

文章编号: 0258-7025(2009)03-0525-15

光纤偏振模色散的缓解与补偿技术研究进展

张晓光^{1,2}

¹ 北京邮电大学光通信与光电子学研究院, 北京 100876
² 北京邮电大学光通信与光波技术教育部重点实验室, 北京 100876

摘要 偏振模色散(PMD)是阻碍高速光纤通信长距离传输的主要障碍之一。由于偏振模色散的统计特性,使得恢复由于偏振模色散造成的传输信号损伤有相当的难度。介绍了偏振模色散的基本概念与数学描述方法,总结了目前常用的偏振模色散的缓解技术、光电补偿技术的现状,最新技术以及今后的发展方向。着重介绍了偏振模色散光域补偿技术中的补偿器结构、反馈信号提取以及粒子群优化控制算法。

关键词 光纤通信;偏振模色散;缓解技术;补偿技术

中图分类号 TN929.11;O436.3 **文献标识码** A **doi**: 10.3788/CJL20093603.0525

Development and Progress of Mitigation and Compensation Techniques for Optical Fiber Polarization Mode Dispersion

Zhang Xiaoguang^{1,2}

¹ Institute of Optical Communications and Optoelectronic,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

² Key Laboratory of Optical Communications and Lightwave Technologies, Ministry of Education,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China

Abstract Polarization mode dispersion (PMD) is one of the important issues which limit the high-speed long-haul communication of optical fiber. It is a challenging task to recover the distortions induced by PMD for the reason of its statistical characteristics. The concepts and mathematical description, which are important to understanding of PMD are proposed. The present development of optical and electrical techniques of mitigation and compensation for PMD are presented, as well as the latest progress for PMD treatment in the world. The configurations of the optical PMD compensator, the extraction of the feedback signals and the particle swarm optimization as an effective adaptive control algorithm are described in detail.

Key words optical fiber communications; polarization mode dispersion; mitigation; compensation

1 引言

随着因特网、数字电视、可视电话技术的发展,人类社会对于信息传输量的需求日益增加,迫使光纤通信系统的传输速率不断提高。光纤通信系统的骨干网传输速率从目前单信道 10 Gbit/s 正在向 40 Gbit/s 系统升级。而随着 IP 业务的增长,100 G 光纤通信网成为发展方向。而光纤中的色度色散、偏振模色散(PMD)、非线性效应成为限制光纤通信系统传输速率进一步增长的主要因素。由于偏振模色散的统计特性,其在光纤链路中随时间不断变化,

使得恢复由于偏振模色散造成的传输信号损伤有相当的难度,引起了人们极大的研究兴趣。作为光纤通信发展“晴雨表”的 OFC/NFOEC 会议,近年来关于研究偏振模色散的文章始终居高不下,从 OFC/NFOEC 2001 会议关于偏振模色散的研究文章 36 篇,直到 OFC/NFOEC 2008 会议,提到偏振模色散的文章达 160 篇。美国重要刊物光波技术杂志(Journal of Lightwave Technology)在 2004 年 4 月(Vol. 22, No. 4)为偏振模色散的研究设立了特别专辑。

收稿日期:2009-02-09; 收到修改稿日期:2009-02-17

基金项目:国家 863 计划(2009AA01Z224)和国家自然科学基金(60577046)资助项目。

作者简介:张晓光(1961—),男,教授,博士生导师,主要从事高速光纤通信方面的研究。E-mail: xgzhang@bupt.edu.cn

自从1986年C. D. Poole等^[1]建立偏振模色散的主态理论后,国际上有关偏振模色散的研究迅速发展,主要集中在PMD的统计特性、测量技术、对系统的影响、缓解技术以及自适应补偿技术等方面。在1994年以前人们重点研究光纤中偏振模色散产生的机制和测量方法,1994年后重点转向开展PMD对光纤通信系统传输性能影响的研究,并研究降低PMD影响的各种方法,特别注意研究对早期铺设的光缆通信系统升级时的PMD补偿的研究。在专利方面,1998年美国Lucent公司和日本的Fujitsu公司分别就他们做出的10 Gbit/s和40 Gbit/s一阶偏振模色散补偿系统申请了专利。1999年法国的Alcatel公司将他们利用一个PMD补偿器对多路进行补偿方法申请了专利。在产品方面,Corning公司推出了补偿10 Gbit/s系统PMD补偿器;YAFO Network公司推出Yafo10也属于10 Gbit/s的PMD补偿器。在OFC2001会议上YAFO Network演示了40 Gbit/s系统的PMD补偿器Yafo40^[2]。2001年以美国纳斯达克指数疯狂下跌为标志,世界科技泡沫破灭,使得40 Gbit/s系统的上马拖后了大约6年。偏振模色散补偿的商业化进程随之停止,此期间没有商业公司推出新的PMD补偿器。近年来人们对信息容量的需求迅速增大,因而世界各国逐步上马40 Gbit/s系统,偏振模色散的问题由此逐渐引起了人们的关注。2007年Stratalight公司推出了OTS 4540 PMD补偿器^[3],标志着偏振模色散商业化解决方案的又一次启动。

由于我国光通信系统的码速率滞后于发达国家,因此在偏振模色散研究方面也有一个明显的滞后。国内前几年主要限于PMD的测试方法研究^[4~9],但在国家863计划与国家自然科学基金的资助下,偏振模色散自适应补偿系统^[10~18]和补偿器件^[19,20]方面研究已有很大进展。国内的光纤通信制造商如华为与中兴等公司也开始关注偏振模色散的解决方案。

总之目前不论在国际和国内,都为人们研究偏振模色散提供了广泛的施展空间。本文能够为国内光通信领域的研究者研究实用的偏振模色散解决方案提供一些帮助。

2 偏振模色散的基本概念

2.1 偏振模色散的成因与对光传输的影响

在理想单模光纤中,其截面是理想的圆形。所谓“单模”实际上是由基模 HE_{11} 的两个偏振方向相

互垂直的简并模 HE_{11}^x 和 HE_{11}^y 组成,如图1所示。理想光纤两个简并模在两个正交方向的传输常数相等, $\beta_x = \beta_y$ 。但是实际上,由于光纤制造工艺上的不完善造成横截面呈椭圆形,内部存在应力,或者光纤被弯曲,还受环境温度、电磁场、振动的影响,使两个简并模 HE_{11}^x 和 HE_{11}^y 去简并,造成传播常数在 x, y 方向有所不同

$$\Delta\beta = \beta_x - \beta_y = \omega/c(n_x - n_y) = \omega/c\Delta n, \quad (1)$$

构成局部的双折射^[21]。

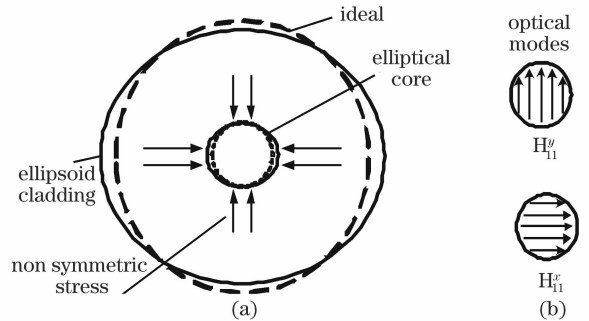


图1 实际光纤不对称性造成两个 HE_{11} 正交模式的去简并。(a)在制造不完善、有不对称应力作用下的光纤截面;(b)竖直模式 HE_{11}^y 和水平模式 HE_{11}^x

Fig. 1 Asymmetry of real fiber and degeneracy of two orthogonal HE_{11} modes. (a) cross-section due to imperfections in manufacturing process or mechanical stress on the fiber; (b) vertical mode HE_{11}^y and the horizontal mode HE_{11}^x

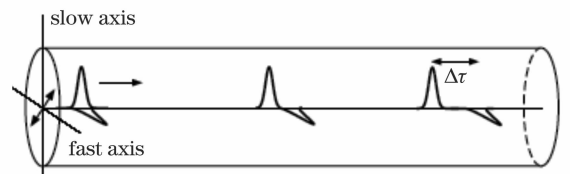


图2 由于光纤双折射造成的光脉冲分裂

Fig. 2 Pulse splitting due to fiber birefringence

由于快慢轴之间折射率的差别,造成光在双折射光纤中传输时,在快慢轴上的分量传输速度(群速度 v_g)不同,最终造成输出端光脉冲展宽或分裂,如图2所示,这就是所谓的偏振模色散。描述偏振模色散用快慢轴之间的差分群时延(DGD) $\Delta\tau$ 来表示

$$\Delta\tau = \frac{L}{\Delta v_g} = \frac{d}{d\omega}(\Delta\beta)L = \left(\frac{\Delta n}{c} + \frac{\omega}{c} \frac{d\Delta n}{d\omega}\right)L. \quad (2)$$

光纤中的PMD的大小一般由PMD系数表示,表1显示了不同PMD系数的光纤,在不同传输码率下的最大传输距离。国际电信联盟(ITU-T)规定了商用单模光纤PMD系数应该小于 $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$,新型

光纤 PMD 系数一般比较小,大都小于这个值。但是对于 20 世纪 90 年代以前铺设的光纤,一般 PMD 系数都大于 $0.5 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$,有一部分甚至超过 $0.8 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$,这些线路都面临着传输速率的升级。如果重新铺设光纤,费用巨大,而对现有铺设光纤进行改造是比较经济的方案。因此研究 PMD 本身的规律性,以及研究缓解或补偿 PMD 对传输系统的影响,就越来越成为迫切的需要。

表 1 PMD 系数与最大传输距离的关系

Table 1 Relationship between PMD coefficient and maximum transmission distance

PMD coefficient / $(\text{ps}/\sqrt{\text{km}})$	Reach distance /km		
	2.5 Gbit/s	10 Gbit/s	40 Gbit/s
3.0	180	11	<1
1.0	1600	100	6
0.5	6400	400	25
0.1	160000	10000	625

2.2 偏振模色散的数学描述

2.2.1 偏振模色散的主态模型

在保偏光纤中,光纤的双折射的非均匀性可以忽略,可以有明显的快慢轴,其双折射特性以及差分群时延描述简单,并且具有如下的性质:当线偏振光以快轴或者慢轴方向入射时,出射光仍然是线偏振光。但是对于实际光纤,其双折射性质是不均匀的,随机的,具有统计特性。可以将光纤分成无数小段,每一段光纤的局部双折射可以看成是均匀的,但是它们的快慢轴方向是随机取向的,每一段折射率差

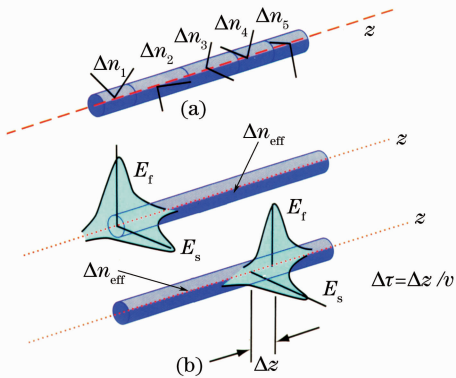


图 3 光纤偏振模色散的主态(PSP)模型。(a) 实际光纤处理成一系列随机取向、双折射取随机值光纤小段;(b) 等价地存在一组正交的偏振输入和输出主态
Fig. 3 Modal of principal states of polarization (PSP).

(a) real fiber is considered to be consist of a series of sections with random orientations and random birefringence; (b) fiber is equivalently considered to have a set of orthogonal input and output principal states of polarization

Δn 也是随机的,如图 3(a)所示。那么作为整段光纤,是否仍然存在快慢轴的概念? 等价地说,有无存在一组正交轴,当线偏振光沿此方向入射时,出射光是否仍然是线偏振光?

1986 年贝尔实验室的 C. D. Poole 等^[1]首先提出了光纤偏振模色散的主态模型,成功地回答了上述问题:在一阶近似下,即假定输出偏振态与频率无关的条件下,或输入光谱宽度很窄的条件下,光纤存在一对正交的输入偏振主态 $\hat{\epsilon}_{a\pm}$ 和一对正交的输出偏振主态 $\hat{\epsilon}_{b\pm}$ 。当输入线偏振光沿输入偏振主态之一入射时,输出光是沿着相对应的输出偏振主态偏振的线偏振光。

2.2.2 偏振模色散的矢量模型

光纤偏振模色散可以用斯托克斯空间的三维矢量描述^[22]

$$\boldsymbol{\tau} = \Delta\tau\boldsymbol{p}, \quad (3)$$

该矢量的模 $\Delta\tau$ 是差分群时延,单位矢量 \boldsymbol{p} 代表慢主态在斯托克斯空间的方向。输入偏振模色散矢量 $\boldsymbol{\tau}_{\text{in}}$ 和输出偏振模色散矢量 $\boldsymbol{\tau}_{\text{out}}$ 之间由斯托克斯空间的米勒矩阵 \boldsymbol{R} 相联系

$$\boldsymbol{\tau}_{\text{out}} = \boldsymbol{R}\boldsymbol{\tau}_{\text{in}}. \quad (4)$$

同样,光纤两端输入和输出偏振态之间也有关系

$$\boldsymbol{S}_{\text{out}} = \boldsymbol{R}\boldsymbol{S}_{\text{in}}. \quad (5)$$

可以证明,当入射光频率变化时,输出偏振态位于 Poincaré 球上以 $\boldsymbol{\tau}$ 为中心的圆形上,满足公式^[21]

$$\frac{d\boldsymbol{S}_{\text{out}}}{d\omega} = \boldsymbol{\tau} \times \boldsymbol{S}_{\text{out}}. \quad (6)$$

如图 4 所示,当同一偏振态的入射光,频率变化时,输出偏振态也随之变化,在 Poincaré 球上形成以偏振模色散矢量 $\boldsymbol{\tau}$ 为中心的圆弧。

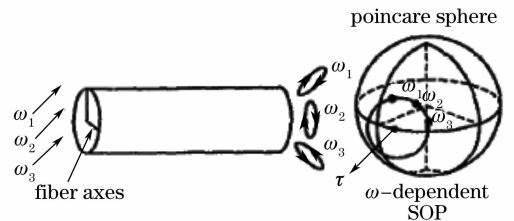


图 4 入射光频率变化时输出偏振态的变化

Fig. 4 Variation of output states of polarization when the frequency of the input light changes

在主态理论中,主态存在的先决条件是输出偏振主态与频率无关,即 $d\hat{\epsilon}_v/d\omega=0$,这在入射光是窄带激光时是成立的,在这种条件下得到的偏振模色散称之为“一阶偏振模色散”。

当入射光存在较宽频谱时,偏振模色散矢量将与频率有关,可以将其展开成泰勒级数

$$\boldsymbol{\tau}(\omega_0 + \Delta\omega) = \boldsymbol{\tau}(\omega_0) + \boldsymbol{\tau}_\omega(\omega_0)\Delta\omega + \dots, \quad (7)$$

其中第一项就是以前提到的一阶偏振模色散

$$\boldsymbol{\tau}(\omega_0) = \Delta\tau\boldsymbol{p}, \quad (8)$$

其主态有确定的方向。偏振模色散矢量对频率的一阶导数称为二阶偏振模色散(如图 5 所示)

$$\boldsymbol{\tau}_\omega = \frac{d\boldsymbol{\tau}}{d\omega} = \boldsymbol{\tau}_{\omega//} + \boldsymbol{\tau}_{\omega\perp} = \Delta\tau_\omega\boldsymbol{p} + \Delta\tau\boldsymbol{p}_\omega, \quad (9)$$

其中第一项 $\boldsymbol{\tau}_{\omega//} = \Delta\tau_\omega\boldsymbol{p}$ 平行于原主态方向,其大小 $\Delta\tau_\omega$ 引起偏振相关色度色散(polarization-dependent chromatic dispersion, PCD),造成偏振相关的脉冲压缩或展宽。

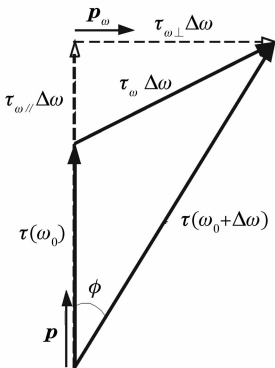


图 5 二阶偏振模色散各分量之间的关系

Fig. 5 Relationship of two orthogonal components of 2nd order PMD

(9)式中的第二项 $\boldsymbol{\tau}_{\omega\perp} = \Delta\tau\boldsymbol{p}_\omega$ 描述主态去偏振, \boldsymbol{p}_ω 称为主态旋转率(PSP rotation rate, PSPrr),描述主态方向的改变,它垂直于主态 \boldsymbol{p} 。与PCD造成偏振相关的脉冲压缩或展宽不同,PSPrr与去偏振相关。从统计上看,二阶偏振模色散 $\boldsymbol{\tau}_\omega$ 有从主态方向 \boldsymbol{p} 偏离的趋向,从统计上说, $\boldsymbol{\tau}_{\omega//}$ 是小分量, $\boldsymbol{\tau}_{\omega\perp}$ 是大分量。另外, $\boldsymbol{\tau}_{\omega//}$ 对系统的影响类似于色度色散,只是造成脉冲压缩或展宽,而 $\boldsymbol{\tau}_{\omega\perp}$ 可以造成非归零(NRZ)码的过冲和卫星脉冲^[23]。总之,在处理二阶PMD对系统影响时,包含PCD的平行分量往往可以忽略。

3 偏振模色散的缓解技术

在单信道从 10 Gbit/s 系统升级到 40 Gbit/s 系统的过程中,PMD 引起的信号损伤效应必须加以考虑。解决方案有缓解技术和补偿技术。所谓缓解技术是从改进传输系统、利用新型调制码型等方面增加系统对于 PMD 的容忍度;而所谓补偿技术是不

改变传输系统,只是在接收端对于由 PMD 引起的信号损伤加以恢复。

3.1 低偏振模色散系数光纤

随着光纤制造技术的改进,光纤 PMD 系数也在逐渐减小。图 6 显示了从 1985~2005 年对德国电信网络 9770 条光纤的 PMD 测试结果^[24],显示近年来新铺设的光纤,PMD 系数均小于 $0.05 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ 。

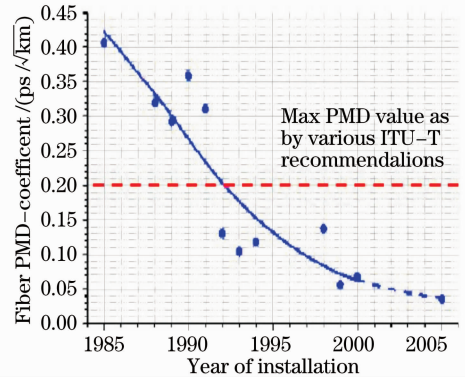


图 6 从 1985~2005 年对德国电信网络 9770 条光纤的 PMD 测试结果

Fig. 6 Measurement results of 9770 installed fibers of Deutsche Telekom from 1985 to 2005

为了克服光纤的偏振模色散,OFC2001^[25]到 OFC2004^[26]会议都有报道采用光纤扭转(fiber spinning)技术来制造低 PMD 系数的光纤。光纤扭转方法是在光纤拉制过程中,光纤接近于硅的熔融点仍具有粘性时刻,给拉制过程中的光纤以一定的力矩不断地扭转光纤,如图 7(a)所示。扭转的方向可以是单方向的扭转,也可以是来回往复地扭转(一会顺时针,一会逆时针)。扭转光纤的想法最早来源于 1981 年 Barlow 等^[27],他们的方法是拉纤过程中扭转预制棒,这种方法适用于当时低速拉制光纤的过程。当后来拉纤速度提升后,这一方法由于电动机扭转预制棒速度跟不上而不再适用。90 年代中期以后则采用在拉制的光纤恰好冷却到熔融点后直接扭转光纤。

如果用 $\langle\Delta\tau_{\text{un}}\rangle$ 表示非扭转光纤的平均 DGD (mean DGD),用 $\langle\Delta\tau\rangle$ 表示扭转光纤的平均 DGD,则其比例系数 $\xi = \langle\Delta\tau_{\text{un}}\rangle / \langle\Delta\tau\rangle$ 定义为 PMD 减小系数。其取值在 0 与 1 之间,数值越小减小 PMD 的效果越好。图 7(b)显示不同的扭转参量(扭转周期与扭转幅度)下的等高线图。图 7(c)显示了康宁公司利用此项技术制造的 LEAF 光纤 PMD 系数的直方图,其 PMD 系数小于 $0.036 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}$ ^[26]。OFS 公司利用此项技术制造的 True Wave RS 光纤 PMD

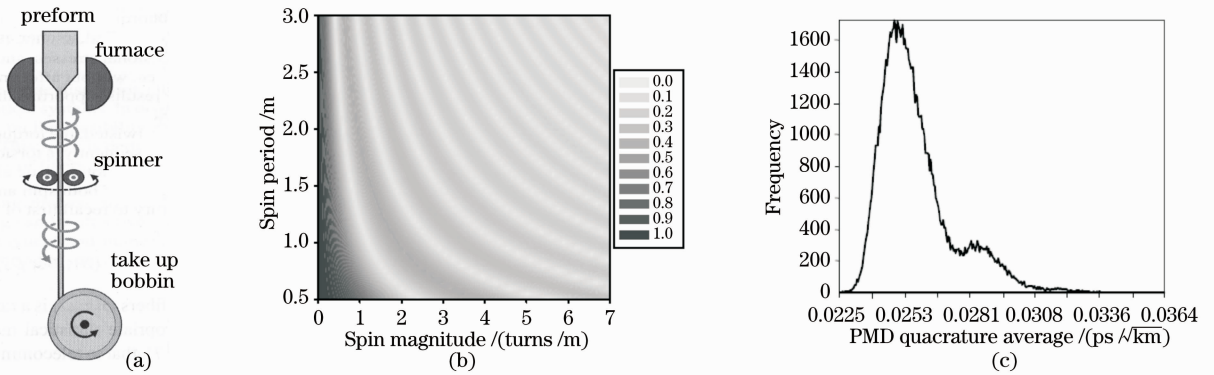


图 7 扭转光纤降低偏振模色散。(a) 扭转光纤的控制技术；(b) PMD 缩减系数与扭转参数的关系；(c) LEAF 光纤 PMD 系数的分布直方图

Fig. 7 Low PMD spun fiber. (a) drawing process of spun fibers; (b) PMD reduction factor contour plot; (c) PMD coefficient histogram for LEAF fiber

系数也小于 $0.036 \text{ ps}/\sqrt{\text{km}}^{[28]}$ 。

3.2 新型调制码型

由于人们对于信息传输容量的需求增长迅速，目前世界范围内原来的单信道 10 Gbit/s 的密集波分复用 (DWDM) 系统都面临升级到 40 Gbit/s 的 DWDM 系统，这正在形成一种趋势。但是各地铺设的光缆，即使是 90 年代中期以后铺设的光缆，原来对于 10 Gbit/s 系统可以不用考虑 PMD 效应带来的信号损伤问题，达到 40 Gbit/s 系统就必须加以考虑。为了不重新改动或尽可能少地改动网络系统，人们在考虑使用不同于传统开关键控 (OOK) NRZ 码的新型调制码型，这些新型码型不仅可以增加频谱利用率，也可以增加对于色度色散 (CD) 与偏振模色散的抵抗容忍度。候选的新型调制码型有光二进

制码 (Optical duobinary, ODB)、差分相移键控码 (Differential phase shift keying, DPSK)、(非) 归零正交差分相移键控码 [(Non-) return-to-zero differential quadrature phase shift keying, (N) RZ-DQPSK]、偏分复用的 (非) 归零正交差分相移键控码 (PolMux-(N) RZ-DQPSK, polarization multiplexed (non)-RZ-DQPSK) 等。ODB 与 DPSK 属于 1 bit/symbol (每传输符号 1 比特) 码型，DQPSK 属于 2 bit/symbol 的码型，PolMux-DQPSK 属于 4 bit/symbol 的码型。国内已经有一些单位研究新型调制码调制解调方法，以及这些新型码型对 CD 与 PMD 的缓解效应^[18,29,30]。

这几种新型码型对于 CD 和 PMD 的容忍度如表 2 所示。

表 2 几种新型调制码型的比较

Table 2 Features comparison among some new kinds of modulation formats

	ODB	NRZ-DPSK	RZ-DPSK	RZ-DQPSK	PolMux-RZ-DQPSK (coherent detection)
Reach distance /km	800	1600	1600	1000	2000
Spectral efficiency /[bit/(s · Hz)]	0.8	0.8	0.8	0.8	2
CD tolerance /(ps/nm)	300	100	80	400	4000~50000
1st PMD tolerance	2.1 ps mean DGD	2.5 ps mean DGD	2.8 ps mean DGD	5 ps mean DGD	25~35 ps mean DGD
2nd PMD tolerance	high	medium	low	high	high
OSNR sensitivity /dB	17.5	13.9	13.9	15	11

4 偏振模色散的补偿(均衡)技术

偏振模色散的补偿技术(也称均衡技术)是在接收端,利用电域的技术或光域的技术,以及光电混合的技术,对于由 PMD 效应引起的信号损伤进行恢复。大致分为电域均衡技术和光域补偿技术两类。

4.1 电域均衡技术

4.1.1 电均衡器

电均衡器^[31]对于 PMD 的补偿是在光电转换之

后,对于转换后的电信号进行处理完成的。两个偏振模式夹杂噪声进入光电探测器,因此在这里 PMD 可以看成是码间干扰 (ISI)。除了一阶 PMD 造成的信号损伤,高阶 PMD 即使在光域中信号是线性损伤,到了电域也转变成了非线性损伤。对于电域中的线性损伤,光电探测器的电输出用一个复数函数 $H(f)$ 表示,电均衡器就像一个自适应滤波器,产生一个补偿函数 $H_{\text{comp}}(f)$ 接近逆函数 $H^{-1}(f)$,使得

$H(f) \times H^{-1}(f) = 1$, 于是信号损伤得以恢复(如图 8 所示)。对于非线性损伤, 每个传输信道可以近似按照线性处理。

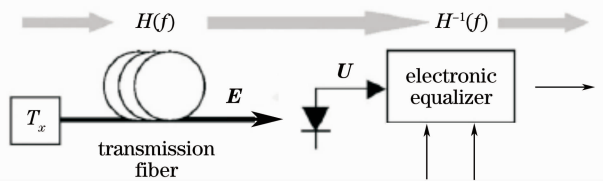


图 8 电均衡器补偿 PMD 的原理图

Fig. 8 Schematic of PMD compensation using an electric equalizer

电均衡器主要有三种结构: 前馈均衡器(Feed forward equalizer, FFE)、判决反馈均衡器(Decision feedback equalizer, DFE)和最大似然系列估计器(Maximum likelihood sequence estimation, MLSE)。其中 FFE 和 DFE 属于码元均衡器, 即对受到码间干扰的单个码元进行均衡和判决输出, 而 MLSE 是对一个序列的码元作整体的判决输出。

FFE 是一种简单的线性滤波器, 其结构如图 9 (a)所示。它利用延迟抽头单元横向排列构成的横向滤波器来实现。FFE 均衡器的输入信号被多级延迟, 各级延迟后的结果与原始输入信号加权(加权系数 C_n)求和。通过调节不同的延迟抽头实现所要的滤波函数 $H_{comp}(f)$ 。

DFE 是一种非线性滤波器, 可以处理比较严重的信号损伤。如图 9(b)所示, 它在前向支路与前馈均衡支路中间有一个判决电路。基于前面比特码元的判决, DFE 将一部分已经判决的比特码元加上权重(权重系数 B_m)叠加到当前比特码元之中, 这样

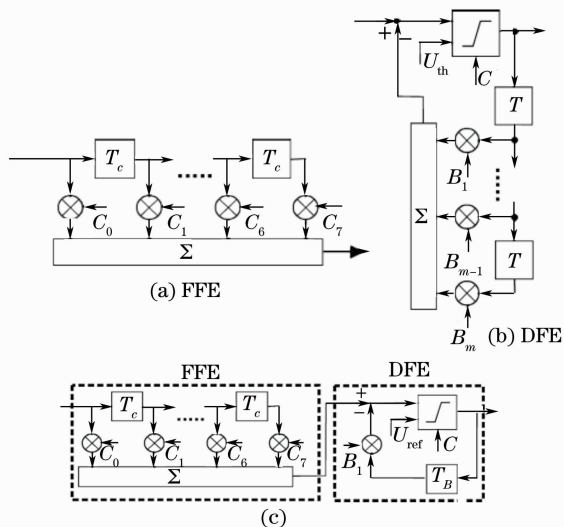


图 9 不同电均衡器的结构

Fig. 9 Configurations of electric equalizers

DFE 可以消除后面随之而来的损伤信号。DFE 的缺点是由于循环反馈判决而响应速度慢, 处理高速信号有困难。

将 FFE 与 DFE 联合使用可以将二者的优势都发挥出来, 如图 9(c)所示。FFE 处理小损伤的高效率与 DFE 处理大损伤的高效率结合使得整体处理信号损伤的效率提高, 实际上 FFE 的主要任务是处理探测比特码元的上升沿, 而由于比特码元的拖尾造成的 ISI 则由 DFE 解决。不同电均衡器无误码传输的接收器灵敏度如图 10 所示。

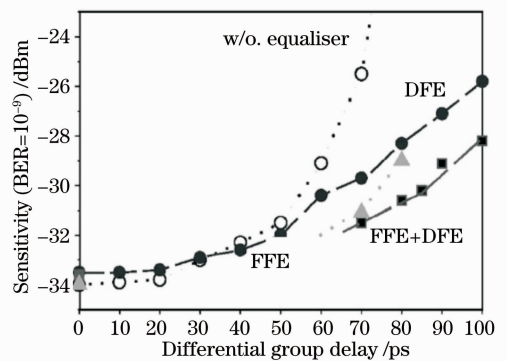


图 10 不同电均衡器无误码传输(BER=10⁻⁹)的接收器灵敏度比较

Fig. 10 Measured receiver sensitivity for error free transmission (BER=10⁻⁹)

近年来, 利用最大似然系列估计器进行 PMD 补偿的报道越来越多^[32]。结构如图 11 所示, 它与 FFE 和 DFE 最大区别是利用 DSP 的巨大运算能力来处理信号损伤。由于 DSP 的巨大运算能力, 区别

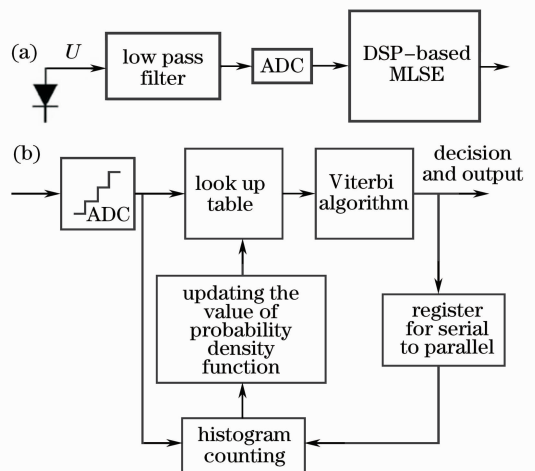


图 11 最大似然系列估计器。(a) MLSE 处理信号损伤的示意图; (b) 基于维特比算法的一种 MLSE 结构

Fig. 11 Maximum-likelihood sequence estimator. (a) schematic to show the recovery of distortion by MLSE; (b) one kind of Viterbi equalizer

于 FFE 与 DFE 处理单个码元, MLSE 是对一个序列的码元作整体的判决输出, 因此它是电均衡器的发展方向。

4.1.2 前向纠错技术

前向纠错 (Forward error correction, FEC)^[33] 是数字通信系统中应用的基本差错控制方式之一, 其原理是: 发射端在信息比特后附加冗余的校验比特, 即进行编码, 接收端在译码的同时, 在纠错能力范围内, 自动纠正传输中的错误, 而无需信息的重发。而在光纤通信系统中, 早先一方面由于光纤及与系统相关的光电子器件的发展, 系统性能优于一般电缆及无线通信, 因而无需采用 FEC 技术; 另一方面由于光传输信息速率相对较高, 没有与其匹配的纠错编译码器。直到上个世纪 80 年代末, 光传输速率提高到 Gbit/s, 并且光放大延长了无中继传输距离, 一些在短距离、低速系统中表现不出来的因素, 如色散、偏振模色散、非线性效应, 限制了系统性能的进一步改善, 于是才开始了将 FEC 应用于光通信

系统的研究。同时, 随着现代科学技术的发展, 尤其是集成电路技术的进步, 商用的与光通信系统传输信息速率匹配的纠错编译码器已出现, 从而使得 FEC 在实际系统中的应用成为可能, 它可以纠正由色度色散、偏振模色散、非线性效应引起的误码, 并由此实现了 Tbit 容量的传输。光纤通信中常用的 FEC 编码类型主要有 RS 码 (Reed-solomon code)、级联码 (Concatenated code)、分组 Turb 码 (Block turbo code, BTC)、低密度奇偶校验码 (Low density parity check, LDPC)。下面举两个应用 FEC 补偿 PMD 造成信号损伤的例子。

在欧洲光纤通信 2002 年大会 (ECOC2002) 上, 报道了 Ishida 等^[34] 将 FEC 技术用于 PMD 补偿的实验。他们的实验系统如图 12(a) 所示, 实验为 42×22.8 Gbit/s 的 50 GHz 间隔 DWDM 传输了 3540 km, 其中每个放大间隔内都插入一段 1.4 ps 的双折射光纤, 以增加链路 PMD。

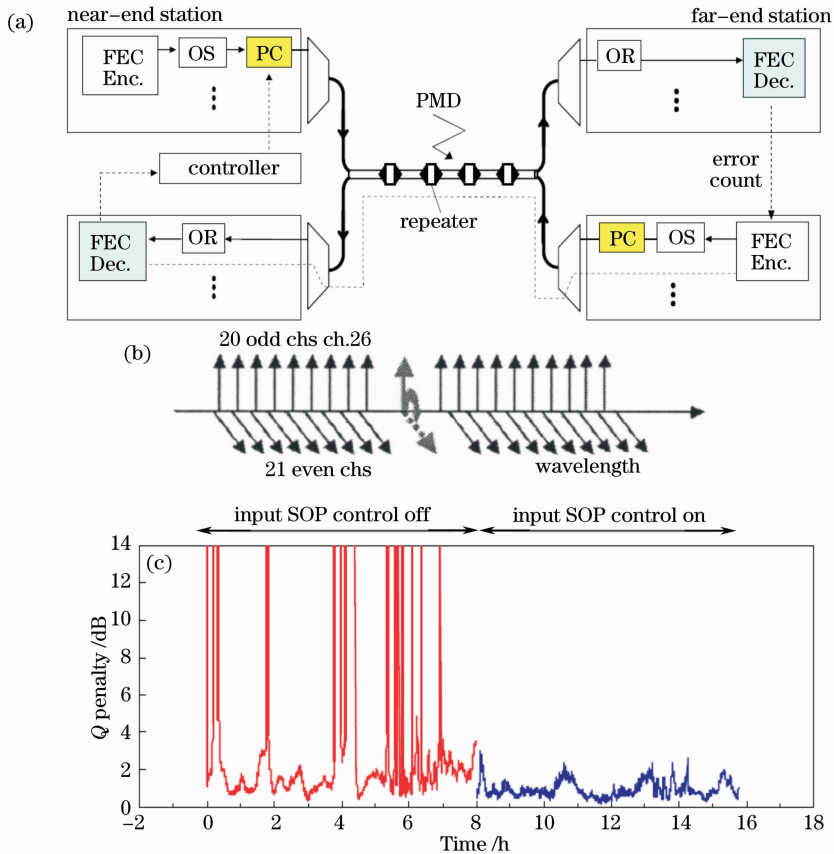


图 12 ECOC2002 上报道利用 FEC 技术补偿 PMD。(a) 实验装置;(b) 补偿效果;(c) 实验检验效果

Fig. 12 PMD compensation using FEC reported in ECOC 2002. (a) experiment setup; (b) compensation effect; (c) experimental result

目前大多数 FEC 系统提供错码计数函数, 以及“0”, “1”码电平判决阈值 V_{th} 调整功能。该实验采用

主态传输法补偿 PMD, 即利用发射端的偏振控制器 (PC) 将发射光信号调整在整个光纤链路的主态方

向,则传输中不会产生 PMD 效应。DWDM 系统将 21 个奇数信道和 20 个偶数信道的偏振态正交地耦合进偏振合波器,第 26 信道加入一个可控 PC 与其他 41 个信道结合到一起调整入光纤的偏振态(SOP),如图 12(b)所示。远端基站在接收机后进行 FEC 纠错,并进行纠错比特计数,随即将纠错计数耦合入远端基站的发射机的 FEC 编码帧中,然后马上反馈到近端基站,通过无需重置的算法去不断控制调整 PC 使错误比特的数量减小到最少。实验效果通过每 2 s 检测一次误码率。图 12(c)为实验检验效果。可见在偏振控制器启动调整之前,Q 值代价随机性地变得很大,开启偏振控制器的动态调整后,Q 值代价持续保持在低位,PMD 得到补偿。

2004 年 OFC2004 大会报道了刘翔等^[35]利用分布快速偏振扰动+FEC 补偿偏振模色散的方案,实验装置如图 13(a)所示。在 FEC 纠错时,如果码流

错误比较均匀地分布在 FEC 的帧结构中,纠错正确率高;如果光纤链路中间歇性遇到突发的扰动,码流错误就会集中在 FEC 的帧结构的一处,纠错正确率降低。如图 13(b)所示,光纤链路中的 PMD 是具有间歇突发性的,PMD 引起的突发错误码流长过 FEC 的突发误码纠正周期(Burst error correction period, BECP, 毫秒量级),或者说码流错误长度与 FEC 帧结构中的突发误码纠正长度(Burst error correction length, BECL)可以相比拟,而 FEC 无法纠正时,出界概率就突发间歇性出现。刘翔的想法是把几个扰偏器分布式放置在光纤链路中。当扰偏速率足够快,使 PMD 引起的码流错误被平均化,突发错误码长始终远小于 BECL,或者说将突发错误分散到 FEC 帧结构中,则 FEC 就可以长时间地不断完成纠错任务,如图 13(c)所示。利用这一方案实现了 43 Gbit/s DPSK 传输系统 PMD 的补偿。

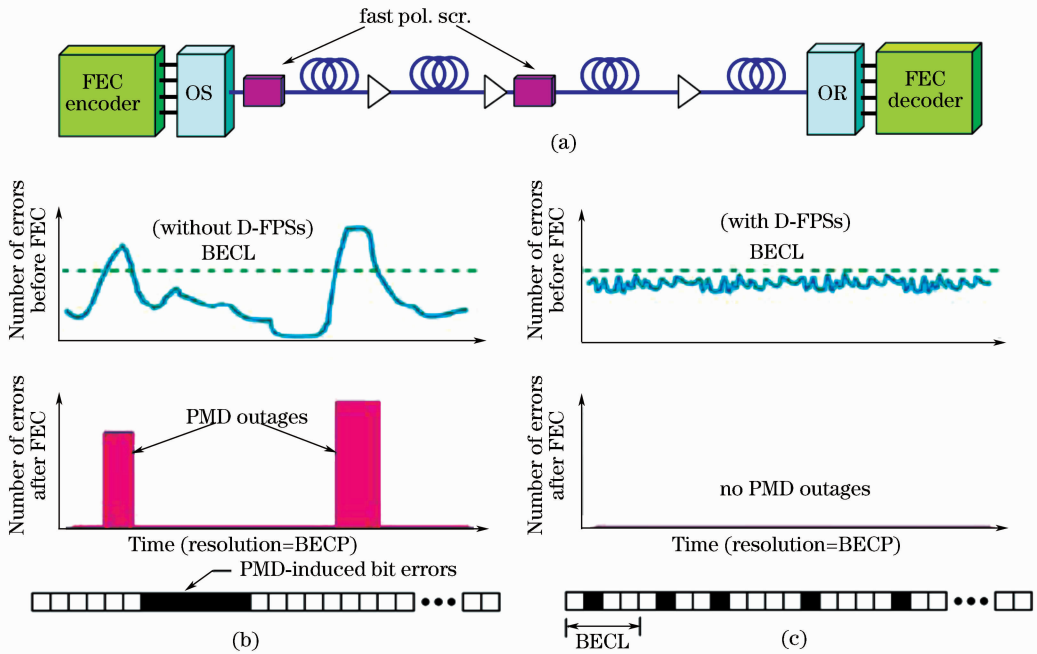


图 13 分布式快速扰偏结合 FEC 技术补偿 PMD 的方案

Fig. 13 Scheme of PMD compensation through distributed fast polarization scrambling and FEC

4.2 光域均衡技术

4.2.1 光域 PMD 补偿器的结构

在光域对偏振模色散进行补偿是在接收端光电转换之前。如图 14 所示,光传输链路的 PMD 可以用光传输函数 $M(\omega)$ 表示,调节光域 PMD 补偿器,使其具有传输 $M_{\text{comp}}(\omega) = M^{-1}(\omega)$,则信号损伤得到补偿。

反馈式光 PMD 补偿器是由补偿单元、反馈信号提取单元以及逻辑控制单元三部分组成^[21]。逻辑控制单元中的控制算法根据反馈信号调整补偿单

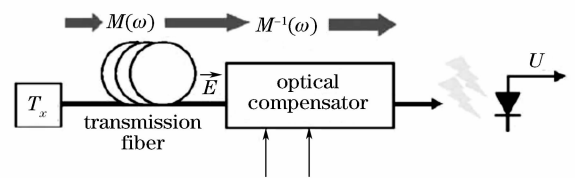


图 14 光域 PMD 补偿的示意图

Fig. 14 Schematic of PMD compensation using a optical PMD compensator

元的元器件,搜索到最佳补偿点。补偿单元由一系列子单元组成。一个子单元包括一个偏振控制器

(PC)和一个时延线(DGD)。只有一个子单元的补偿器叫一阶段补偿器[图 15(a)],它可以补偿链路中的一阶 PMD;含有两个子单元的补偿器叫两阶段补偿器[图 15(b)],它可以补偿链路中的一阶 PMD,以及二阶 PMD 中的垂直分量(如图 15 所示);含有三个子单元的补偿器的三阶段补偿器可以完全补偿一阶及二阶 PMD。一个 PC 有三个自由度可调,固定时延线不可调,可变时延线有一个自由度可调。因此一阶段补偿器有 3 或 4 个自由度,二

阶段补偿器有 6 或 7 个自由度,三阶段补偿器有 9 或 10 个自由度。子单元段数越多,补偿效果越好,然而自由度相应增多,补偿器响应时间变慢。因此一般系统中只用一阶段补偿器或二阶段补偿器补偿 PMD,这是因为:1) 90 年代中期以后铺设的光缆 PMD 值都比较小,二阶 PMD 可以忽略;2) 即使存在二阶 PMD,其垂直分量是统计上的大分量,而平行分量是统计上的小分量。因而只考虑补偿到二阶 PMD 的垂直分量即可。

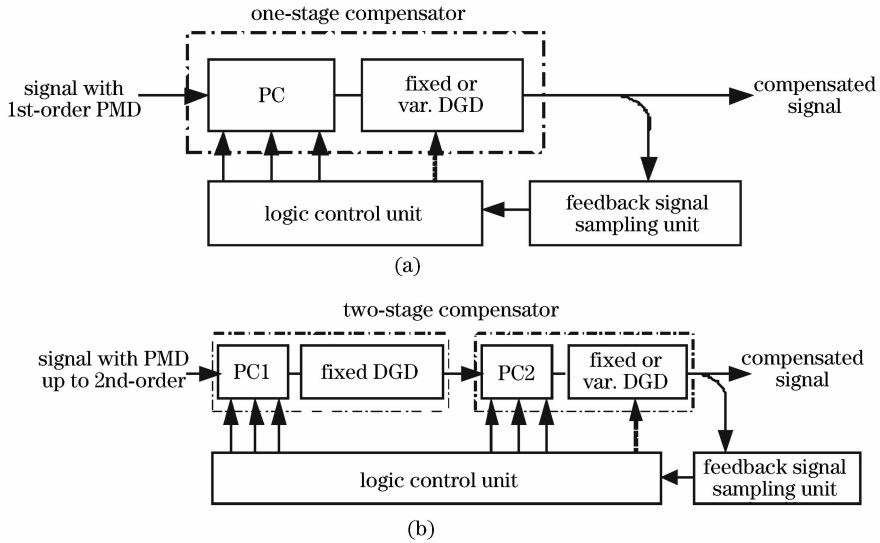


图 15 光域 PMD 补偿器结构。(a) 一阶段补偿器;(b) 二阶段补偿器

Fig. 15 Configuration of optical PMD compensators. (a) one-stage compensator; (b) two-stage compensator

图 16 显示一阶段与二阶段补偿器效果的比较^[31]。纵轴表示模拟器上千次变化并进行补偿的积累出界概率,横轴代表功率代价。可见,在 1% 出界概率时,一阶段补偿器使得功率代价下降了 3.5 dB,而二阶段补偿器改善功率代价为 4.3 dB。

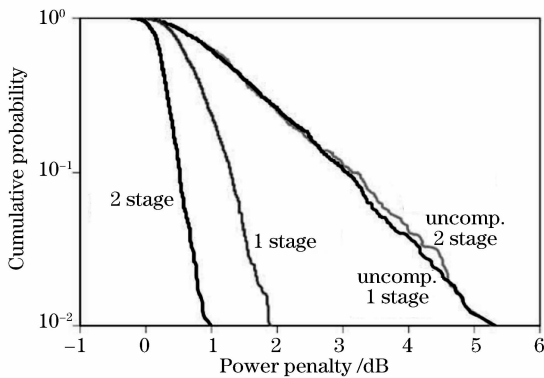


图 16 一阶段与二阶段补偿器效果

Fig. 16 PMD compensation effects using one-stage and two-stage compensators

目前商用的偏振控制器有 General Photonic 公司的光纤挤压式偏振控制器 PolarITE™ III,

EOSPACE 公司的 LiNbO₃ 电光调制型偏振控制器, BATi 公司的 PCM-410 偏振控制器。PolarITE™ III 是全光纤型的,因此插入损耗非常小,只有 0.05 dB,每个波片相位可调范围达 5π,控制响应时间小于 30 μs。LiNbO₃ 电光调制型偏振控制器是波导型的,插损较大,约 2~3 dB,但是响应速度小于 100 ns。PCM-410 插损居中为 0.8 dB,每个波片相位可调范围为 1.5π,响应时间小于 30 μs。

商用可变时延线有 General Photonic 公司的 DynaDelay™,其插损小于 1.5 dB, DGD 分辨率为 1.36 ps,变化响应时间为 500 μs。

4.2.2 监测反馈信号提取

偏振模色散补偿器的取样监测方法应该具有以下特点:1) 灵敏性,取样信号能够反映 PMD 的微小变化;2) 它与误码率的相关性越紧密越好;3) 它的响应速度,取样信号的提取应该跟得上 PMD 的变化。

目前实用的偏振模色散取样监测方法有:1) 偏振度(Degree of polarization, DOP)法^[36][图 17(a)]; 2) 电域频率分量电功率法(The power of data's

spectral frequency components)^[37][图 17(b)];3) 眼图代价法(Eye-opening penalty)^[38][图 17(c)]。

偏振光的偏振度定义为完全偏振光光功率在整个光功率的比例,用 Stokes 参量 S_0, S_1, S_2, S_3 表示为

$$DOP = \sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2} / S_0. \quad (10)$$

由于 Stokes 参量是测量光强而得,因而以 DOP 作为监测反馈信号的补偿器与误码率无关。

用在检偏器提取 DOP,响应速度快,可以监测大于一个比特周期的 DGD 反馈信号。图 18 为文献[13]和[17]报道提取的 DOP—DGD 实验曲线。可见 DOP 反馈信号只与信号脉宽有关,与码速率无关,使得以 DOP 作为反馈信号的补偿器使用范围更广。另外,文献[13]报道的实验表明,该补偿器与码型类型也无关。

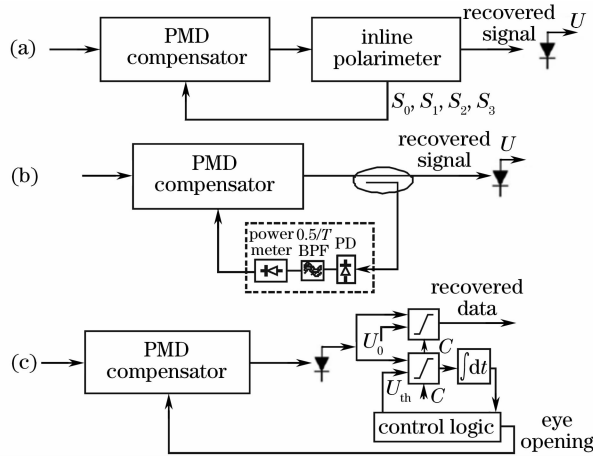


图 17 三种 PMD 监测反馈信号提取方法

Fig. 17 Three kinds of methods of PMD monitors

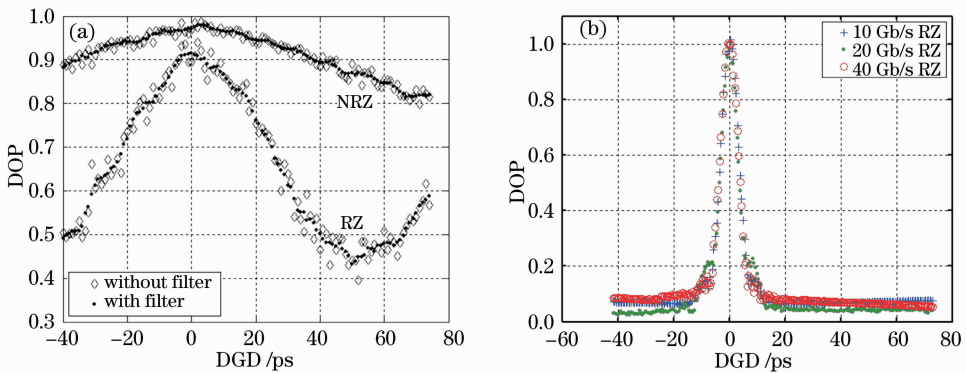


图 18 DOP-DGD 实验曲线。(a) 10 Gbit/s 的 NRZ 与 RZ 信号曲线;(b) 脉宽约 8 ps 的 10 GHz 脉冲源信号得到的 10 Gbit/s 信号曲线与复用到 20 Gbit/s,40 Gbit/s 信号曲线

Fig. 18 Relationship of DOP versus DGD. (a) for 10 Gbit/s NRZ and RZ codes; (b) for OTDM 10 Gbit/s, 20 Gbit/s, and 40 Gbit/s signals multiplexed by a 10 GHz, 8 ps pulsewidth signal source

电域频率分量电功率法用作偏振模色散在线取样监测提供反馈信号方案的结构如图 17(b)所示。在接收端耦合出部分信号经 PD 光电转换为微波信号,利用微波带通滤波器(Band-pass filter, BPF)提取光传输信号速率的 1/2,1/4,1/8 频谱分量的电功率信号,送入逻辑控制单元作为反馈信号。假如光纤链路中光信号具有 DGD 为 $\Delta\tau$ 的偏振模色散,在两个偏振主态 PSP 上的分光比为 $\gamma:1-\gamma$,则在光电检测前两个 PSP 方向的脉冲时域信号分别用 $\gamma F(t)$

和 $(1-\gamma)F(t+\Delta\tau)$ 表示,则对于平方检波的光接收机接收到的电功率谱密度为

$$P(f) \propto 1 - 4\gamma(1-\gamma)\sin^2(\pi f \Delta\tau). \quad (11)$$

图 19 是文献[21]中实验提取的电域频率分量电功率法-DGD 曲线。电域频率分量电功率监测取样法响应速度快,但是它不能监测反映大于一个比特周期 DGD 的信号,另外它与比特率有关,补偿器普适性差。但是在偏分复用系统中进行 PMD 补偿,接收到的 x, y 两路垂直信号是非相关的,属

于非相干叠加, DOP 不能反映链路中 PMD 的变化。采用电域频率分量电功率监测取样法是一个比较好的选择。

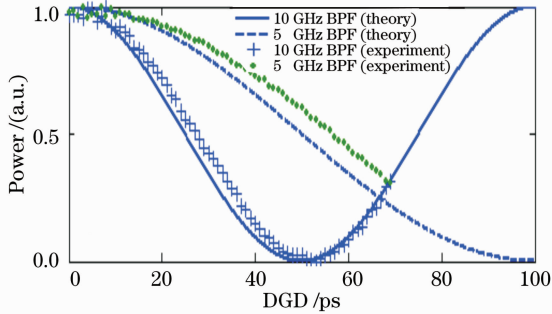


图 19 使用不同带通滤波器, 电功率-DGD 的理论和实验结果 ($\gamma=0.5$)

Fig. 19 Theoretical and experimental results of electric power of spectrum tune through one-Nth of T band pass filters ($\gamma=0.5$)

眼图代价法是在接收器光电检测后监测眼图张开度作为反馈信号[图 17(c)], 它与误码率密切相关, 但是电路相对复杂。

4. 2. 3 自适应控制算法

光域 PMD 补偿器中最关键的部分是自适应控制算法。实际光纤链路中的偏振模色散具有统计特性, 随时间在不断地变化, 图 20 显示 2003 年在美国斯普林特公司的一条光缆 86 天内(2001 年 11 月 9 日至 2002 年 2 月 2 日)PMD 的变化^[39]。因此要求补偿器是自适应的, 能够随 PMD 变化而不断跟踪变化。

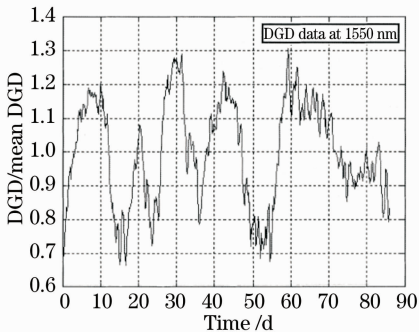


图 20 美国斯普林特公司的一条光缆 86 天内 PMD 的测量值

Fig. 20 Measurement of PMD in a fiber of Sprint Corporation over 86 days

控制算法的重要性如同人的大脑支配着人体的行动一样, 控制算法控制着补偿器的行动。优秀的控制算法应该具备以下特点: 1) 能够快速收敛到最佳补偿点; 2) 能够避免陷入目标函数的局部极值,

找到全局最佳值; 3) 能够抵抗噪声。对于光域 PMD 补偿器, 一阶段补偿器具有 3 或 4 个自由度可调参数, 二阶段补偿器具有 6 或 7 个自由度可调参数。一般来讲, 可调自由度越多, 目标函数(即反馈信号函数)出现局部极值的数量越多。图 21 显示了文献[21]PMD 补偿系统中 DOP 反馈信号随偏振控制器控制电压的实验测量函数曲面, 图中可见, 在控制电压范围内除了全局最大值之外, 还存在多个局部极值, 并且显示系统有较大噪声。

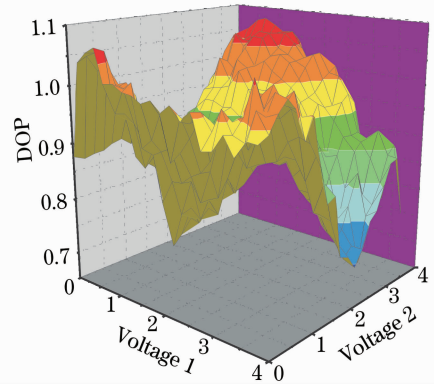


图 21 文献[21]测量的 DOP 反馈信号函数曲面

Fig. 21 Measured surface of DOP versus controlled voltages in reference [21]

以往文献中提到较多的控制算法有粒子群优化算法(Particle swarm optimization, PSO)、遗传算法(Genetic algorithm, GA)、爬山算法(hill-climbing method)^[40]等。文献[14],[16],[41]首先将 PSO 算法用于 PMD 补偿控制算法, 取得相当好的效果。2005 年德国汉堡大学的 Kieckbusch 等^[42]在德国电信柏林段进行了 160 Gbit/s DPSK 的传输现场实验, 其中用到 PMD 补偿器(图 22(a))。他们在文献[42]中评价文献[16]提出的算法“解决了补偿陷入局部极值问题”。2008 年日本 OKI 电气公司的 Kanda 等^[43]在东京都到大阪的光通信线路上做了 160 Gbit/s CS-RZ 的传输现场实验(图 22(b)), 其补偿的搜索算法用的就是文献[41]详细介绍的 PSO 算法。这里简单介绍一下 PSO 算法在 PMD 补偿中的应用^[41]。

PSO 算法利用由个体(或粒子, individual or particle)组成的社会群体(swarm)搜索最佳解。每个个体或粒子抽象成多维空间中的一个交汇点, 每个粒子通过迭代更新(或移动)自己在多维空间中的位置, 以寻找最佳点。在每次迭代中, 粒子对自己过去的最佳位置有信息记忆, 同时它与社会群体中每个邻居粒子相互分享最佳位置的信息。每个粒子同

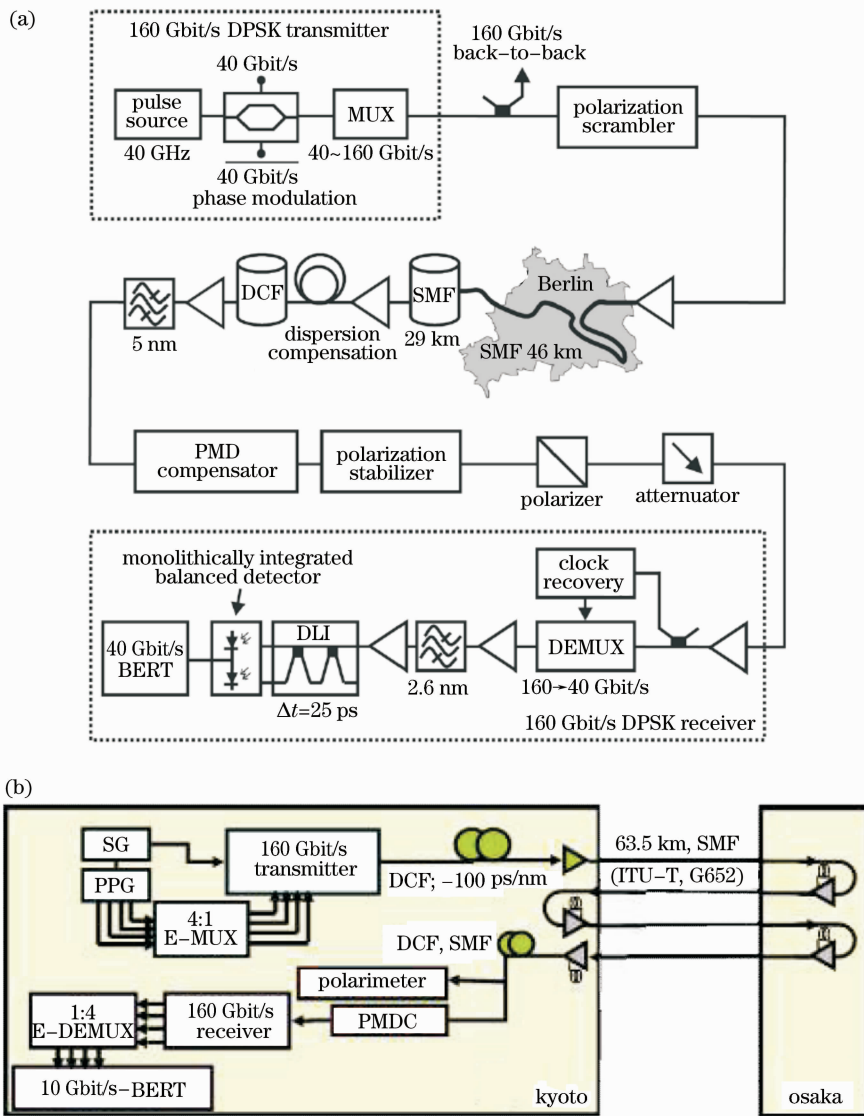


图 22 使用光域 PMD 补偿器的现场实验。(a) 160 Gbit/s DPSK 传输 PMD 补偿实验；
(b) 160 Gbit/s CS-RZ 传输 PMD 补偿实验

Fig. 22 Field trial experiments using optical PMD compensator. (a) 160 Gbit/s DPSK transmission PMD trial experiment;
(b) 160 Gbit/s CS-RZ transmission PMD trial experiment

时评价这两个信息以决定它下一步的移动。当群体中的任何一个粒子离最佳目标位置足够近,或者说离最佳目标位置的距离小于事先规定的误差,则认为群体已经找到了最佳位置。

PSO 算法定义第 i 个粒子为 D -维空间中的位置矢量,表示为 $\mathbf{X}_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{id}, \dots, x_{iD})$ 。又定义这个粒子的移动速度矢量表示为 $\mathbf{V}_i = (v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{id}, \dots, v_{iD})$,假定 PSO 算法采用 N 个粒子组成全部群体。PSO 搜索开始时,首先将随机初始化 N 个粒子的位置和速度,使 N 个粒子均匀分布在搜索空间,然后粒子们通过迭代来更新自己的位置,逐渐趋向最优化目标。在每一步迭代中,每个粒子通过

评价自己以前曾经找到的最好位置(记忆为个体最佳位置 p_{best} ,其中第 i 个粒子的 p_{best} 记为 $p_i = (p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{id}, \dots, p_{iD})$),并结合评价整个粒子种群目前共同找到的最好位置(记忆为全局最佳位置 g_{best} , $g = (g_1, g_2, \dots, g_d, \dots, g_D)$),来调整决定该粒子下一步的移动速度方向,并计算粒子新的位置。在粒子调整下一步移动速度方向的过程中,考虑自身以前最好位置对下一步的影响称为“个体认知”,而考虑整个种群找到的最好位置对其下一步的影响称为“群体学习”。PSO 算法之所以具有很强的优化(或搜索)能力、抗干扰能力,正是将社会学中“个体认知”和“群体学习”两个必要的组成部分有机结

合的结果。

PSO 算法在每一步迭代时用公式

$$v_{id} = v_{id} + c_1 \times \text{rand}() \times (p_{id} - x_{id}) + c_2 \times \text{rand}() \times (g_d - x_{id}),$$

$$x_{id} = x_{id} + v_{id}, \tag{12}$$

来更新每个粒子(比如第 i 个粒子)的速度和位置。

式中 $\text{rand}()$ 为 $[0, 1]$ 区间的随机数;第二项对应“个体认知”项,第三项对应“群体学习”项; c_1 和

c_2 分别是“个体认知”和“群体学习”速率,决定了“个体认知”和“群体学习”影响的比重。图 23 形象地说明了 PSO 算法搜索全局最大值的全过程。图 23(a)显示 20 个粒子在搜索空间中进行位置与速度的随机初始化,图 23(b)显示每个粒子按照(12)式更新自己的速度与位置,搜索全局最大值,图 23(c)显示某些粒子找到全局最大值的情形,搜索结束。

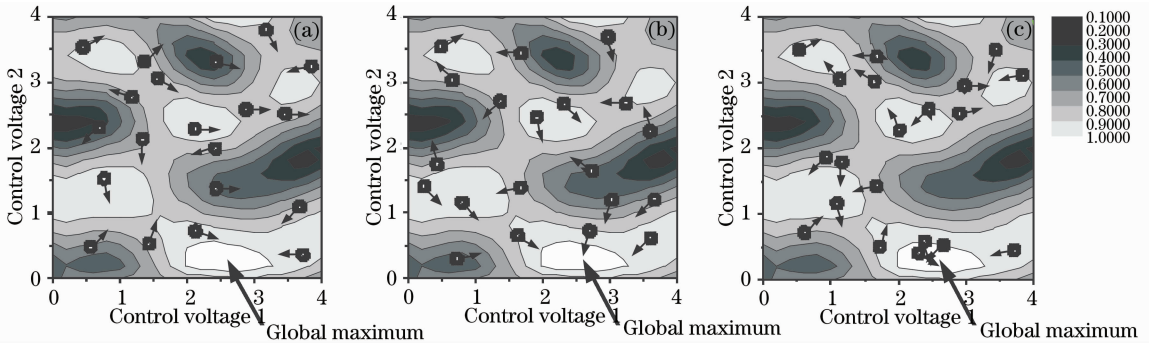


图 23 PSO 算法搜索全局最大值全过程示意图。(a) 起始阶段的初始化;(b) 执行搜索的粒子状态;(c) 全局 DOP 最大值被找到

Fig. 23 Visualized procedure for demonstrating a process of global maximum searching using PSO algorithm. (a) initializing a swarm of particles at the beginning; (b) particles in the process of searching; (c) global DOP maximum has been found

链路中 PMD 是随时随机动态变化的,最佳补偿点在随时动态变化,图 24 显示了文献[21]实验测量到补偿点游动变化的情况。因此作为自适应 PMD 补偿不仅需要搜索算法在瞬间实现对系统的 PMD 补偿,还需要一个跟踪算法继搜索算法之后不断动态地跟踪补偿 PMD 的微小变化。图 22(b)中日本 OKI 电气公司 2008 年所做 PMD 补偿实验中,起始阶段搜索算法采用 PSO 算法搜索全局最佳补偿点,随后跟踪这一不断变化的补偿点时采用了围绕原最佳点附近抖动的算法。而文献[21]和文献[41]则在 PSO 搜索到最佳补偿点之后,跟踪算法依然采用了 PSO 算法。其思想如下:抖动算法在原最佳点左右抖动而跟踪游动的最佳点,控制一个自由

度需要左右 2 个方向的抖动,对于两个自由度的抖动则需要 8 个方向(正东南西北 4 个方向与斜着 45° 的 4 个方向),对于 D 个自由度,需要 $3^D - 1$ 个方向抖动。显然多自由度控制抖动算法跟不上最佳点游动的速度。考虑到 PSO 算法处理高维自由度的上佳本领,利用 5 个粒子在原最佳点附近小范围实施 PSO 搜索,来跟踪游动的最佳点变化,取得了出人意料的上佳表现。图 25 显示采用 20 个粒子的 PSO 全局搜索算法与 5 个粒子局部范围跟踪算法实施的实验结果。实验结果显示,起初 PMD 补偿器未开启时,可变 PMD 模拟器造成反馈 DOP 信号随机变化,启动 PMD 补偿器后,PSO 搜索算法使 DOP 迅速达到接近 1 的高位(图中位置①处),预示补偿器

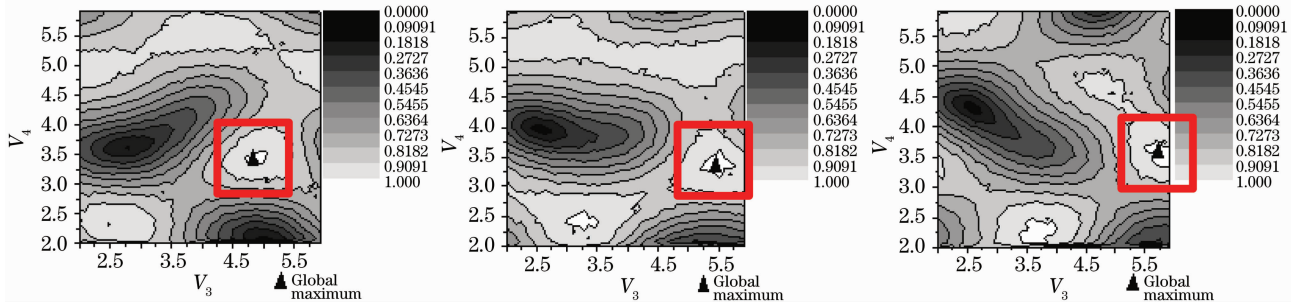


图 24 实验测量到达最佳补偿点随时间游动情况与 PSO 跟踪算法的实施

Fig. 24 Experimental measured varied global optimum, PSO tracking process

搜索到了最佳补偿点。随后局部 PSO 跟踪算法跟踪这个游动的最佳点, DOP 始终保持在高位。有时遇到光纤链路中的剧烈扰动时, 跟踪算法无法跟踪跳动的最佳点, 此时 DOP 急速下降(图中位置②)

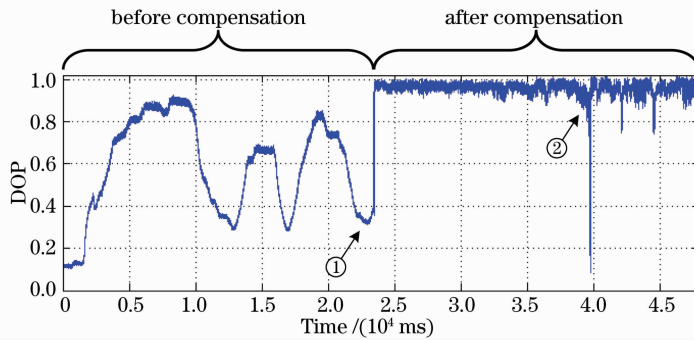


图 25 利用 PSO 的搜索与跟踪算法进行 PMD 实验, 其反馈 DOP 信号的变化

Fig. 25 Experimental measured variation of DOP signal using PSO searching and tracking in PMD compensation

5 结 论

综述了偏振模色散的基本概念、发展概况以及解决偏振模色散造成光信号传输损伤的各种缓解技术与补偿技术。目前偏振模色散的缓解技术与补偿技术动态地结合运用是解决高速率长距离传输的发展方向。比如各种新型调制码型与 PMD 补偿(均衡)技术的结合、快速分布式扰偏与 FEC 技术的结合等, 特别是对于 100 Gbit/s 与 160 Gbit/s 的传输系统, 采用偏分复用的多级相位调制码型系统结合 PMD 补偿(均衡), 并辅以 FEC 纠错技术是目前的最佳方案。

参 考 文 献

- 1 C. D. Poole, R. E. Wagner. Phenomenological approach to polarization dispersion in long single-mode fibers [J]. *Electron. Lett.*, 1986, **22**(19):1029~1030
- 2 <http://www.allbusiness.com/science-technology/physics-fiber-optics/6155074-1.html>
- 3 B. Heffner, T. Schmid, R. Saunders *et al.*. 43Gb/s adaptive polarization mode dispersion compensator field trial [C]. Technical Digest of OFC/NFOEC 2008, San Diego, California, USA, February 24~28, 2008
- 4 Zou Linsen, Lei Fei. The Measurement of polarization mode dispersion in single mode optical fibers by optical spectrum analyzer [J]. *J. Chin Inst. Commun.*, 1999, **20**(3):75~78
邹林森, 雷 非. 用光谱分析法测量单模光纤的偏振模色散 [J]. *通信学报*, 1999, **20**(3):75~78
- 5 Gong Yandong, Guan Yali, Jian Shuisheng. Measurement of polarization mode dispersion in fiber [J]. *Acta Optica Sinica*, 1997, **17**(6):731~736
龚岩栋, 关雅莉, 简水生. 光纤偏振模色散的测量 [J]. *光学学报*, 1997, **17**(6):731~736
- 6 Liu Xiumin, Li Chaoyang, Li Ronghua *et al.*. Measurement of differential group delay with polarization multiplexed solitons [J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2001, **22**(5):331~334

处), 而系统及时再次启动 PSO 搜索算法, 使得 DOP 再次达到高位……, 这样持续下去, 是链路中的 PMD 持续得到补偿。

刘秀敏, 李朝阳, 李荣华等. 偏分复用孤子测量差分群时延 [J]. *半导体光电*, 2001, **22**(5):331~334

- 7 Liu Xiumin, Li Chaoyang, Li Ronghua *et al.*. Polarization mode dispersion measurement using Sagnac interferometer and fixed analyzer [J]. *Chinese J. Lasers*, 2002, **A29**(5):455~458
- 8 刘秀敏, 李朝阳, 李荣华等. 用 Sagnac 干涉法和固定分析法测量光纤偏振模色散 [J]. *中国激光*, 2002, **A29**(5):455~458
- 9 Xia Yuehui, Huang Yongqing, Zhang Xia *et al.*. A new method to measure polarization mode dispersion [J]. *Acta Optica Sinica*, 2002, **22**(11):1350~1353
夏月辉, 黄永清, 张 霞等. 一种测量偏振模色散的新方法 [J]. *光学学报*, 2002, **22**(11):1350~1353
- 10 Liu Kaixian, Zhang Xia, Zhao Jingxi *et al.*. Measurement of second order PMD with Poincaré sphere method [J]. *Acta Optica Sinica*, 2004, **24**(5):583~586
刘开贤, 张 霞, 赵京玺等. 用庞加莱球法测量二阶偏振模色散 [J]. *光学学报*, 2004, **24**(5):583~586
- 11 Liu Jianfei, Yu Jinlong, Wang Jian *et al.*. Study on automatic compensation of first order PMD in 10 Gbit/s optical fiber communication system [J]. *Chinese J. Lasers*, 2003, **30**(4):349~352
刘剑飞, 于晋龙, 王 剑等. 10 Gbit/s 的光纤通信系统中一阶偏振模色散自动补偿技术的研究 [J]. *中国激光*, 2003, **30**(4):349~352
- 12 Xiaoguang Zhang, Li Yu, Guangtao Zhou *et al.*. Adaptive PMD compensation in 10-Gb/s RZ optical communication system [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2003, **1**(8):447~450
- 13 Xiaoguang Zhang, Li Yu, Yuan Zheng *et al.*. Two-stage adaptive PMD compensation experiment for 10-Gb/s optical communication system [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2003, **1**(11):630~633
- 14 Zhang Xiaoguang, Yu Li, Zheng Yuan *et al.*. Two-stage adaptive PMD compensation in a 10 Gbit/s optical communication system using particle swarm optimization algorithm [J]. *Opt. Commun.*, 2004, **231**(1-6):233~242
- 15 Zheng Yuan, Zhang Xiaoguang, Zhou Guangtao *et al.*. Automatic PMD compensation experiment with particle swarm optimization and adaptive dithering algorithms for 10-Gb/s NRZ and RZ formats [J]. *IEEE J. Quantum Electron.*, 2004, **40**(4):427~435
- 16 Lixia Xi, Xiaoguang Zhang, Li Yu *et al.*. An experiment of automatic PMD compensation in 40-Gb/s RZ optical

- communication system [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2004, **2**(5):262~264
- 16 Zhang Xiaoguang, Yu Li, Zheng Yuan *et al.*. Adaptive PMD compensation using PSO algorithm [C]. OFC 2004, Los Angeles, CA, 2004, Paper ThF1
- 17 Xiaoguang Zhang, Lixia Xi, Li Yu *et al.*. Two-stage adaptive PMD compensation in 40-Gb/s OTDM optical communication system [J]. *Chin. Opt. Lett.*, 2004, **2**(6):316~319
- 18 Xu Wei, Duan Gaoyan, Fang Guangqing *et al.*. Analysis of polarization mode dispersion compensation performance for different [J]. *Acta Optica Sinica*, 2008, **28**(2):226~232
- 许玮,段高燕,方光青等. 不同调制格式的偏振模色散补偿性能分析[J]. *光学学报*, 2008, **28**(2):226~232
- 19 Yao Minyu, Xu Qianfan, Huang Kaiping. Self-adapt polarization controller using birefringence effect by fiber squeezer [J]. *Chin. High Technol. Lett.*, 2001, **11**(2):45~47
- 姚敏玉,徐千帆,黄开平. 利用挤压光纤双折射效应的自适应偏振控制器[J]. *高技术通讯*, 2001, **11**(2):45~47
- 20 Yang Changxi, Li Shiguang, Miao Houxun *et al.*. Compact first-order polarization mode dispersion compensator based on birefringent crystals [J]. *Chin. Phys. Lett.*, 2004, **21**(2):326~328
- 21 Zhang Xiaoguang. Researches on adaptive compensation system for polarization mode dispersion [D]. Beijing: Beijing University of Posts and Telecommunications, 2004. 18~95
- 张晓光. 光纤偏振模色散自适应补偿系统的研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2004. 18~95
- 22 C. D. Poole, N. S. Bergano, R. W. Wagner *et al.*. Polarization dispersion and principal states in a 147-km undersea lightwave cable [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1988, **6**(7):1185~1190
- 23 C. Francia, F. Bruyère, D. Penninckx *et al.*. PMD second-order effects on pulse propagation in single-mode optical fibers [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 1998, **10**(12):1739~1741
- 24 D. Breuer, H.-J. Tessmann, A. Gladisch *et al.*. Measurements of PMD in the installed fiber plant of Deutsche Telekom [C]. 2003 Digest of the LEOS Summer Topical Meetings, July 14~16, 2003. USA, Paper MB2.1
- 25 A. Galtarossa, L. Palmieri, A. Pizzinat *et al.*. Ultra low PMD fibers for long-haul high-capacity systems [C]. OFC 2001, Anaheim, CA, USA, March 17~22, 2001. Paper ThA8
- 26 Ming-Jun Li, Xin Chen, D. A. Nolan. Ultra low PMD fibers by fiber spinning [C]. OFC 2004, Los Angeles, CA, USA, 2004. Paper FA1
- 27 A. J. Barlow, J. J. Ramskov-Hansen, D. N. Payne. Birefringence and polarization mode-dispersion in spun single-mode fibers [J]. *Appl. Opt.*, 1981, **20**(17):2963~2968
- 28 http://www.lightwavestore.com/product_datasheet/FSC-NZDSF-SPOOL-010_pdf2.pdf
- 29 He Jing, Liu Limin, Chen Lin *et al.*. Generation of advanced modulation formats based on Mach-Zehnder modulators [J]. *Chinese J. Lasers*, 2008, **35**(8):1185~1190
- 何晶,刘丽敏,陈林等. 基于马赫-曾德尔调制器的先进格式的产生[J]. *中国激光*, 2008, **35**(8):1185~1190
- 30 Qi Ming, Zhang Xinliang, Huang Dexiu. Tunable differential phase-shift keying demodulator using the Mach-Zehnder interferometer [J]. *Chinese J. Lasers*, 2006, **33**(12):1643~1647
- 齐鸣,张新亮,黄德修. 可调马赫-曾德尔干涉仪型差分相移键控解调器[J]. *中国激光*, 2006, **33**(12):1643~1647
- 31 F. Buchali, H. Bülow. Adaptive PMD compensation by electrical and optical techniques [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2004, **22**(4):1116~1126
- 32 L. N. Binh, T. L. Huynh, K. K. Pang. MLSE Equalizers for frequency discrimination receiver of MSK optical transmission system [J]. *Lightwave Technol.*, 2008, **26**(12):1586~1595
- 33 Takashi Mizuochi. Next generation FEC for optical communication [C]. OFC/NFOEC 2008, February 24~28, San Diego, CA, USA, 2008. Paper OTuE5
- 34 K. Ishida, T. Mizuochi, T. Sugihara. Demonstration of PMD mitigation in long-haul WDM transmission using automatic control of input state of polarization [C]. ECOC 2002, September 8~12, 2002. Copenhagen, Denmark. Paper session: Polarization mode dispersion 2 11. 1. 1
- 35 X. Liu, C. Xie, A. J. van Wijngaarden. Multichannel PMD mitigation through forward-error-correction with distributed fast PMD scrambling [C]. Tech. Dig. OFC 2004, Los Angeles, CA, Feb. 2004, Paper WE2
- 36 C. Francia, F. Bruyère, J. - P. Thiery *et al.*. Simple dynamic polarization mode dispersion compensator [J]. *Electron. Lett.*, 1999, **35**(5):414~415
- 37 R. Noé, D. Sandel, M. Yoshida-Dierolf *et al.*. Polarization mode dispersion compensation at 10, 20, and 40Gb/s with various optical equalizers [J]. *J. Lightwave Technol.*, 1999, **17**(9):1602~1616
- 38 F. Buchali, W. Baumert, H. Bülow *et al.*. A 40Gb/s eye monitor and its application to adaptive PMD compensation [C]. Proc. OFC 2002. 2002. Paper WE6:202~204
- 39 C. T. Allen, P. K. Kondamuri, D. L. Richards *et al.*. Measured temporal and spectral PMD characteristics and their implications for network-level mitigation approaches [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2003, **21**(1):79~86
- 40 K. Tanizawa, A. Hirose. Optimal control of tunable PMD compensator using random step size hill-climbing method [C]. OFC/NFOEC 2008, Marcoussis, France. San Diego, CA, USA, 2008. Paper JThA75
- 41 Zhang Xiaoguang, Zheng Yuan, Shen Yu *et al.*. Particle swarm optimization used as a control algorithm for adaptive PMD compensation [J]. *IEEE Photon. Technol. Lett.*, 2005, **17**(1):85~87
- 42 S. Kieckbusch, S. Ferber, H. Rosenfeldt. Automatic PMD compensator in a 160-Gb/s OTDM transmission over deployed fiber using RZ-DPSK modulation format [J]. *J. Lightwave Technol.*, 2005, **23**(1):165~171
- 43 Y. Kanda, H. Murai, M. Kagawa. Highly stable 160-Gb/s field transmission employing adaptive PMD compensator with ultra high time-resolution variable DGD generator [C]. ECOC 2008, Tokyo Japan, 2008. Paper We3E6