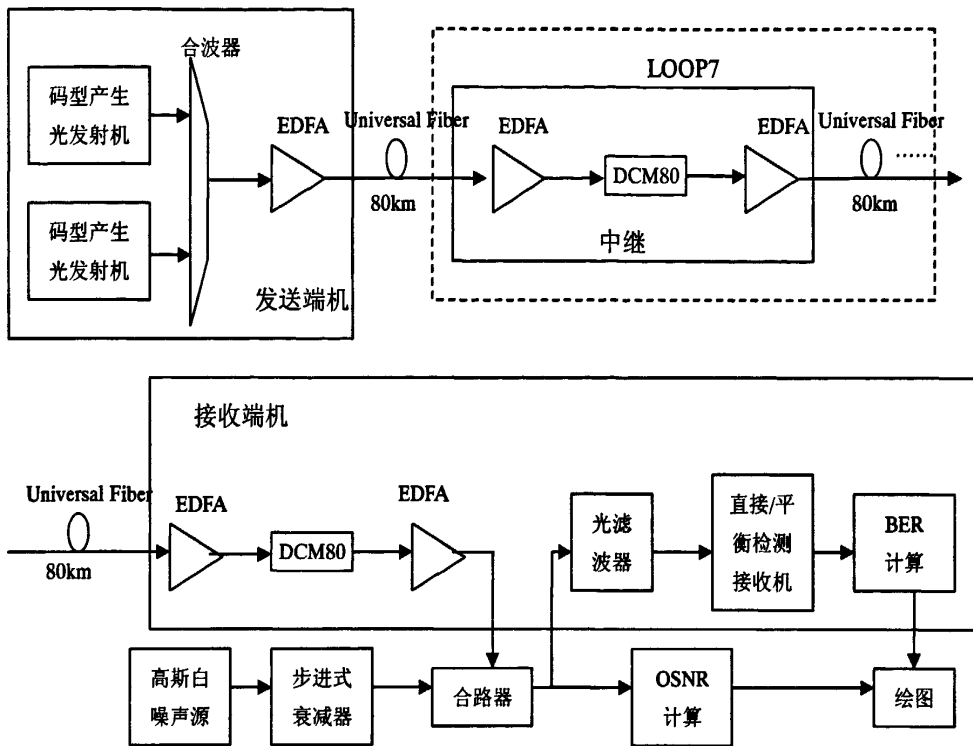


图 6.7 非线性效应仿真模型

表 6.1 仿真模型线路光纤与 DCF 参数

	线路光纤	色散补偿光纤 (DCF)
光纤长度 (m)	80×10^3	10.45×10^3
色散系数 (s/m^2)	17.6×10^{-6}	-131.81×10^{-6}
PMD 系数 ($s/m^{1/2}$)	$0.1 \times 10^{-12}/31.62$	$0.1 \times 10^{-12}/31.62$
非线性系数 (m^2/W)	0.6×10^{-20}	2.3×10^{-20}
光纤有效面积 (m^2)	80×10^{-12}	20×10^{-12}

仿真中使用了一些理想条件,如没有考虑光纤功率谱差异,也没有考虑色散斜率对不同波道的影响,系统残余色散被完全补偿来降低群速度色散引入的代价。

仿真中选用 40 波系统的原因,是由于某些调制格式,如 NRZ 和 CSRZ 不能应用于 50GHz 间隔。所有码型的仿真基于同样的传输平台,可以保证对比一致性。

传输距离也与非线性引入的系统代价密切相关,光纤线路越长,则非线性效应累

积越多，系统代价也相应越大。选用 $8 \times 80\text{km}$ 光纤线路的原因，一方面由于 640km 线路比较能够覆盖大多数的网络应用；另一方面这种链路长度的系统，OSNR 不会劣化得太快而导致引入额外的系统代价。由于不同码型对 OSNR 容忍能力不一样，接收端维持较高的 OSNR 值也可以保证对比的一致性。

仿真中通过不断增加发射机输出的入纤光功率，在接收端描绘 OSNR 代价与 BER 的关系曲线，考察不同的平均入纤功率对应 BER 为 10^{-3} 的 OSNR 灵敏度。这样得到不同调制格式的 OSNR 代价与平均入纤功率关系曲线如图 6.8 所示。

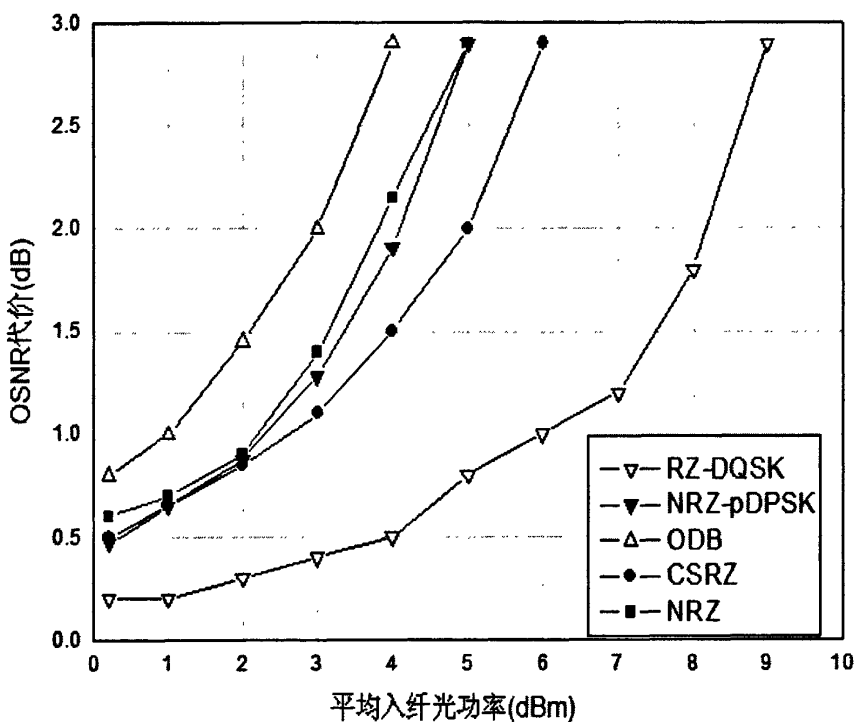


图 6.8 OSNR 代价-平均入纤功率对比关系曲线

图 6.8 中的 OSNR 代价是综合了非线性、群速度色散以及 PMD 共同作用的结果，工程上规定所有传输损伤引入的系统代价不应超过 2dB。分析图 6.8 引起 2dB OSNR 代价对应的平均入纤功率，NRZ 为 4dBm，CSRZ 为 5dBm，ODB 为 3dBm，NRZ-pDPSK 为 4dBm，RZ-DQPSK 为 8.2dBm。

由 2.4 节可知，非线性效应主要由光纤中的功率密度引起，相对于同样的平均光

功率，谱宽较宽的码型峰值功率会比较低，同时引入的功率密度也较小，这样会带来对非线性容忍度的提高。然而 RZ-DQPSK 码的光谱宽度虽然也很窄，但由于其本身只相当于信号速率一半的波特传输率，却极大地改善了非线性效应的影响。

6.2 40Gbit/s 各传输码型传输距离计算

由 6.1 节各码型传输性能仿真分析的结果，各码型系统参数的总结见表 6.2。

表 6.2 40Gbit/s 各码型传输性能对比

	单位	NRZ	CSRZ	ODB	NRZ-pDPSK	RZ-DQPSK
传输速率	Baud/s	40G	40G	40G	40G	20G
BER=10 ⁻³ OSNR 灵敏度	dB	17	16.6	17.5	14	14.2
1dB OSNR 代价 色散容限范围	ps/nm	±45	±35	±170	±100	±110
1dB OSNR 代价 PMD 容限范围	ps	7.5	9	7	8	20
平均入纤功率	dBm	4	5	3	4	8.2

我们研究码型的各种系统参数，最终目的是为了得到他们各自的极限传输距离，这里讨论的极限传输距离，是指一般条件下的传输距离，即采用掺铒光纤放大器 (EDFA) 或前向纠错技术 (FEC)，而没有采用分布式拉曼放大等改善 OSNR 的器件。根据表 6.2 的结果可以计算出各码型的极限传输距离。OSNR 灵敏度是引起传输距离受限的直接原因，而传输过后的 OSNR 可以由 DWDM 系统中级联放大器的 OSNR 计算公式 (式 6.1) 得到。

$$OSNR(dB) = 58 + P_{out}(dBm) - 10\lg N_{ch} - \alpha L - NF(dB) - 10\lg \frac{L_{tot}}{L} \quad (6-1)$$

式 6.1 假定传输链路为 N 段相同的光纤+放大器结构，放大器增益正好补偿光纤损耗。而在实际的 DWDM 工程设计中，基本上都是遵循这种原则。式 6.1 中 P_{out} 为信号的总入纤功率， N_{ch} 为信道数量，则 $P_{out} - 10\lg N_{ch}$ 即为单信道平均入纤功率。 α 为光纤平均衰减系数， L 为光纤段的长度，一般实验室环境取 $L = 80\text{km}$ ， L_{tot} 为总传输距离。 NF 为放大器的噪声指数，取决于采用的 EDFA 参数，一般对于功率放大器 NF 取 6.5dB，对于前置放大器 NF 取 5.5dB。

对于 40Gbit/s 以上各码型传输距离的确定应遵循以下三个原则：

- 1) 根据各码型的最大平均入纤光功率和传输后 OSNR 计算出最大传输距离 L_{tot} ；
- 2) 传输后 OSNR 的确定，可以由各码型的 OSNR 灵敏度+裕量得到，工程上对 OSNR 裕量的考虑，一般取值为 5dB，这 5dB 分别为 3dB 的系统老化值和 2dB 的 OSNR 平坦度。即器件达到寿命终了时，OSNR 灵敏度可以下降 3dB，而由光纤衰减谱以及放大器的增益谱不平坦引入的 OSNR 不平坦度允许有 2dB；
- 3) 对于 40Gbit/s 以上的传输系统，一般被认为是一种 PMD 受限系统。由于可调色散补偿器件的使用，信号的色度色散可以被补偿得非常理想，若不考虑采用 PMD 补偿器，PMD 对信号的影响是无法忽略的，因此在计算系统极限传输距离时，PMD 容限是必须考察的指标。

这样得到的各调制格式最大传输距离的情况见表 6.3。

表 6.3 各码型最大传输距离对比

	单信道 P_{out} (dBm)	极限传输 距离(km)	传输后 OSNR(dB)	OSNR 裕量(dB)	线路平均 DGD 值 ¹ (ps)
NRZ	4	8×80	22.1	5.1	1.3
CSRZ	5	11×80	21.7	5.1	1.5
ODB	3	6×80	22.3	4.8	1.1
NRZ-pDPSK	4	16×80	19.1	5	1.8 ²
RZ-DQPSK	8	38×80	19.3	5.1	2.8

1. 平均 DGD 的推算, PMD 系数取为 $0.05\text{ps}/(\text{km})^{1/2}$, 瞬时 DGD 应为平均 DGD 的三倍;
2. PMD 系数为 $0.05\text{ps}/(\text{km})^{1/2}$ 时, NRZ-pDPSK 并未超出 1dB OSNR 代价, 但如果光纤 PMD 系数达到 $0.1\text{ps}/(\text{km})^{1/2}$, NRZ-pDPSK 由于 PMD 受限而传输距离只能降低为 640km。

第 7 章 NRZ-DPSK 码 16×80km LEAF 光纤传输实验

本章在 16×80km 的 G.655 LEAF 光纤传输平台上，对 43Gbit/s 的 NRZ-DPSK 码信号进行传输实验，并分别从群速度色散容限、PMD 容限及其非线性效应影响等方面考察其传输性能，从提取的数据中分析各项指标都能够比较吻合第 6 章的仿真结果。由此证明第 6 章仿真给出的各项数据可以作为实际的工程指导。

7.1 传输实验平台介绍

16×80km LEAF 光纤的线路配置见图 7.1。

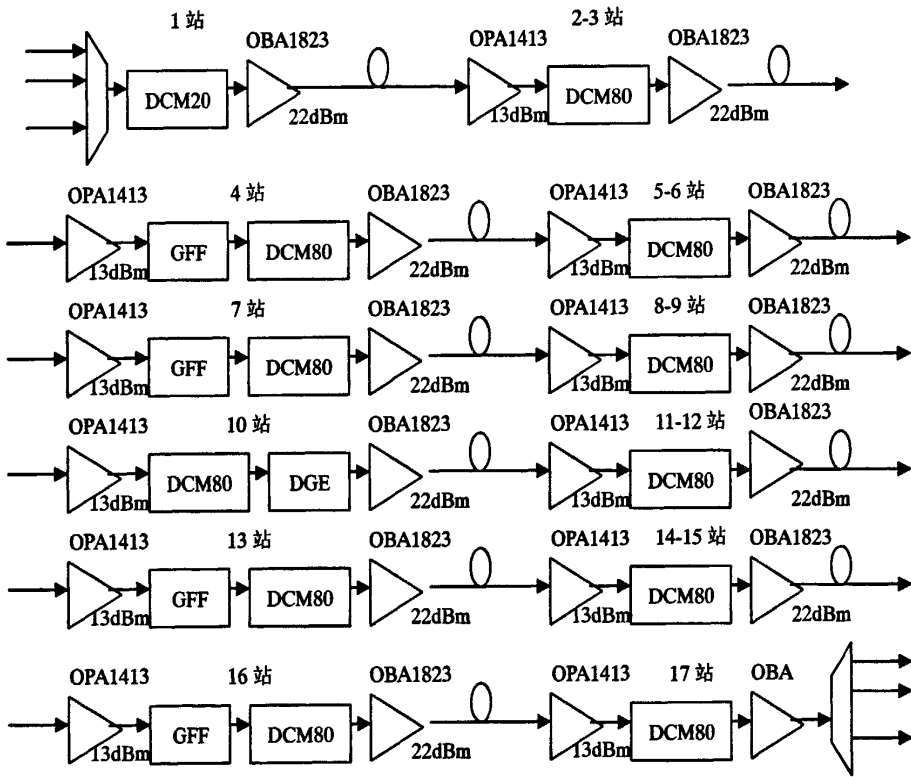


图 7.1 16×80km LEAF 光纤线路配置

线路共设置 17 个站点，站点之间全部采用 80km G.655 LEAF 光纤，线路总长为 1280km。每段线路衰耗为 23dB，实际 LEAF 光纤衰减系数约为 0.225dB/km，80km 衰减值约为 18dB，不足 23dB 的部分在传输后用衰耗器补足。

1 站和 17 站为端站，采用 C Band 的 80 波满配，由于没有条件制造满波 40Gbit/s 的条件，实际采用 40Gbit/s 与 10Gbit/s 混传的配置，1 站和 17 站的配置见图 7.2 和图 7.3。其中位于最短波长区域的 λ_1 至 λ_7 (波长范围 1529.16nm~1531.51nm, 50GHz 间隔) 和位于最长波长区域的 λ_{74} 至 λ_{80} (波长范围 1558.17nm~1560.61nm, 50GHz 间隔) 配置 40Gbit/s 波长，调制格式为 NRZ-pDPSK(解调器 MZDI 比特延迟为 0.6bit 的 NRZ-DPSK)，实际速率为 43.018Gbit/s，为 ITU-T G.709 定义 OTU3 接口信号，带有超强前向纠错编码 (FEC)，编码增益约为 8dB。其余的 66 个波长配置 10Gbit/s 信号。

2 站至 16 站为中继站点，全部采用 OPA1413 (14dB 增益, 13dBm 饱和输出) + OBA1823 (18dB 增益, 23dBm 饱和输出) 的结构，其中所有 OBA 的输出功率调整在 22dBm 输出，即单通道平均入纤功率为 +3dBm；所有 OPA 的输出功率调整在 13dBm 输出，OPA 与 OBA 之间的衰减值 9dB，不足 9dB 的部分在 OBA 之前用衰减器补足。

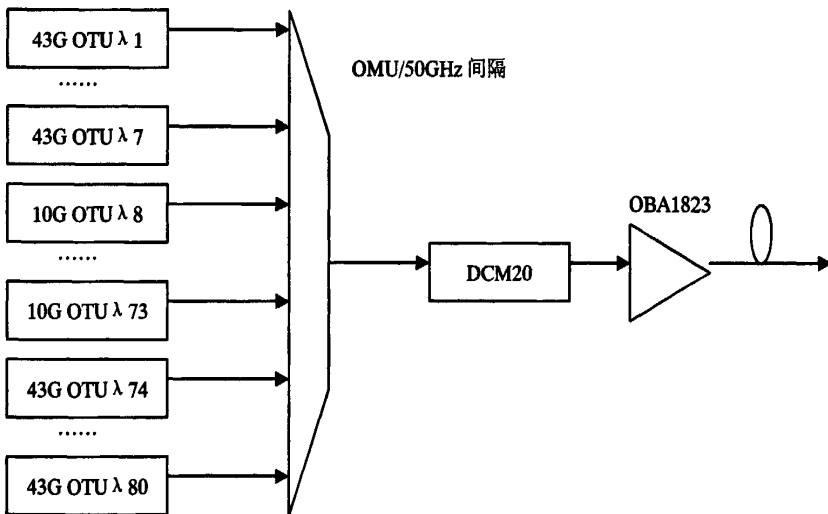


图 7.2 1 站配置

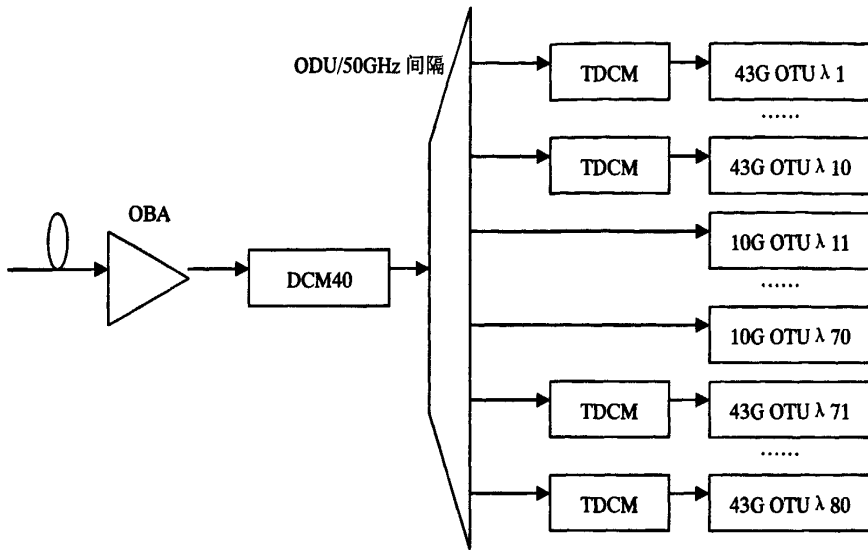


图 7.3 17 站配置

系统设计在功率均衡方面，为保证传输时的功率平坦度和 OSNR 平坦度，1 站发送端采用功率预加重技术，而线路中每隔 3 个站点采用增益平坦滤波器（GFF）进行功率修正，基本上 GFF 的修正都是线性的。第 10 站采用动态增益均衡器(DGE)用于均衡非线性的功率变化。

系统设计在色散管理方面，1 站采用了 20km 的色散补偿模块（DCM）做色散预补偿，如图 7.2。预补偿色散使得信号在入纤传输前就带有了一定量的负色散，可减小非线性的影响。线路中采用分布式色散补偿，即传完 80km 光纤后立即补偿 80km 色散，如图 7.1，这样每段入纤信号都带有一定的负色散，有利于缓解非线性效应的累积。到达接收端时，由于色散斜率的原因，每通道信号都会残余一定的色散值，为降低色散引入的系统代价，40Gbit/s 信号在接收前采用可调色散补偿器（TDCM）补偿单通道残余色散。而对于 10Gbit/s 信号而言，色散容限范围较宽而不需要 TDCM。

7.2 传输关键站点光谱数据

本节分别给出 NRZ-pDPSK 信号在传输 0km、640km、720km、800km、960km

和 1280km 后的光谱数据，如图 7.4。

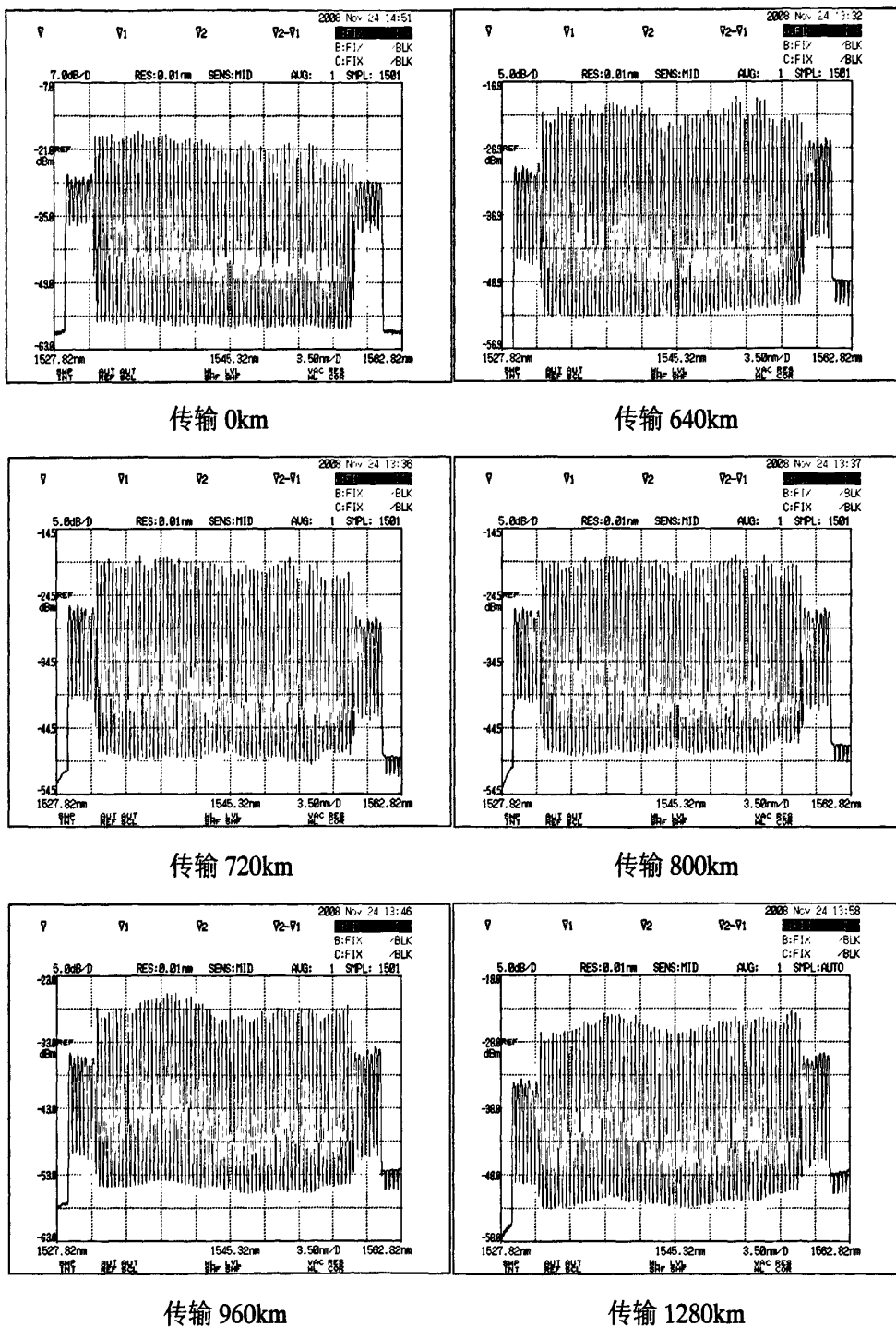


图 7.4 传输各点光谱数据

图 7.4 显示了整个光纤链路的光谱变化，发送前由于采用功率预加重技术，可以看出光功率人为地调整为由短波长向长波长方向倾斜，且这种功率预加重基本是线性的。传输后因为非线性光学效应的作用，一方面 SRS 效应使得短波长功率不断向长波长方向转移，另一方面传输光纤衰减谱以及 EDFA 增益谱的非线性造成整个信号功率谱呈现出非线性，传输 640km 过后，长波长通道信号功率明显高于短波长，同时功率分布不再是线性分布，而是在大约 1545nm 处出现功率最低点。位于第 10 站的 DGE 用于均衡修正这种功率谱非线性，因此传输 720km 处的光谱平坦度得到很大改善，功率分布也较均匀。之后的传输过程中，功率的线性分布继续遭到破坏，从传输 800km、960km 和 1280km 的光谱演变可以分析出来。

注，40G 波长与 10G 波长的光谱不同，是由于光谱分析仪分辨率原因。

7.3 系统传输性能

本节将从 7.1 系统的色散容限范围，PMD 容限范围和平均入纤功率指标分别考察 PDPSK 码型对群速度色散、PMD 以及非线性效应等传输损伤的容忍能力，用于验证第六章的仿真结果的正确性。

7.3.1 色散容限范围验证

色散容限测试配置如图 7.5。

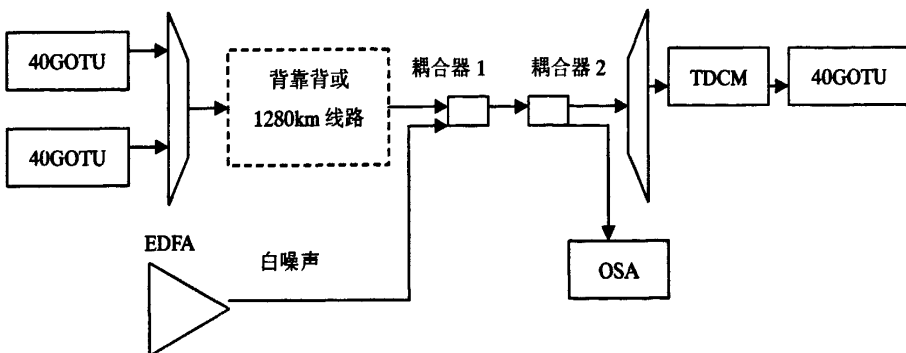


图 7.5 色散容限测试配置

对照图 6.3，实际测试中采用可调色散补偿器（TDCM）来代替图 6.3 中的色散模拟器，来完成改变信号群速度色散的目的。采用 EDFA 自发辐射噪声作为高斯白噪声源。耦合器 1 采用 3dB 宽带耦合器，它的作用是把信号光和噪声光混合，以达到降低 OSNR 的目的。耦合器 2 采用 5 比 95 分光器，用于实现 OSNR 的在线监测。

图 7.5 中使用的 TDCM，色散可调节范围是-1000~1000ps/nm。按照图 7.1 的系统配置，实际 1280km 光纤传输后的残余色散约为 600ps/nm，考虑到色散斜率的影响，以及 40Gbit/s PDPSK 信号的色散范围约为±100ps/nm，因此 TDCM 的调节范围无论是应用于背靠背系统，或是光纤线路，都可以覆盖测试的色散范围要求。

本文分别对背靠背系统，以及传输 640km、800km、960km 和 1280km LEAF 光纤后的色散容限范围做出了对比，见图 7.6。这里 OSNR 代价的获取为超强 FEC 纠错后 10^{-12} 误码率，可对应于 FEC 纠错前的 10^{-3} 误码率。

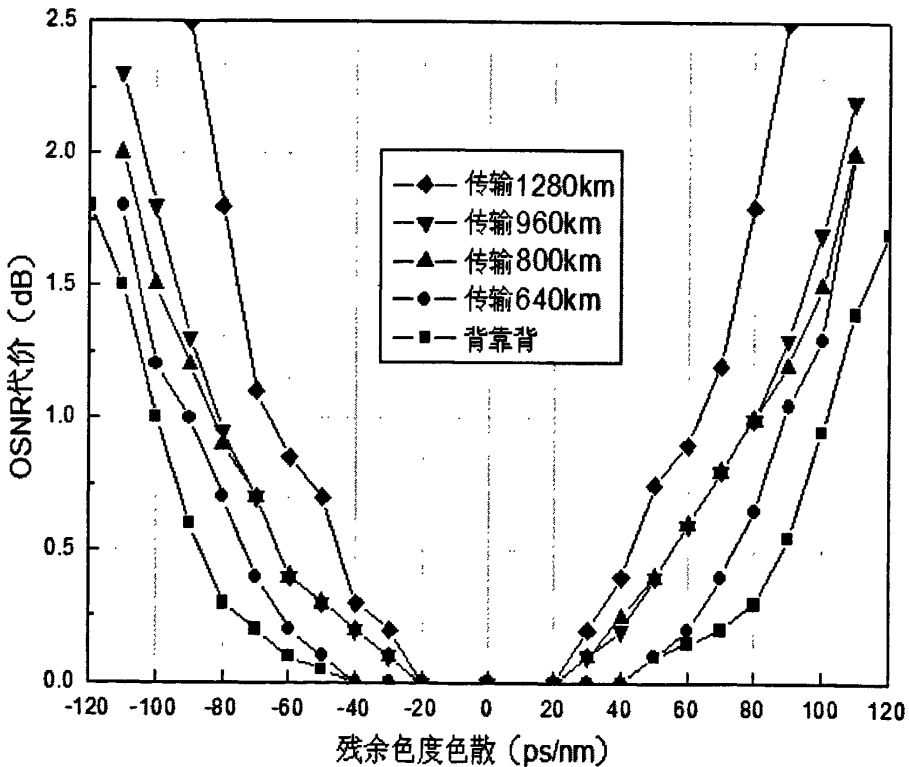


图 7.6 色散容限范围相对 OSNR 代价曲线

图 7.6 显示, 相对 1dB 的 OSNR 代价, 背靠背环境下的 NRZ-pDPSK 色散容限约为 -100~100ps/nm, 这上和 6.1.2 节中的仿真结果是一致的。另外, 图 7.6 可以看出色散容限的变化趋势, 随着传输距离的不断加长, 色散容限窗口呈不断缩小的趋势。其实这与非线性效应是有密切关系的, 我们知道, 光纤中的非线性效应具有不断累积的特性, 传输距离越长, 累积的非线性越多, 对系统造成的代价也越大。因此对于系统代价分配原则来说, 非线性效应占用的系统代价越多, 色散代价的裕量就越小, 信号对色散也越敏感, 意味着当色散窗口缩小最小时, 系统代价将超出范围而产生误码, 这样其实是系统传输距离受限的重要因素。

7.3.2 PMD 容限范围验证

PMD 容限测试配置如图 7.7。

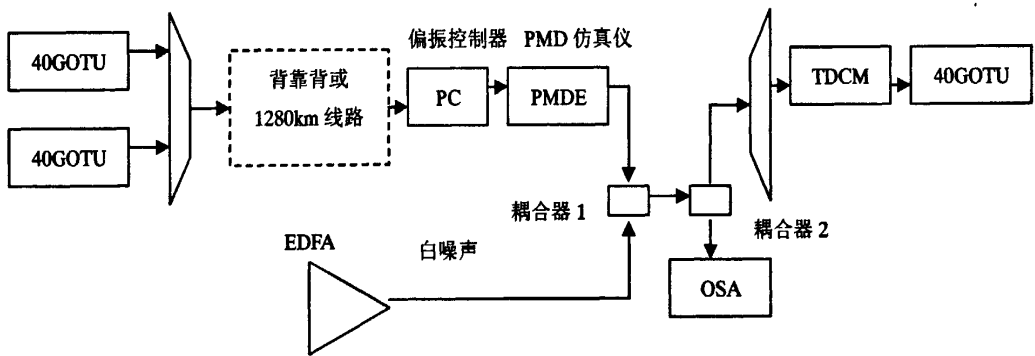


图 7.7 PMD 容限测试配置

PMD 容限的测试配置, 是在图 7.6 的基础上增加了 PMD 仿真仪 (PMDE) 和偏振控制器 (PC)。PMD 仿真仪的作用是产生固定的一阶 DGD, 偏振控制器用于控制信号的偏振态, 信号通过 PC 时, PC 可改变两个正交偏振态的偏振角度, 不同的偏振角度经过 DGD 延时后, 对信号脉冲的展宽程度也不一致, 因此带来不同的码间干扰特性。偏振控制器周期性地旋转两偏振态之间的偏振角度, 这样总能找到最劣化的偏振角, 使得信号脉冲展宽得最严重。我们认为这种测试方法, 得到的一阶 PMD 指标为最大 DGD 容忍值。

测试中总是用 TDCM 把光纤线路中的色散补偿到最佳位置，而尽可能地减小色散代价的影响。在背靠背测试中，TDCM 配置到 0ps/nm 位置。而在 1280km 线路中，先让 TDCM 搜索到引起 1dB 代价的色散窗口位置，然后取中点位置作为最佳色散补偿点。

本文给出背靠背系统和 1280km LEAF 光纤传输后 PMD 容限相对 OSNR 代价关系，如图 7.8 所示，这里 OSNR 代价的获取为超强 FEC 纠错后 10^{-12} 误码率，可对应于 FEC 纠错前的 10^{-3} 误码率。

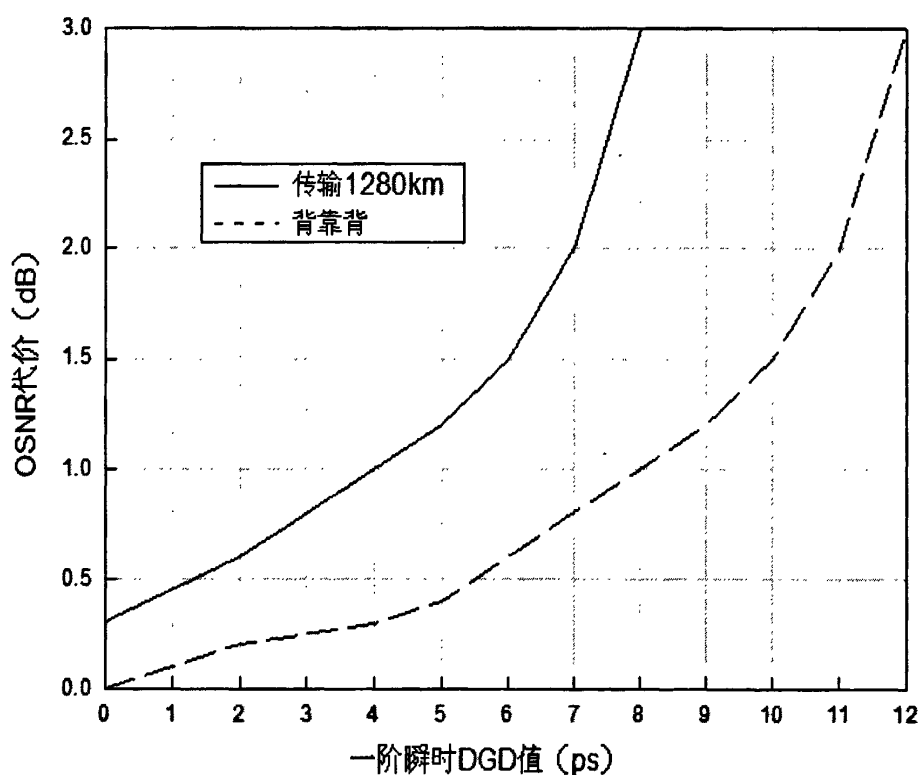


图 7.8 PMD 容限范围相对 OSNR 代价曲线

对照图 6.6 的 PDPSK 曲线和图 7.8 给出的背靠背系统 PMD 容限与 OSNR 代价曲线，两者基本上是吻合的。

从图 7.8 可以看出，当外加 DGD 为 0ps 时，1280km 系统引入的 OSNR 代价约为 0.3dB。表 7.1 给出了 16×80 km LEAF 光纤的各段实测一阶 DGD 值。

表 7.1 16×80km LEAF 光纤各段平均 DGD 值 (单位: ps)

1	2	3	4	5	6	7	8	总
0.12	0.134	0.107	0.103	0.104	0.205	0.039	0.153	PMD
9	10	11	12	13	14	15	16	1.73
0.117	0.149	0.145	0.096	0.03	0.043	0.095	0.09	

由于色散补偿模块引入的 PMD 值较小, 此处略去了 DCM 的测试数据。表 7.1 给出的 PMD 实测数据为平均 DGD 值, 一般瞬时 DGD 为平均 DGD 的三倍关系。对于本次测试线路, 平均 DGD 总值为 1.73ps, 因此瞬时 DGD 约为 5.1ps。对照图 7.8 的背靠背 PMD 代价曲线, 5.1ps 的瞬时 DGD 引入的 OSNR 代价约为 0.3dB, 这与前面 DGD 为 0ps 时实测的代价值是一致的。

图 7.8 说明, 对于 40Gbit/s 信号, 在二阶 PMD 不大的条件下, 实际光纤线路的一阶 PMD 造成的 OSNR 代价, 可以由背靠背 PMD-OSNR 代价曲线表征。同时也验证了, VPI 仿真软件对 PMD 引入代价的仿真方法是准确的, 可以较真实地反映实际光纤线路的传输性能。

7.3.3 非线性效应影响验证

40Gbit/s 信号受非线性效应的影响远远大于 10Gbit/s 信号, 除了自相位调制的影响外, 有研究表明 10Gbit/s 的 OOK 调制会增强与之混传的 40Gbit/s 相位调制的 XPM 效应, 同时受激拉曼散射等非线性也表现的更突出^[51]。从图 7.4 的光谱可以看出, 40Gbit/s 信号比 10Gbit/s 信号功率转移更加严重。

前面提到过, 非线性效应会随着线路长度不断累积, 这一点从系统代价的角度可以体现。这里我们分别测试了 NRZ-pDPSK 信号在传输 640km、800km、960km 和 1280km 后 OSNR 代价与平均入纤光功率的关系, 如图 7.9 所示。

图 7.9 可以看出, 随着传输距离的增加, 为保证一定的 OSNR 代价, 平均入纤功率必须不断减小, 意味着光纤中非线性效应在不断增强。实验结果是综合了色散、偏振模色散和非线性效应等所有传输损伤引入的代价的结果, 对应于 2dB 的 OSNR 代价, 传输 640km 的平均入纤功率约为 2.5dBm, 而如果用于传输 1280km 必须降低至

2dBm。

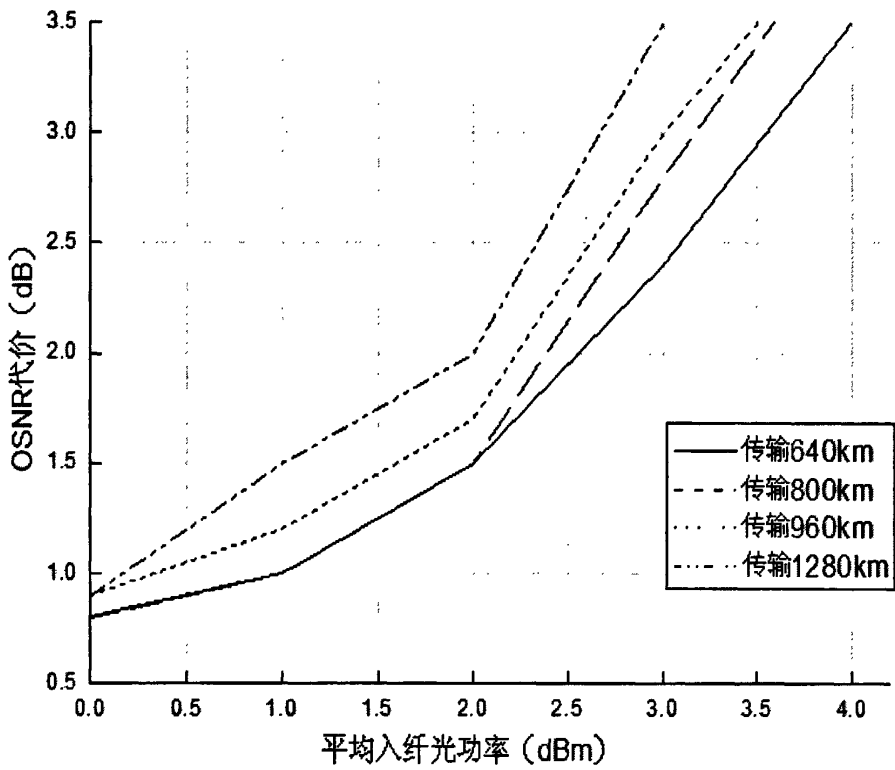


图 7.9 平均入纤功率相对 OSNR 代价曲线

第 8 章 总结与展望

光网络技术的发展是一个永恒的话题,因为理论上来说光纤作为传输媒介的带宽是无限大的,同时用户业务的海量增长也不断推动光网络容量的扩张。国内最先商用的 DWDM 系统是基于单信道速率为 2.5Gbit/s,而从 2.5Gbit/s 升级到 10Gbit/s 大约用了四年的时间,如今 10Gbit/s 的商用也已经过了四年,同时光器件的成熟也使得 40Gbit/s 的 DWDM 系统已经具备了商用能力。但克服了电子瓶颈的 40Gbit/s 信号,在光学领域也要面临许多的挑战,随着人们对非线性光学的认识,光纤的非线性介质特性引入了许多传输损伤,其最终结果都是造成信号畸变,引起码间干扰。人们总是致力于用低成本的方式来解决这些问题,由此引发了对高速信号光调制格式的狂热研究。本文借 40Gbit/s 即将大规模商用的机会,对各类码型的传输性能进行了系统地研究,不仅有理论推导其时频特性的分析和比较,本文最重要的工作是基于 40Gbit/s 的 DWDM 传输系统,通过 VPI 仿真软件的模拟,得到各类码型具体的各项系统传输性能指标,之后进行了 NRZ-DPSK 码应用于 1280km LEAF 光纤系统实验,实验结果能够验证仿真数据的准确性。这样理论的分析推导加上实验数据的支撑能够证明,文章对各类码型的性能指标仿真结果是可信的,能够指导工程上对 40Gbit/s 传输系统性能的优化配置,对 40Gbit/s 以上速率的系统传输也具有一定的借鉴作用。同时,本文根据各种系统指标计算出不同码型在一般条件下的极限传输距离,对于 40Gbit/s 组网时的码型选择也具备一定的参考价值。

40Gbit/s 信号码型的选择,除了考察码型自身的传输性能外,还应结合传输距离、传输成本和网络运营成本等多方面的因素,同时还要考虑能够在现有的 10Gbit/s 传输平台上平滑升级,甚至与现有的 10Gbit/s 网络混传。

从传输容量的角度来说,应该尽量选择频带利用率较高的调制格式,相对于成熟运用的 80×10 Gbit/s 系统,如果 40Gbit/s 选用 NRZ 码或 CSRZ 码,只能用于 100GHz 间隔,传输容量只增加了一倍,而目前单信道 40Gbit/s 的成本相对 10Gbit/s 而言还是比较高的。

从传输距离上看,基于相位调制的码型比强度调制具有较大的优势,但信号的调制与解调方法更为复杂,相对 NRZ 码的成本将会更高。同时由于复杂的差分延

迟解调，MZ 干涉仪的自由光谱区对波长具有选择性，且需要很精确的适配，通常调制的级数越多，这种失配性会越高，会对系统带来一定程度的影响。因此相位调制并不很适用于波长变换很频繁，或者对信号接续时间要求很高的场合。

色散容限和 PMD 容限范围也是选择码型时必须考虑的重要参数，为保证系统传输后的总 OSNR 代价小于 2dB，40Gbit/s 信号传输后的残余色度色散以及平均 DGD 值最好不超过 1dB OSNR 代价的对应指标。虽然表 8-1 中的所有码型都需要利用可调色散补偿器件来补偿传输后的残余色散，但色散范围较宽的调制格式仍然会有更多的优势，首先因为色散斜率的问题，波段内残余色散不一致，色散范围较宽可以减小可调色散补偿器的成本，另外对于自适应可调色散补偿的机制而言，色散范围较宽的码型有利于缩短最佳色散补偿的搜索时间。PMD 对信号的影响带有一定的随机性，虽然有 PMD 补偿器的出现，但引入更多的成本而且很难做到完全消除 PMD 的影响，因此应尽可能选择 PMD 容限较宽的码型。

从国内运营商的组网结构和网络划分上看，DWDM 光传输网基本上可分为骨干传输网和城域网。其中骨干网的传输距离一般都在 640km 以上，甚至超过 1000km，且多采用点对点组网。而城域网的传输距离一般在 500km 以下，多数采用较复杂的环网，节点较多，业务调度也非常频繁。

对于骨干传输网的 40Gbit/s 码型选择，相位调制具有更多的优势，其良好的 OSNR 灵敏度和较宽的 PMD 容限更适合于长距离传输，可以很容易地从 10Gbit/s 系统上实现平滑升级，同时也具备了与 10Gbit/s 混传的能力。但需要注意的是，NRZ-DPSK 码依赖于传输光纤的 PMD 特性，对于 2000 年左右铺设的新纤，PMD 系数基本小于 $0.05\text{ps}/(\text{km})^{1/2}$ ，NRZ-DPSK 可以满足 OSNR 代价的传输要求，但对于那些 PMD 系数较大的老纤，为了保证足够的 OSNR 代价裕量，则必须采用 PMD 容限更好的 RZ-DQPSK 码，但也要引入更多的成本。40Gbit/s 单信道 RZ-DQPSK 码的成本约为 NRZ 码的 2 倍，NRZ-DPSK 码的成本约为 NRZ 码的 1.5 倍。

由于城域 DWDM 网络的业务容量大，组网复杂度高的特点，相位调制的解调接续时间较长，不大满足波长级别的业务调度要求，双二进制码是较合适的选择。ODB 码型的谱宽较窄，频带利用率高，色散容限范围也较宽，同时 40Gbit/s ODB 码的成本基本与 NRZ 码一致。

强度调制与相位调制的各种码型具有各自的优缺点,在实际应用中可以取长补短,在不同的应用场合发挥不同的优势。但应该看到的是,相位调制相比强度调制在大多数系统性能方面具有更多的优势,现在急待解决的是稳定性和成本问题。随着光器件研发技术和生产工艺的成熟,高速光纤通信传输码型会很快地由强度调制转移到相位调制上来,同时朝着更优化的调制格式进展,譬如基于偏振复用的方式。从另外一种意义上来说,不同种类的调制格式具有不同的优势,不存在替代与被替代的关系,不同调制格式的相互结合能取得更优化的传输性能。举例来说,40Gbit/s的DP-RZ-DQPSK(偏振复用归零差分四相相移键控)的传输速率只相当于10Gbit/s信号,其应对各种传输损伤的能力与10Gbit/s信号相当,是真正全面解决40Gbit/s传输瓶颈问题的码型方案。

对于光传输系统来说,信道速率提高后带来的多种传输损伤,可以有许多方法加以控制或管理,例如前向纠错技术,精确的色散管理或电域色散补偿,PMD补偿等,都可以在一定程度上减小传输损伤的影响。但这些控制或管理方法,都是在传输损伤已经发生后,再在光域或电域对信号进行补偿的做法,为了搜索到最佳的补偿位置,通常都需要比较复杂的算法和较长的响应时间。为了延长信号的传输距离,人们也可以应用分布式拉曼放大等技术来延缓OSNR的劣化,但因此也引入更高的成本。如果信号本身能够具备抵抗多种传输损伤的能力,不需要借助其他的外加条件,在现有的网络基础上就能实现平滑升级,那么对于高速光传输系统而言,没有什么技术比优化光信号调制格式更具有优势。在通信网络新的发展时期中,实用性理念将成为主导,性能价格比成为了人们决策和占有市场的重要因素,优化光信号调制格式有助于降低网络的建设成本和运营维护成本。当然我们也并不排斥其他技术的应用,相反多种技术的融合能促进光网络更加成熟和健壮。

参考文献

- [1] Abbott, Stuart. Review Of 20 Years Of Undersea Optical Fiber Transmisson System Development And Deployment Since TAT-8. ECOC2008 [C], Nexus Media. Brussels, Belgium, Sep. 2008. 1235-1238.
- [2] Gnauck A H, Charlet G, Tran P, et al. 25.6Tb/s C +L-Band transmission of polarization multiplexed RZ-DQPSK signals. OFC2007 [C], OSA. Anaheim, USA, Mar. 2007. 896-899.
- [3] Masuda H, Sano A, Kovayashi T, et al. 20.4Tb/s (204×111 Gb/s) transmission over 240km using bandwidth-maximized hybrid raman/EDFAs. OFC2007 [C], OSA. Anaheim, USA, Mar. 2007. 1452-1455.
- [4] Fludger C R S, Duthel T, Van Den Borne D, et al. 10×111Gb/s, 50GHz spaced, POLMUX-RZ-DQPSK transmission over 2375km employing coherent equalization. OFC2007 [C], OSA. Anaheim, USA, Mar. 2007. 646-650.
- [5] Winzer P J, Raybon G, Chandrasekhar S, et al. 10 ×107 Gb/s NRZ-DQPSK transmission at 1.0 b/s/Hz over 12×100km including 6 optial routing nodes. OFC2007 [C], OSA. Anaheim, USA, Mar. 2007. 1277-1280.
- [6] Oberland, Richard. 10,000km 21.4Gb/s WDM APS-DPSK With High Spectral Effierency for Ultra- Long-Haul Submarine Upgrades. ECOC2008 [C], Nexus Media. Brussels, Belgium, Sep. 2008. 2126-2129.
- [7] Alfiad, Mohamad. 111Gb/s POLMUX-RZ-DQPSK Transmmission over 1140km of SSMF with 10.7 Gb/s NRZ-OOK Neighbours. ECOC2008 [C], Nexus Media. Brussels, Belgium, Sep. 2008. 1895-1896.
- [8] 李俊杰. 从 OFC2007 看 DWDM 技术的发展趋势[J]. 电信科学, 2007(7): 95-99.
- [9] Govind P. Agrawal. 光纤通信系统 (第 3 版) [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004. 172-257.
- [10] 顾晓仪. WDM 超长距离光传输技术[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2006. 219-251.
- [11] 陈晓敏, 等. 40Gb/s 多信道新型码传输色散特性的研究[J]. 光子技术, 2005(4): 229-233.
- [12] 陈林, 等. 偏振模色散对多信道光纤通信系统信号的影响[J]. 光子学报, 2004, 33(4): 443-447.
- [13] C. D. Poole, et al. Phenomenological approach to polarization dispersion in long single-mode fibres [J]. Electronics letters, 1986(22): 1029-1030.
- [14] E. Ibragimov, et al. Statistical correlation between first and second order PMD [J]. Journal of Lightwave technology, 2002,20(4): 586-590.
- [15] 孙学明, 等. 偏振模色散对输出脉冲波形影响的分析与仿真[J]. 北京电子科技学院学报, 2004, 12(2): 1-7.
- [16] 王健全, 顾晓仪. 光纤中非线性效应的研究[J]. 北京邮电大学学报, 2003, 26(1): 73-77.
- [17] R. J. Nuyts, et al. Performance improvement of 10Gbps standard fiber transimission system by using the SPM effect in the dispersion compensating fiber [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 1996(10): 1406-1408.
- [18] Xu Zhu, et al. Cross-phase modulation-induced penalties in multichannel DWDM optical transport networks [J]. Chinese Optics Letters, 2003, 1(5): 263-265.
- [19] K. Tanaka, et al. Impact of nonlinear crosstalk I 0.8 nm-spaced 40 Gbit.s DWDM systems [J]. Electronics letters, 2000(36): 1217-1218.
- [20] Govind P. Agrawal. 非线性光纤光学原理和应用 (第三版) [M]. 北京: 电子工业出版社, 2003.

- 352-406.
- [21] 徐坤, 等. 基于 LiNbO₃ 光波导调制器高速光码型[J]. 北京邮电大学学报, 2004, 27(4): 50-54.
- [22] 刘聘, 等. 高速光调制[J]. 光通信研究, 2003(3): 43-46.
- [23] 左萌, 等. 大容量长距离光传输系统四种调制格式的性能比较[J]. 现代有线传输, 2004(6): 44-47.
- [24] 陈晓敏, 郭爱煌. 40Gbps 多信道 RZ/NRZ 码传输色散时频特性分析[J]. 计算机工程, 2006, 32(23): 114-115.
- [25] BOSCO. G, et al. On the use of NRZ, RZ, and CSRZ modulation at 40 Gb/s with narrow DWDM channel spacing [J]. *Lightwave Technology*, 2002, 20(9): 1694-1704.
- [26] 张慧剑, 等. 40Gb/s WDM 系统中 RZ&NRZ 调制格式的性能比较[J]. 光通信技术, 2004(12): 44-46.
- [27] R. Ludwig, et al. Experimental comparison of 40 Gbit/s RZ and NRZ transmission over standard singlemode fibre [J]. *Electronics Letters*, 1999, 35(25): 2216-2217.
- [28] 曾晖, 杨铸. CS-RZ 码在高速系统中传输性能的研究[J]. 光通信研究, 2004(2): 1-3.
- [29] Y. Miyamoto, et al. 320 Gbit/s (8×40 Gbit/s) WDM transmission over 367 km with 120 km repeater spacing using carrier-suppressed return-to-zero format [J]. *Electronics Letters*, 1999, 35(11): 2041-2042.
- [30] Akihito Sano, et al. Performance Evaluation of Prechirped RZ and CS-RZ Formats in High-Speed Transmission Systems with Dispersion Management [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2001, 19(12): 1864-1871.
- [31] Takashi Ono, et al. Characteristics of Optical Duobinary Signals in Terabit/s Capacity, High-Spectral Efficiency WDM Systems [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 1998, 16(5): 788-797.
- [32] 雷波, 张慧剑, 顾晚仪. 双二进制传输格式综述[J]. 现代有线传输, 2005(1): 49-53.
- [33] 邵宇丰, 等. 新型改进光双二进制传输的编解码方案[J]. 通信学报, 2007, 28(2): 58-74.
- [34] K. Yonenaga, et al. Expansion of tolerable dispersion range in 40Gbit/s optical transmission system using an optical duobinary signal [J]. *Electronics Letters*, 1998, 34(4): 385-386.
- [35] 胡辽林, 刘增基. 光双二进制传输系统的性能研究[J]. 光子学报, 2003, 32(6): 727-730.
- [36] 郝斌, 顾晚仪. 光差分相移键控调制格式原理[J]. 现代有线传输, 2005(4): 74-77.
- [37] Chris Xu, et al. Differential Phase-Shift Keying for High Spectral Efficiency Optical Transmission [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2004, 10(2): 281-293.
- [38] A. H. Gnauck, et al. Demonstration of 42.7 Gb/s DPSK Receiver With 45 Photons Bit Sensitivity [J]. *Photonics Letter*, 2004, 15(1): 99-101.
- [39] T. Mizuochi, K. Ishida. A comparative study of DPSK and OOK WDM transmission over transoceanic distances and their performance degradations due to nonlinear phase noise [J]. *Lightwave Technology*, 2003(21): 1933-1943.
- [40] X. Liu, et al. Nonlinear effects in phase shift keyed transmission. OFC2004 [C], OSA&IEEE. Los Angeles, USA, Feb. 2004. 3125-3126.
- [41] B. Mikkelsen, C. Rasumussen. Partial DPSK with excellent filter tolerance and OSNR sensitivity. *Electronics Letters*, 2006, 42(23): 64-68.
- [42] 雷波, 等. 光 DQPSK 调制原理[J]. 现代有线传输, 2005(3): 49-51.
- [43] Wang Chengwei, et al. Differential Precoder for High-speed Optical DQPSK Transmission. *Photon Journal*, 2007, 36(6): 42-45.

- [44] 贺敏, 等. 2DPSK 和 4DPSK 系统的色散比较. 应用科技, 2005, 32(11): 7-9.
- [45] Vassilieva, O, et al. Non-linear tolerant and spectrally efficient 86 Gbit/s RZ-DQPSK format for a system upgrade. OFC2003 [C], OSA, Atlanta, USA, Mar. 2003. 1601-1603.
- [46] Griffin, R, et al. Intergrated DQPSK transmitter for dispersion-tolerant and dispersion-managed DWDM transmission. OFC2003 [C], OSA, Atlanta, USA, Mar. 2003. 1343-1346.
- [47] Tokle, T, et al. 6500 km Transmission of RZ-DQPSK WDM signals [J]. Electronics Letters, 2004, 40(7): 444-445.
- [48] 潘青, 文爱军. 40Gb/s 单信道 RZ 调制格式光传输色散补偿的比较. 光通信技术, 2006(8): 61-62.
- [49] 胡浩, 等. 光谱宽度对偏振度与差分群时延关系影响的研究. 光电子·激光, 2007, 18(3): 326-329.
- [50] 刘红捷, 杨名. PMD 对不同线路码型高速光纤通信系统影响的研究. 光学与光电技术, 2003, 1(2): 6-9.
- [51] 孙学明, 等. 偏振模色散及非线性效应对 40Gbit/s 密集波分复用系统的影响[J]. 光学学报, 2004, 24(10): 1363-1369.

致谢

在硕士研究生学习和课题研究期间，首先感谢烽火通信公司总裁，我的导师杨壮先生给予我的悉心指导和帮助。导师渊博的知识、严谨的治学态度、实事求是的处世作风深深地影响着我，并将使我受益终生。无论是学业上还是工作上，导师始终给予我精心的培养和关怀。在论文即将完成、研究生的学习阶段即将结束之际，我向导师杨壮先生致以最诚挚的谢意！

同时，在论文完成的过程中，还得到了许多热心人的关怀和帮助。感谢烽火通信光网络部 WDM 专项组全体同事给我的细致指导和帮助，感谢陈德华博士对我论文的初审和提出的宝贵意见，感谢 863 课题组组长徐俊波以及课题组同事杨宁给予我大量热情的帮助，我很荣幸与其共事，与他们一起学习工作使我受益匪浅。感谢我的同窗好友在学业上不断给予我启示和支持，在生活上给我带来的快乐！

感谢父母的养育之恩！父母孜孜不倦的教诲与鼓励是我不断前进的动力之源！无论何时何地，父母永远是我最强壮的后盾！

感谢所有帮助和理解我的人。谨以此文献给你们，谢谢你们给我的鼓励、支持与关怀！

曹 云

2008年12月26日

附录 1 攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 曹云, 杨壮, 陈德华, 叶荣富. FSR 优化 DPSK 解调的研究. 光通信研究 (已录用).
- [2] 曹云. 40Gbps TMUX 映射方式的研究. 2008 研究生学术交流会通信与信息技术会议论文集 (已录用).

附录 2 主要英文缩写语对照表

缩略语	中文全称	英文全称
CD	色度色散	Chromatic Dispersion
CSRZ	载波抑制归零码	Carrier Suppressed RZ
DCF	色散补偿光纤	Dispersion Compensation Fiber
DPSK	差分相移键制	Differential Phase Shift Keying
DQPSK	差分正交相移键控	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DWDM	密集波分复用	Dense Wavelength Division Multiplexing
EA	电吸收	Electric Absorb
ECOC	欧洲光通信会议	Europe Conference on Optical Communications
EDFA	掺铒光纤放大器	Erbium-Doped Fiber Amplifier
FEC	前向纠错编码	Forward Error Correction
FSR	自由光谱范围	Free Spectrum Range
FWHM	半高全宽	Full Width Half Maximum
FWM	四波混频	Four-Wave Mixing
GVD	群速度色散	Group Velocity Dispersion
DLI	延时线干涉仪	Delay Line Interferometer
MZM	马赫-曾德尔调制器	Mach-Zehnder Modulator
NRZ	非归零码	Non Return to Zero modulation
ODB	光双二进制码	Optical DuoBinary modulation
OFC	光通信论坛	Optical Fiber Conference
OSNR	光信噪比	Optical Signal to Noise Ratio
OTU	光转发器	Optical Transponder Unit
PMD	偏振模色散	Polarization Mode Dispersion
PolSK	偏振位移键控	Polarization Shift Keying
RZ	归零码	Return to Zero modulation
SBS	受激布里渊散射	Stimulated Brillouin Scattering
SPM	自相位调制	Self-Phase Modulation
SRS	受激拉曼散射	Stimulated Raman Scattering
XPM	交叉相位调制	Cross Phase Modulation