

PMD 自适应补偿系统控制模块中新算法的研究与应用

摘要

近几年来，为了满足人们对通信容量的需求，光纤通信的传输速率正在不断提升。在低速光纤通信中不明显的偏振模色散（PMD）已经成为制约高速光纤通信质量的重要因素，需要对偏振模色散进行补偿，其中补偿控制算法是偏振模色散自适应补偿的关键。在众多的 PMD 补偿算法中，粒子群优化（PSO）算法虽然表现出色，但是对于抗噪声方面还不能尽如人意。所以 PSO 算法还是有待改进。

粒子群优化算法是一种直接搜索算法，被广泛的应用于各类优化问题当中。在实验室所搭建的 PMD 自适应补偿系统的控制模块中一直都使用粒子群优化算法对偏振模色散进行补偿，但随着试验要求的提高，粒子群优化算法收敛慢和容易陷入局部极值的缺陷越来越明显，此时，改进的优化算法成为了研究点。本论文主要研究了全面学习粒子群优化算法（CLPSO）和基于历史的自适应全面学习粒子群优化算法（AH-CLPSO）在 PMD 自适应补偿系统中的应用，编写这两种改进优化算法的代码，并对其进行测试，看看是否适用于 PMD 补偿的反馈控制，最后选出性能较好的算法运用于 PMD 自适应补偿系统控制模块中。这两种优化算法将原始的 PSO 算法速度迭代公式加以改进，使得算法更易收敛而且不易陷入局部极值。本论文的工作总结如下：

- 编写了 CLPSO 的代码，测试了它的性能。测试表明：这种算法收敛速度很快，而且不会陷入局部极值。只是运行速度较 PSO 要慢。
- 编写了 AH-CLPSO 的代码，测试了它的性能。测试表明：这种算法收敛速度较 CLPSO 要慢，同样也不会陷入局部极值。由于结构复杂，运行速度比 CLPSO 慢。
- 将两种算法用于搜索实验所得的偏振度(DOP)“地图”，进行试验，试验结论表明：CLPSO 表现较好，他的搜索速度较快，不会陷入局部极值，更易搜到最优值，而且程序运行速度比 AH-CLPSO 要快一些。

关键词 改进型粒子群优化算法 粒子群优化算法 偏振模色散补偿

STUDY ON THE CONTROL ALGORITHM FOR POLARIZATION MODE DISPERSION COMPENSATION IN OPTICAL FIBER COMMUNICATION SYSTEMS

ABSTRACT

In recent years, to meet the need of communication capacity, the bit rate of optical fiber communication is improving all the time. The polarization mode dispersion (PMD) which was not serious in low bit rate optical fiber communication becomes the main signal distortion factor for high bit rate optical fiber communication. Although the particle swarm optimization is a comparatively good algorithm for PMD compensation, the noise in the optical communication system makes the algorithm not satisfied, and needs to be modified.

Particle Swarm Optimization algorithm is a direct search algorithm has been widely used in various types of optimization problem. The comprehensive learning particle swarm optimization (CLPSO) and the adaptive comprehensive learning particle swarm optimization with history learning (AH-CLPSO) which we will study in this thesis are two sorts of improved PSO algorithms and use in adaptive PMD compensation system. They improve the iterative equation of the particles' velocity, as a result, they have improvement advantage of fast convergence to the global optimum rather than the sub-optima. The main task of this thesis is to get an improved PSO algorithm and to test its performance in the control unit of PMD compensator, finally elected performance better algorithm applied adaptive PMD compensation system control module. The work in this thesis is summarized as follows:

- The program code of the CLPSO algorithm is given and its performance is tested. The result reflects that this algorithm converges fast and will not be trapped into sub-optima. The only disadvantage that the algorithm has is the slower running speed than the PSO algorithm.
- The program code of the AH-CLPSO algorithm is given and its performance is tested. The result reflects that this algorithm converges slower than the CLPSO algorithm and also will not be trapped into sub-optima. Due to its

more complicated construction, it runs slower than the CLPSO algorithm.

- The DOP map which we get from experiments is treated using the CLPSO and AH-CLPSO algorithm to test the efficiency of the improved PSO algorithms. The result reflects that the CLPSO algorithm is better than the AH-CLPSO algorithm. It converges faster and will not be trapped into sub-optima and is easier to find the optimum. Also it runs faster than the AH-CLPSO algorithm.
- The two Algorithms will be used in the (DOP) "map" which is researched from PMD experiment .the test results show that: CLPSO performance better, it is faster, and easier to find optimal value.

KEY WORDS improved PSO algorithm Particle Swarm Optimizer
 Polarization Mode Dispersion Compensation

独创性（或创新性）声明

本人声明所呈交的论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得北京邮电大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名： 张妍 日期： 2008.3.28

关于论文使用授权的说明

学位论文作者完全了解北京邮电大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属北京邮电大学。学校有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许学位论文被查阅和借阅；学校可以公布学位论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存、汇编学位论文。（保密的学位论文在解密后遵守此规定）

保密论文注释：本学位论文属于保密在__年解密后适用本授权书。非保密论文注释：本学位论文不属于保密范围，适用本授权书。

本人签名： 张妍 日期： 2008.3.28

导师签名： 张晓光 日期： 2008.3.28

第一章 绪论

1.1 光纤通信的发展及趋势

1.1.1 光纤通信国际方面的发展情况

随着网络化时代的到来，人们对信息的需求与日俱增，信息产业正成为全球各国的支柱产业。近年来，全球范围内 IP 业务迅猛发展，有预测表明，IP 将承载包括语音、图像、数据等在内的多种业务，构成未来信息网络的基础。爆炸式增长地 IP 业务给传统电信业务带来巨大冲击和挑战，同时也为电信网的发展提供了新的机遇。电信网上各种新业务的开展，将成为推动光通信领域发展的持久动力。从当前信息技术发展的潮流来看，数据化、宽带化、综合化已成趋势，传输与交换融合，电路交换向分组交换演进，网络向更加宽带化、智能化、集成化、兼容性、灵活性和高可靠性的方向发展已成必然^[1-5]。

网络的不断演进和巨大的信息传输需求，使人们对光纤通信提出了更高的要求，同时也促进了光纤通信高技术的发展。光通信技术具有频带宽、容量大、低失真、抗干扰、尺寸小、重量轻、保密性强、维修成本低等特点。与其它通信方式相比，光通信在传输速度、距离、信号重量、安全性方面有着无可比拟的优越性。以波分复用技术(WDM)为例，由于 WDM 具有大容量、透明性、可重构性、易扩容性等优异性能，近年来得到了极大的重视和飞速的发展，与其相关的光器件、光系统、光网络等方面的发展代表了光通信技术的发展方向，已成为国际和国内在光纤通信领域内的研究重点和应用热点，以美国、欧洲、日本为代表的许多发达国家和地区为此投入了大量的人力、物力并分阶段、有步骤地进行研究，现已取得了很大的进展和成就。在高速光传输方面，早在 2001 年 3 月，法国的阿尔卡特公司和日本的 NEC 公司就将实验室的最大传输容量提高至 10.24Tbit/s (40Gbit×256)与 10.96Tbit/s (40Gbit/s×274); 在超长距离传输方面，达到了 4000km 无电中继的技术水平; 在光网络方面，国际上“光网技术合作计划 (ONTC)”、“多波长网络 (MONET)”、“国家透明光网络 (NTON)”、“泛欧光子传送重迭网 (PHOTON)”、“泛欧光网络 (OPEN)”、“光通信网管理 (MOON)”、“光城域通信网 (MTON)”、“波长捷变传送接入网 (WOTAN)”

和“社团光纤骨干网（COBNET）”等一系列光网络研究项目的相继启动、实施与完成，为下一代宽带信息网络，尤其是为承载未来 IP 业务的下一代光通信网络奠定了良好基础。

综上所述，当今光纤通信研究的热点是以高速光传输技术、宽带光接入技术、节点光交换技术、智能光联网技术为核心。并面向 IP 互联网应用的光波技术。在未来的一段时间里，人们将继续研究和建设各种先进的光网络，并在验证有关新概念和新方案的同时，对下一代光传送网的关键技术进行更全面、更深入地研究。从技术发展趋势的角度来看，WDM 技术将朝着更多的信道数、更高的信道速率和更密的信道间隔的方向发展。从应用角度看，光网络则将朝着面向 IP 互联网、能融入更多业务、能进行灵活的资源配置和生存性更强的方向发展，尤其是为了与近期需求相适应，光通信技术在基本实现了超高速、长距离、大容量的传送功能的基础上，将朝着智能化的传送功能方向发展。

1.1.2 光纤通信国内方面的发展情况

我国的光通信技术的研究近年来取得了很大的进展，实现了从无到有、从小到大、从弱到强的历史性跨越，综合实力显著增强。在国家 863 计划和其他计划及部门的大力支持下，经过我国科技人员长期不懈的艰苦努力，已陆续完成了 155Mbit/s、622Mbit/s、2.5Gbit/s、10Gbit/s SDH 系统； $8 \times 2.5\text{Gbit/s}$ 、 $16 \times 10\text{Gb bit/s}$ 、 $32 \times 10\text{Gbit/s}$ 、 $16 \times 10\text{Gbit/s}$ WDM 系统，10Gbit/s、40Gbit/s OTDM 试验系统，宽带接入系统以及全光通信试验网、自动交换光网络试验平台等一系列项目，自行研制成功的 WDM 光传输系统已在多省市提供运行和服务，各种光纤局域网、城域网、广域网已得到了广泛应用，我国已成为世界上为数不多的几个掌握了全套 SDH 和 WDM 光通信系统系列产品技术的国家之一，在世界光通信系统和光网络领域已经占据了一席之地。

我国已基本形成“八横八纵”的长途干线光缆网，今后的光传输网建设将逐步由干线为主向以本地网和接入网为主转移。由国家 863 计划支持的、于 2001 年完成的中国高速信息示范网（CAINONET）取得了重大的研究成果，利用国内自行研制成功的光交叉连接设备（OXC）、光分插复用器（OADM）、核心路由器(CR) 和网络管理系统等核心设备构建了先进的示范网络，实现了跨越式发展，为以光因特网技术为代表的先进网络技术的研究、开发、测试提供了优良的试验平台，同时研制开发出了一批高水平、标志性、具有自主知识产权的 863 计划研究成果，并促进了这些成果的产业化与推广应用。

我国早就意识到了光纤通信技术研究的重要性，“光技术对 21 世纪来说，就象电技术对 20 世纪那样重要”。在国家“十五”863 计划中对光纤通信技术进行

重点研究并实施光时代计划 (O-TIME, Optical Technology for Internet with Multi-wavelength Environment), 该计划的实施正是我国政府重视光纤通信技术研究的体现。[6-10]

1.1.3 光纤技术的新进展及发展趋势

近几年来，随着经济的发展和技术的进步，人们对语音、图像、数据等信息的需求量呈现爆炸式的增长，全球数据业务量几乎半年左右就翻一番，IP 网络从 20 世纪 90 年代开始进入一个大发展的时代，其用户量以 165% 的年增长率在全球扩展，成为当前网络通信业务的主要增长因素^[1]。这一切对通信系统的容量尤其是骨干网提出了前所未有的压力和需求。

在目前所有可用电信技术中，只有光纤具有满足不断增长的带宽的能力，于是具有超大传输带宽，带宽利用率高，通信质量好的光纤通信系统应运而生，迄今已成为现代通信网的基本组成部分，也是将来最具吸引力的宽带信息平台解决方案。为了满足对通信容量的需要，发达国家电信骨干网上单通道传输速率正在从 OC-48(2.5Gb/s)转向采用 OC-192 (10Gb/s) 的波分复用或者 OC-768 (40Gb/s)方向发展。光纤通信产品的市场份额也在不断的增长，其市场份额将进一步的加大^[2]。光纤通信的发展又一次呈现了蓬勃发展的新局面，其发展速度不仅超过了由摩尔定律所限定的交换机和路由器的发展速度，而且也超过了数据业务的增长速度，成为近几年来发展最快的技术。纵观国内外光通信的研究及开发成果，呈现出下面一些新特点。

(1) 长距离和大容量

光纤的优势在于有巨大的带宽和低的传输损耗，提高光纤传输容量有两种途径：一是利用波分复用系统；二是提高单信道的速率。

对于波分复用系统，目前主要集中在低损耗波长 (1550nm) 区，已经不能满足当今社会对信息的需求，这就要求传输系统在以往相同的时间间隔内信息码率和信息流量能得到成倍的提高。提高通信容量主要通过压窄信道间距、扩展通信带宽和采用混合复用技术来实现。从 OFC2001^[3,4] 和 OFC2002^[5] 的相关文献报道中来看，复用信道间隔已经越来越窄，最低信道间隙达到了 25GHz，并有向信道间隙 12.5GHz 的趋势发展。这说明了在以往的通信带宽不变下信道数目有了较大的提高。同时光纤系统传输的相关实验也已经超过电信常规的 C 波段 (1528nm ~ 1565nm)，分别往相应长波波段 L (1570nm ~ 1610nm) 与短波波段 S (1450 nm ~ 1520nm) 发展，现已实现 S+C+L 波段信号的同时传输，相应的宽带技术就成为关键技术之一。WDM 长距离传输系统就要求放大器能对 S+C+L

三波段同时放大，且增益平坦。宽带光放大器可简单地分成三种：(1)稀土掺杂光纤放大器，如掺铒光纤放大器(EDFA)、掺锰光纤放大器(TDFA)和掺镨光纤放大器(PDFA)；(2)Raman光纤放大器；(3)半导体光放大器。在复用技术方面，光通信由单一复用技术向多种复用技术混合使用的方向发展，其中复用方式也各具特色，如双向传输的WDM，偏振复用(PDM)与WDM的混合方式，WDM与编码复用(CDM)混合方式等。当单信道码率达到40gb/s时，信号必须采用时分复用(TDM)。因此目前的高码率大容量的通信方式大多数都建立在TDM+WDM+其他复用手段的模式上^[4,5]

目前超大容量超长距离密集波分用技术(DWDM)近几年来发展十分迅速。目前商用的最高光纤传输容量为1.6Tb/s，朗讯和北电网络提供的该类产品都采用 $160 \times 10\text{Gb/s}$ 方案。日本NEC和法国Alcatel公司分别在100km距离上实现了总容量为10.2Tb($256 \times 40\text{gb/s}$)传输容量，这是目前世界上最高的单纤传输容量其中前者每个波长的速率为40Gb/s，共273个波长，间隔50GHz，覆盖了C、L和S波段。

对于提高单信道速率这种方式，从过去20多年的电信发展史看，光纤通信发展始终在按照电的时分复用(TDM)方式进行，每当传输速率提高4倍，传输每个比特的成本大约下降30~40%；因而高比特率系统的经济效益大致按指数规律增长。然而，单路波长的传输速率是有上限的，主要受限于集成电路硅材料和砷材料的电子迁移率。其次还受限于传输媒质的色散和偏振模色散和非线性效应等。最后还受限于所开发系统的性能价格比是否合算。目前来看，材料问题已不是主要限制，特别是具有较高电子和空穴迁移率的磷材料已经在40gb/s以上的速率显示了出色的性能和尺寸小、功耗低的特点，还有人进行了160Gb/s速率的试验，但后两项限制将成为决定40Gb/s系统能否实用化的主要因素。与10Gb/s传输系统相比，40Gb/s系统传输速率提高4倍。从理论上看，色度色散代价和偏振模色散代价都随比特率的平方关系增长，因此40Gb/s的相应代价是10Gb/s的16倍，大大限制了无补偿传输的距离，特别是偏振模色散，当单信道速率达到40Gb/s时，由于带宽的增加使得高阶偏振模色散效应非常明显，在目前的实用化系统向高速和长距离发展的过程中，偏振模色散的宽带自适应补偿是需要解决的关键问题。而且由于偏振模色散是随机的，尚无经济有效的补偿办法。

(2) 智能光网络

近几年来，随着IP业务的爆炸性增长，对网络带宽的需求不仅变得越来越大，而且由于IP业务量本身的不确定性和不可预见性，对网络带宽的动态分配要求也越来越迫切。主要靠人工配置网络连接的原始方法耗时费力、容易出错，不仅难以满足现代网络和新业务拓展的要求，也难以适应市场竞争的需要。于是

一种能够自动完成网络连接的新型网络概念-智能的自动交换传送网（ASTN）应运而生。这是一种利用独立的控制面来实施动态配置连接管理的网络，其中专门以光传送网（OTN）为基础的 ASTN 又称为自动交换光网络（ASON），是开发的主要方向。ASTN/ASON 可以动态分配光通路，实现端到端连接的保护和恢复，实现数据网网元与光层网元的控制协调，将光网络资源与数据业务分布自动地联系起来。

过去，传送网只涉及客户层信号的传送、复用、交叉连接、监控和生存性处理，通常不含交换功能，只具备较低的智能。因此，在传统的传送网中引入动态交换的概念不仅是几十年来传送网概念的重大历史性突破，也是传送网技术的一次重要突破，使传送网具备了自动选路和管理的更高智能。智能光网络是能够适应未来发展的下一代光网络。自动交换光网络技术可以使原来复杂的多层网络变得简单和扁平化，从光网络层开始直接承接业务，避免了传统网络中业务升级时受到的多重限制。

然而由于动态路由分配，可能带来的一个严重问题是，使原本微小的偏振效应，如 PMD、偏振相关损耗（POL）等不良效应在传输链路上不断积累，最终对光纤通信系统产生了不容忽视的影响，从而成为新一代光纤通信系统必须考虑的重要因素之一。

自二十世纪七十年代光纤诞生以来，光纤通信技术一直在飞速发展。光纤通信技术的发展包括光传输系统方面的不断进步及光纤本身的推陈出新，二者是相辅相成的：一方面系统的不断升级对光纤提出新的要求，另一方面设计先进的光纤会促进系统性能的提升。光纤技术的发展体现在其技术参数的改善和优化，主要包括衰减的降低、带宽的扩展，色散、色散斜率、有效面积的优化以及偏振模色散（PMD）的进一步改善。

（3）光纤的衰减已经降低

光纤衰减的降低为光纤通信系统的发展提供了必要的条件。由于制造工艺的不断进步，单模光纤的衰减已经接近其理论极限值，据报道标准单模光纤的最低衰减值已达到 0.160dB/km ，而纯硅芯单模光纤的最低衰减世界记录更是达到 0.152dB/km ！在实际应用中完全没有必要追求如此低的值，一方面会增加成本，另一方面也完全没有必要，例如在城域接入网中，传输距离较短时，如果光纤衰减过低，还需增加衰减器。现在普遍公认的 $0.36\text{dB/km}(1310\text{nm})$ 和 $0.22\text{dB/km}(1550\text{nm})$ 已经足以满足实际需要。

（4）光纤的可用带宽进一步扩展

通常认为光纤的带宽是无限的，实际上由于 OH 衰减峰、截止波长及零色散波长的限制，有些波段无法使用。在扩展可用带宽方面，主要的发展趋势如下：

a.G652 光纤：OH 衰减峰被削平，将 E 波段（1360 ~ 1460nm）打开，增加 100nm 的可用带宽，为将来的 16/18 波 CWDM 系统铺平道路。G652D 光纤属于此类光纤的代表。

b.G655 光纤：零色散波长及截止波长均向短波长方向 (< 1400nm) 移动，将 S 波段（1460 ~ 1530nm）打开，为将来 DWDM 系统的扩容做好准备。

（5）色散、色散斜率及有效面积的优化

这三个参数是光纤最重要的参数，色散、色散斜率及有效面积是相互关联的，对系统性能的影响也是共同的。以 G655 光纤为例，概括起来主要有以下几点：

a. 色散值趋向适中-即所谓“中色散”(指在 1550nm 的色散值在 $6 \sim 10 \text{ps}/(\text{nm} \times \text{km})$ 的范围内) 光纤；

b. 有效面积趋向适中(指在 1550nm 光纤的有效面积在 $55 \sim 65 \mu\text{m}^2$ 之间) 这样既有利于提高光纤的非线性阀值，又兼顾了喇曼放大效率；

c. DOS 值越来越大，所谓 DOS 是指在某波长的色散值与色散斜率值之比，单位是 nm。DOS 值越大意味着色散斜率越容易补偿；

d. 零色散点向短波长方向移动，即零色散波长移到 1400nm 左右；

e. 偏振模色散(PMD)的进一步改善，偏振模色散具有随机性，并且受环境的影响，所以几乎无法补偿，在高速光通信系统 ($> 10 \text{Gb/s}$) 中，偏振模色散对系统性能的影响不容忽视。为了适合 40Gb/s 系统的要求，PMD 的链路值需降低到 $0.1 \text{ps/km}^{1/2}$ 以下。

1.1.4 发展高速光纤通信系统的障碍

迄今为止，国际上的高速率光传输实验一直在继续，不断刷新单根光纤传输容量和传输距离的记录，多数实验系统选择了 40Gbit/s 作为单信道速率，但 40Gbit/s 光传输系统在应用上还存在很多技术障碍。

一方面，在 40Gbit/s 系统中，要解决的最根本问题是实现低成本、大容量、远距离的光传输。当信号速率达到 40Gbit/s 时，光信号受到色度色散(CD)、偏振模色散(PMD)、非线性效应、光信噪比(OSNR)等光学特性方面的限制，远距离传输 40Gbit/s 信号所遇到的困难将是传输 10Gbit/s 信号的数倍。

（1）色度色散

色度色散是由于不同波长的光在光纤中传播速度不同，而引起的脉冲波形的展宽。当脉冲展宽到一定程度时，将产生严重的码间干扰，这就是波长色散(即色度色散)的影响。光网络的色散容限与传输的比特率平方成反比。当数据速率增加时，色散容限会大大降低。色度色散是限制光纤通信系统向高速率和长距离

发展的主要因素之一，特别是对于大量铺设的标准单模光纤（G.652），如果工作波长窗口在 1550nm，则色度色散问题尤为严重。

（2）偏振模色散(PMD)

光信号在传输时以两种偏振态存在，且互为正交。这两种模式在传播时由于速度不同而引起信号的离散，使得在接收端很难解析光信号。这种现象称为偏振模色散（PMD）。偏振模色散对 10Gbit/s 以下速率的影响很小，基本上可以不用考虑，对于 10Gbit/s 及其以上速率，以前不太突出的偏振模色散成为限制系统升级的一个关键因素。当单信道光传输速率达到 40Gbit/s 时，偏振模色散将出现明显的高阶效应，其严重影响系统的传输性能。所以，进行自适应的补偿偏振模色散是系统升级到 40Gbit/s 和长距离传输中必须解决的问题之一^[4-7]。

（3）非线性效应

为了提高光信号的传输距离，应用光放大器提高光信号的入纤功率。当入纤功率达到一定值之后，光纤开始出现非线性效应，使接收机无法解读信号。光纤的非线性效应一般分为两类，一类与折射率相关（Kerr 效应），通常指自相位调制、交叉相位调制、四波混频等，这几种非线性效应与光纤色散密切相关。另一类为受激散射，如受激布里渊散射和受激喇曼散射，受激散射与光纤中的光功率密度相关。

解决光纤非线性影响的根本性措施是降低光纤纤芯中的光功率密度。在 40Gbit/s 系统中，克服非线性效应的影响，有两种常见的方法：一是选用新的大有效面积光纤作为传输线，可降低非线性发生的几率或影响程度，是解决非线性效应影响最有效的措施。二是光信号采用新的调制码型，如 RZ 码等。

（4）光信噪比

光信噪比（OSNR）是指传输的有用光信号与泄漏到系统其它噪声信号的比值。在光纤中传输的光信号强度随传输距离的延长而减弱，通常需要用光放大器来补偿光纤中的光信号减弱。在放大有用的光信号的同时，也放大了无用的噪声信号，同时放大器也会带来自身的噪声。相对 10Gbit/s 系统而言，40Gbit/s 系统对光信噪比的要求更高。

在 40Gbit/s 系统中，实现低噪声放大是非常关键的。在给定光纤跨度后，可以合理利用 OSNR 值来决定发射机的发射功率。提高光信噪比的一个重要方法是在光路中进行低噪声的光放大并辅以严格的光增益均衡，如采用分布式喇曼放大结合掺饵光纤放大器方法等。

1.2 偏振模色散的研究背景及研究意义

从 20 世纪 80 年代起,发达国家的长途干线及中继线就开始大量采用光纤光缆,而且发展迅速。到 2001 年底,全球光纤累计用量已超过 3 亿公里。来自国家信息产业部综合规划司的预测显示:到 2005 年,世界光通信产品的市场规模将达到 850 亿美元,全球当年的光纤用量将突破 1.8 亿公里。而在我国,经过“八五”、“九五”的大规模建设,光缆线路长度已达到 146 万公里,其中长途干线 33.5 万公里,本地中继 75 万公里,接入网线路 37 万公里。预计以后我国的光纤光缆需求还将持续稳定增长(表 2-1)。

表 1-1 : 几年来光纤光缆需求及预测 单位: 万芯公里

年份	2002	2003	2004	2005	2006
需求	900	1300	1500	1700	1800

由于以前铺设尤其是 20 世纪 90 年代初以前铺设的光缆,PMDF 值普遍较高,一般其系数都要大于 $0.5\text{ps}/\text{km}$,这就严重限制了光纤系统的无缝升级和换代,如何充分利用这些光纤成为降低整个系统运营和维护成本的关键。研究表明,补偿已铺设光纤中的 PMDF 损伤可以大大降低系统的成本。

由于动态的传输路径改变会导致 PMDF 效应的不同积累,因此 PMDF 效应同样也限制了光纤通信网络超智能化方向发展。即使光纤传输系统采用的是 PMDF 值很低的光缆,但由于光信道传输路径的改变,可能导致智能化算法选择的最优路径由于 PMDF 效应的影响而成为不可靠路径,解决这些问题的有效途径就是研究 PMDF 效应及其补偿算法,以便彻底地消除 PMDF 对于系统性能的影响。

也许目前最新生产的光纤的 PMDF 值很低,对于 10Gbit/s 甚至 40Gbit/s 系统而言,在商用系统传输距离范围内已经不是主要限制因素。但随着社会信息化的高速发展,在未来的光纤通信系统发展过程中,系统必将朝更高速率的方向演进,如对于 80Gbit/s 而言,目前最新光纤的 PMDF 值也不能满足其传输的要求,若再考虑高阶 PMDF 效应,对于 PMDF 系数为 $0.05\text{ps}/\text{km}$ 的光纤,其传输距离还不到 625 公里,显然这无法满足光纤通信发展所要求的数千公里无电中继传输。

目前,由于 PMDF 效应的随机性,如何有效的研究 PMDF 效应和补偿 PMDF 效应变得比较困难,成为目前光纤通信领域的研究热点和难点之一。从近几年著名光纤通信会议 OFC 和 ECOC 上,我们可以看出国外光通信研究人员对 PMDF 效应的注重程度。他们的研究主要集中在 PMDF 的产生、PMDF 的统计理论、PMDF 的测量,PMDF 的模拟仿真、PMDF 对系统的影响及系统 PMDF 的补偿等方面。我国由于对 PMDF 的研究较晚,明显落后于国际同行的研究速度。在高速光传输系

统的 PMD 补偿器件中没有自主产权的产品，促进我国自主产权的 PMD 补偿系统的研制势在必行。^[11-20]

在单模光纤中，传输两个相互正交的线性偏振模式，若光纤横截面是理想圆对称的，这两个模式是相互简并的；但在实际情况下，由于光纤拉制过程中一些非理想过程会造成的光纤的圆不对称、内应力等，成缆过程中也会形成边应力、光纤扭曲等情况，以上所有因素以及光纤在使用过程中的压力、弯曲、环境温度变化等因素都会造成单模光纤中这两个模式之间有微小的传输群速度差，从而形成偏振模色散（PMD）。

PMD 早在光纤问世时就已存在，只是由于当时通信速率较低，偏振模色散还不足以影响系统传输，所以这个问题没有引起重视。而近年来，随着光纤通信和色散补偿方案的迅速发展，当单信道传输码率达到 10Gb/s，特别是 40Gb/s 以后，PMD 对系统的损害就明显表现出来。另外，智能光网络的发展，动态路由分配造成传输距离的不可预知性，使原本微小的 PMD 效应的不良影响在传输链路上不断积累，造成不可忽视的影响。

光纤中的 PMD 的大小一般由 PMD 系数表示，表 1-1 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。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，以及研究减小或补偿 PMD 对传输系统的影响，就越来越成为迫切的需要^[7]。

表 1-2 PMD 系数与最大传输距离的关系

PMD 系数 $\text{ps}/\sqrt{\text{km}}$	最大传输距离(km)		
	2.5Gb/s	10Gb/s	40Gb/s
3.0	180	11	<1
1.0	1600	100	6
0.5	6400	400	25
0.1	160000	10000	625

偏振模色散是由光纤的不圆度、光纤内部残留应力、环境温度变化等因素引起相互正交的两个偏振基模因传输速度不同而导致的脉冲展宽。在 2.5Gb/s 以下的光纤通信系统中几乎感觉不到偏振模色散的存在。当传输码率大于 10Gb/s 时，偏振模色散对系统的损害就明显地表现出来。

随着光通信系统的飞速发展，对于 PMD，特别是补偿方面的研究刻不容缓。从 80 年代起，人们就开始对于 PMD 进行了理论研究，主要包括成因、特性、测量和对系统影响等几个方面。随着 q 码率的不断提高，PMD 对系统影响逐渐严重。但是由于 PMD 具有其他光纤参数所不同的特性，即随机性，使得对 PMD 的定量分析及补偿都异常困难。在实验室条件下的 PMD 补偿技术已经日趋完善，相信真正实现 PMD 的商用化并不遥远^[6-10]。

我国对 PMD 的研究起步比较晚，近几年出现了一批文章。这些文章主要分为三类。一是一些综述文章；二是理论文章，主要集中在 PMD 特性方面；三是一些实验文章。几乎全部集中在 PMD 测量及随机各种条件变化方面。在最近几年，对 PMD 的研究发展的非常迅速，发表在杂志和国际会议的文章逐年增多，在 OFC 2001，总共 606 篇的文章里面，关于 PMD 的文章达到 36 篇，提到 PMD 的文章为 68 篇，OFC2003，关于 PMD 的文章达到 51 篇，OFC 2004 年分 4 个组，关于 PMD 方面的文章 36 篇，在 poster session 107 篇文章中关于 PMD 的有 9 篇。这些充分说明了 PMD 的研究在目前高速光纤通信系统中所占据的重要性，引起业界的广泛重视^[13-19]。

研究 PMD 对系统影响的方法，可以从实验和理论两方面进行研究，理论方法包含解析和数值方法。考虑 PMD 影响的方法最典型的是分析系统脉冲宽度在 PMD 下的影响^[16] 和 WDM 系统中平均斯托克斯（Stokes）参量的演化情况^[17]，虽然解析法具有概念清晰的优点，然而适用的范围毕竟很小，因此在大多数情况下采用的是级联双折射光纤的数值模型^[20]，用它取得 PMD 的统计样本，相当于 PMD 模拟器。然后计算系统在这些样本点下的性能参数，这些表征系统性能的参数可以是误码率，Q 因子，或者脉冲展宽等等参数，由于 PMD 的统计特性，这些被测的系统参数也表现出统计特性，平均值或者故障概率（outage Probability）^[11] 等具有统计概念意义的参数是描述 PMD 影响时常用的指标。另外一种重要的方法是基于耦合的非线性薛定谔方程（CNLS）的模型，与此有关的是粗步长法^[11] 和 Manakov 方法^[12]，这种方法易于研究 PMD 与其他效应共同作用时对系统的影响，不利的一面是它无法区分是一阶还是高阶 PMD 的作用。总的来讲，用数值方法需要很大的计算量才能满足统计规律的要求。

最近几年，PMD 的研究已经成为目前光纤通信的一个研究热点之一。IEEE Photonics Technology Letters 杂志上几乎每期都有 PMD 的研究文章，Journal of Lightwave Technology 于 2004 年 4 月为 PMD 的研究出了专辑^[6]。从近年来光纤通信重要会议 OFC 来看，OFC 2001 上在总数 506 篇论文中，关于 PMD 研究的论文达到 36 篇，提到 PMD 的文章为 68 篇。OFC2002 会议上，专门讨论 PMD 的小组就有 5 个，有 3 几篇论文专门讨论 PMD，涉及到 PMD 特性、PMD 对系

统的影响、PMD 的测量方法、PMD 的自适应补偿的理论和实验等内容。OFC2003 会议上关于 PMD 研究论文达 51 篇。OFC2004 会议上有 4 个组涉及讨论 PMD(Polarization Mode Dispersion, FI 组; PMD Mitigation and Polarization Effects, THF 组; Polarization Issues, WE 组; Dispersion Impairments and Mitigation, THU 组)[7]。OFC2005 会议上研究 PMD 的文章为 31 篇。OFC2006 会议上有三个小组涉及讨论 PMD(40Gbps Technology/PMD, NTUC 组; PMD Compensation, OWE 组; Quantum Systems and PMD, OFL 组)。OFC2007 会议上有两个小组涉及讨论 PMD(PMD and Transmission Mitigation, OMH 组 ;Fiber PMD and Polarization, OTUN 组)。这说明 PMD 的研究确实在目前光纤通信领域中占有重要地位。

自从 1986 年 C.D.Poole 建立偏振模色散的偏振主态理论后^[8], 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、PMD 的测量技术、PMD 对系统的影响、PMD 的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理和测量方法。人们提出多种测量方法, 这些测量方法分为两大类, 一类是时域测量法, 另一类是频域测量法。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 10Gbit/s 和 40Gbit/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 10Gbit/s 系统 PMD 补偿器; YAFO Network 公司推出 Yafo10 也属于 10Gbit/s 的 PMD 补偿器。在 OFC2001 会议上 YAFO Network 演示了 40Gb/s 系统的 PMD 补偿器 Yafo40^[6]。但从目前情况来看, 作为实用的偏振模色散补偿器, 还存在着一些有待解决的关键问题。比如(1)PMD 的一阶补偿器结构比较简单, 但是二阶乃至“全阶”补偿器结构较复杂, 控制自由度太多; (2)对于高阶 PMD 补偿, 小于毫秒量级的真正实时补偿目前还不能达到; (3)对于高阶 PMD 补偿, 控制算法有待改进; (4)如何用最经济的方法实现补偿 WDM 系统中的 PMD; (5)成熟的传输系统中偏振模色散和色度色散的一体化补偿有待研究。

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, 但近几年在偏振模色散自适应补偿系统、补偿器件方面研究已有很大进展。

由上所述, 对于 PMD 效应的研究具有以下重要意义:

- a. 在网络进行扩容和升级时, 充分利用已铺设的光缆系统, 降低成本。
- b. 可以优化系统性能, 为智能化光网络准备条件。

- c.为将来光纤通信系统的发展准备条件。
- d.为发展我国自主产权的 PMD 补偿系统产品创造条件。

1.3 论文的结构安排

本论文针对偏振模色散的发展、基本理论、补偿技术、补偿算法以及自适应补偿算法等几个方面进行了讨论，论文的具体安排如下：

第一章绪论，主要从光通信的发展趋势，发展高速光纤通信所遇到的障碍以及当前偏振模色散补偿技术的研究背景及意义等几个方面进行了论述。

第二章偏振模色散补偿，总结了偏振模色散补偿的基本理论，包括偏振模色散技术的原理和分类，并简单介绍了偏振控制器，为下一章的内容做好了铺垫。

第三章偏振模色散补偿算法研究，主要内容包括：偏振模色散自适应补偿单元，补偿算法原理，其中包括之前使用的 PSO 算法和后来研究的改进算法 (Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer 和 Adaptive Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer with History Learning)。

第四章改进 PSO 算法处理 DOP 数据的试验，并做出改进算法应用于试验的结果总结。

第二章 偏振模色散(PMD)补偿

2.1 偏振模色散补偿技术的研究现况

由于整个 80 到 90 年代初期铺设的光纤 PMD 系数高 (1~100ps/km)^[4], 所以在 $\geq 10\text{Gbit/s}$ 的传输中, PMD 被认为是主要的限制。而偏振模色散在低传输比特率下并不突出, 只是在比特率提高到 10Gbit/s , 尤其是 40Gbit/s 后, 其对传输系统的影响更加突出, 它所引起的脉冲展宽成为光纤通信容量的主要限制, 使比特率和中继距离的提高变得更加困难。对这一现象的认识, 产生原因、影响和解决方法的研究对解决单信道光纤通信系统的容量都有着非常重要的意义。偏振模色散也成为近年来光纤通信领域研究持续保持的一个热点。其研究最早起源于对相干光通信中信号光的偏振态的研究。早在 1978 年, Rashleigh 等人^[5]提出了“由于存在明显的偏振本征模式, 单模光纤实际上是双模式的”, 这些模式是由于单模光纤中的应力和纤芯偏离理想圆对称性导致的几何形状的变化等原因引起的。由于沿光纤长度上微小的双折射率变化导致偏振模式的耦合, 长光纤中的偏振色散是非常复杂的现象。1983 年 Suzuki 等人开始将 PMD 作为对长途光纤通信系统带宽的限制的因素进行研究^[6]此时光纤通信系统中采用光电中继器对信号进行再生, 中继距离短, 传输速率低, PMD 还没有引起人们的重视。掺铒光纤放大器(EDFA)的出现, 极大地延伸了光纤通信的中继距离; 同时, 色散补偿光纤(DCF)和光纤光栅成功运用使系统的色散等问题得到很好的克服。于是系统传输速率迅速提高, 传输容量进一步增大。当系统的传输速率达到 10Gbit/s 或更高时, PMD 成为系统性能和最高比特率的限制因素, 因此对 PMD 的研究也随之逐渐深入, 主要包括理论及其统计特性、PMD 测量、PMD 模拟器及 PMD 补偿方法等。

贝尔实验室的 Poole 和 Wagner 在其论文“长单模光纤中偏振色散的唯象方法”中^[7,8]提出了针对窄带光源描述偏振色散的方法, 它利用“主态”的概念来描述一阶 PMD, 即光纤中存在着两个正交的主偏振态(PSP, Principal States of Polarization), 当输入光的偏振方向与其中的一个主偏振态方向一致时, 输出光的偏振态(SOP, State of Polarization)与频率的一阶变化无关。因此, 一阶偏振模色散的影响可以认为是光在两主偏振态上传输的时间差。这一模型非常具有吸引力, 因为它对偏振色散的描述非常简单, 且与介质的情况无关, 如偏振模沿长

度方向的变化、偏振模式耦合等。但要求偏振相关的损耗小到可以忽略的程度。这一模型为 PMD 的进一步研究工作提供了方便的工具。随后又得出了光纤中偏振态演变的动态方程^[9], 并建立了单模光纤 PMD 统计特性的理论^[12, 13]。

PMD 测量是 PMD 研究中的一个非常主要的基础工作, 无论是对光纤通信系统的评估, 还是对光纤通信系统 PMD 补偿等都是非常重要的。国际电信联盟(ITU)第十五组(传输系统与设备)于 1989 年开始着手光纤 PMD 的测试方法和其规范值的研究, 1996 年初步提出了 622Mbit/s、2.5Gbit/s、10Gbit/s 的相应光纤中继段上的光纤 PMD 的规范值草案。该草案中推荐了四种测量 PMD 的方法: 干涉仪法(IF)、波长扫描傅立叶变换法(WSFFT)、琼斯矩阵本征值法(JMF)和波长扫描极值数计算法(WSEC)。其他测量方法还有邦加球(Poincare)方法(PST)^[12,13], Muller 矩阵方法(MMM)^[14]等, MMM 方法可以确定光纤的旋转矩阵, 改善了测量精度, 可以进行一阶和二阶 PMD 的测量。偏振相关的信号延迟方法(PSD)^[15], 只需要一个光载波就可以完成测量, 而不像其它方法那样需要两个波长。飞秒级的快速在线 PMD 检测^[16]利用脉冲到达时间检测可以在几个 μs 内完成 PMD 的测量, 并不需要专门的偏振分析仪或分析模块, PMD 检测灵敏度小于 1ps。二阶 PMD 的测量^[17], 分别用时域方法和频域方法进行。由于网络器件的出现和大量使用, 对这些器件和组件的测量方法的研究也是一个重要的方面。

研究能够模拟实际光纤通信线路中 PMD 效应 PMD 模拟器具有十分重要的意义, 因为在现有的光纤线路中进行实验是非常困难的。理想的 PMD 模拟器要求能够提供与实际光纤通信线路完全相同的 DGD(差分群延迟, Differential Group Delay) 分布, 还应该具有良好的稳定性和可重复性, 已经报道的模拟器有热敏的模拟器^[18], 晶体光学高阶 PMD 模拟器^[19], 几段保偏光纤^[20]组成的模拟器等, 其中的关键器件包含偏振控制器和时间延迟器件。美国通用光公司于 2004 年推出的高速、全阶 PMD 模拟器标志着 PMD 模拟器的研究已经日趋成熟。

随着光纤传输系统进一步向高速发展和 PMD 特性研究及其测量方法的日渐成熟, 大量的研究集中在 PMD 的补偿方法上, 各研究机构相继提出了多种 PMD 补偿方案。这些方案可归纳为光域补偿和电域补偿两种方式。光域补偿是在传输的光路上采用光学元件(如偏振控制器、保偏光纤和光延时线等)直接对光信号进行补偿。电域补偿是在光接收机内对电信号进行补偿。此外, H.Bulow 等采用光电混合补偿法实现了 10Gbit/s 的系统的 PMD 补偿^[27]。光域补偿实际上是用时间补偿器件抵消光纤通信线路中两个主偏振态间的时间延迟差, 使光纤中传输快的脉冲延迟一定的时间, 保持快慢脉冲同步。

2.2 偏振模色散补偿技术的分类

从 PMD 补偿技术的发展来看，大体可分为三类^[17]：电补偿、光电补偿和光补偿。电域补偿是对光接收机接收下来的电信号进行电域上的均衡，电补偿器主要由两部分构成：横向滤波器和判决反馈均衡器，其中横向滤波器承担着减小 PMD 代价的任务，示意图如 2-1(a)所示。光电补偿要求有两个或两个以上的光电探测器，其示意图如 2-1(b)所示，快主态和慢主态的光经过一个偏振控制器(PC)和偏振分束器(PBS)分成两束，经过光电探测器后变为电域上的信号，通过调节电的时延线来补偿两路信号的时延。光补偿的方案如图 2-1(c)所示，在光纤链路后面连接调整偏振的器件（如偏振控制器：PC）和双折射元件，可以是双折射光纤等等的器件，通过调节 PC 可以完成对 PMD 的补偿。

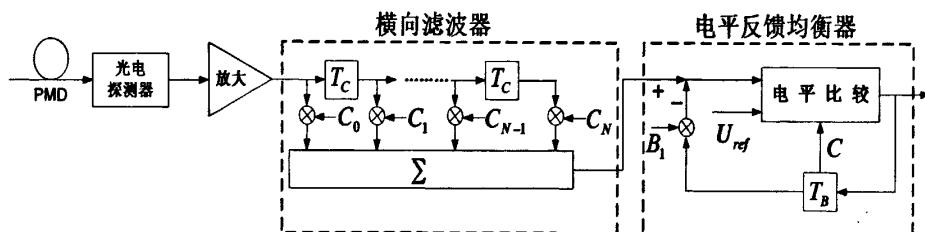


图 2-1(a) 电补偿原理

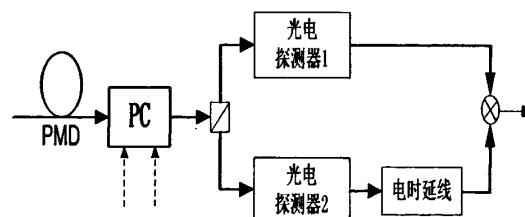


图 2-1(b) 光电补偿原理

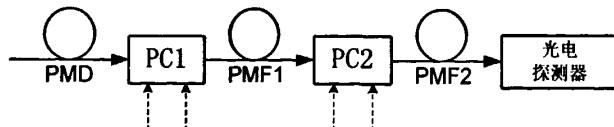


图 2-1(c) 光补偿原理

一般来讲，电补偿器可以补偿传输过程 PMD 的影响，也可以补偿其他效应（例如群速度色散、非线性）的影响，因此这种方案对综合补偿各种不良效应非常有意义，但是由于工作在电域上，不可避免的要受到电速率的瓶颈，因此在高速系统中的应用受到了限制。光电补偿方案中要用到多个光电探测装置，其成本

要明显的提高。光补偿从信号取样方式来看可分为反馈补偿和前馈补偿二种。反馈方式研究较早，如果合适的选择补偿器的反馈信号，将不受信号速率的限制，其应用优势比较明显；前馈方式的研究是在近几年才开始的，其特点是补偿速度快。下面的讨论将主要针对于光补偿方案。

补偿 PMD 可以依据其补偿目的分为一阶 PMD 补偿或一阶、二阶 PMD 的同时补偿等，也可以依据补偿器控制参量的多少分为多少个自由度的补偿^[18]。任何一种在光域补偿 PMD 的技术都难以实现完全补偿，也不可能保证补偿后系统的某种性能指标如误码率在某个范围^[19-21]。补偿的作用是降低系统的损耗概率，或减轻 PMD 对系统的损伤程度^[22-25]。为了后面多信道 PMD 补偿的具体讨论，这节简单介绍 PMD 的补偿过程，补偿过程的补偿原理在以前的工作中已有详细描述^{[26][27]}，不再述说。

根据控制信号的提取方式不同，PMD 的补偿方式也可以分为前馈补偿和反馈补偿两种。

反馈控制方式的 PMD 补偿结构如图 2-2 所示，在补偿器的后面提取反馈信号到控制单元，然后通过调节 PMD 补偿器的参数，使得取样信号达到最佳值，进而实现对 PMD 的补偿。在这种反馈控制的 PMD 补偿系统中，因为 PMD 补偿器的可调节参数比较多，所以通常需要一种搜索补偿算法，能够在很短时间内调节 PMD 补偿器使取样信号达到最佳值，故反馈信号以及搜索补偿算法的选取对整个系统的补偿效果是至关重要的，我们在实验中采用的也是这种反馈方式^[18-20]

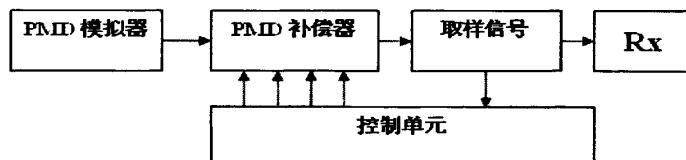


图 2-2 反馈方式控制的 PMD 补偿系统

前馈控制方式的 PMD 补偿结构如图 2-3 所示，

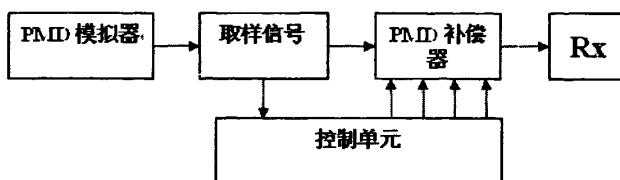


图 2-3 前馈方式控制的 PMD 补偿系统

2.3 反馈法光补偿中的偏振模色散补偿技术

偏振模色散自适应补偿单元由三部分组成（如图 2-4），其中 PMD 补偿单元

用来补偿光纤系统中的偏振模色散；PMD 监控信号提取单元用来提取和监控光纤系统中偏振模色散的变化并提供给逻辑控制单元：逻辑控制单元根据提取的 PMD 监控信号，通过逻辑算法和控制电路调整 PMD 补偿单元的补偿量达到自适应补偿光纤系统中偏振模色散的目的。

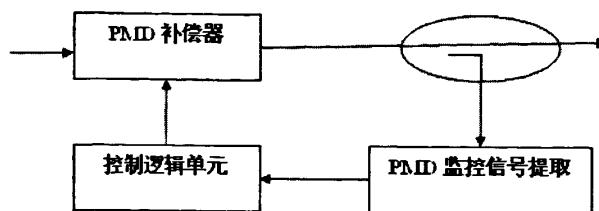


图 2-4 PMD 自适应补偿单元的基本构成

偏振模色散补偿器可根据控制自由度分为一阶段补偿器，二阶段补偿器和三阶段补偿器。其中一阶补偿器只能补偿一阶 PMD^[35-38]，二阶段补偿器能同时补偿一阶及二阶与去偏振有关的 PMD 色散^[36-40]，三阶段补偿器能够同时完全补偿系统中的一阶及二阶 PMD^[41]。随着补偿器阶段数的增加，其控制自由度、控制复杂度和制作成本将相应提高。可以根据实际系统的补偿需要，合理选用补偿器，进行有效的 PMD 补偿。

2.3.1 一阶段 PMD 补偿器

补偿方式采用后补偿方式。由于只是考虑一阶 PMD 效应，偏振模色散补偿器利用偏振控制器和 DGD 时延器组合而成。偏振控制器由计算机控制，其自由度数目可以调节。

根据 DGD 时延器可变与否，可以分为固定时延的一级 PMD 补偿器与可变时延的一级 PMD 补偿器，如图 2-5 所示：

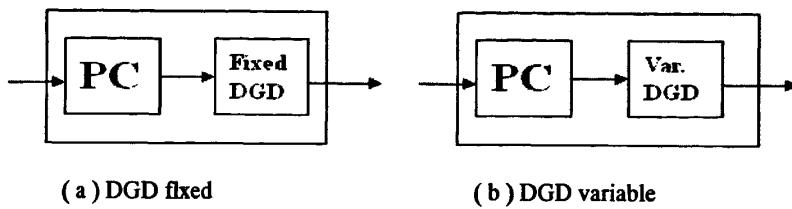


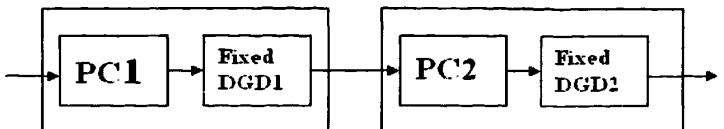
图 2-5 一级 PMD 补偿器的两种结构

2.3.2 二阶段 PMD 补偿器

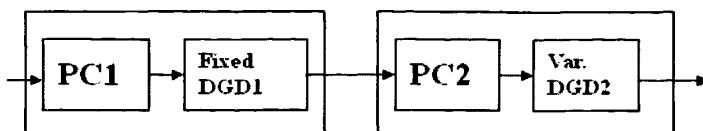
二级补偿器能够有效地补偿一阶与二阶 PMD。在二阶 PMD 补偿中，采用的

两级 PMDC 由偏振控制器 1、保偏光纤 1 和偏振控制器 2、保偏光纤 2 或可变时延组成的二阶段补偿单元。根据第二级的时延线是固定的还是可变的，二级补偿器可分为固定方案与可变方案两种。

二阶段补偿器也可作为后补偿方式在反馈补偿系统中使用。



(a) 固定方案的二级偏振模色散补偿器



(b) 可变方案的二级偏振模色散补偿器

图2-6 二阶段偏振模色散补偿器的两种结构

可以改变控制偏振控制器的端口个数改变可控制参数。在实验中，我采用的偏振控制器有四个端口可以进行控制，根据不同的实验条件和要求可以对不同的端口进行控制。这要考虑到偏振控制器的结构问题。

2.3.3 偏振度的基本概念

先介绍一下单频率情况下 DOP 的概念。对于一束单频光，它在斯托克斯 (Stokes) 空间的四个分量分别为 (s_0, s_1, s_2, s_3) ，则 DOP 的定义为^[28]

$$DOP = \frac{\sqrt{s_1^2 + s_2^2 + s_3^2}}{s_0} \quad (2-1)$$

这样，对于完全偏振光，DOP 为 1；对于部分偏振光， $DOP < 1$ 。

在光通信系统中，传输的是信号，占用一定的频率范围，因此提取 PMD 补偿器的反馈信号时需要计算在这个范围内的 DOP。一阶 PMD 对脉冲偏振度的影响可用图 2-7 表示：

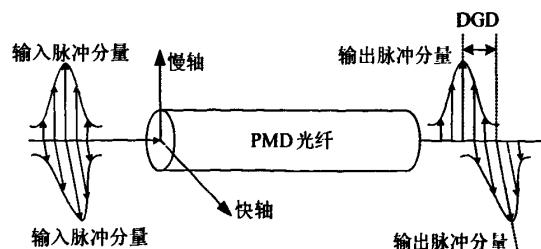


图2-7 PMD对脉冲偏振度的影响示意图

从时域上看^[26], 设比特周期为 T_b , 输入脉冲是单偏振态, 为完全偏振光, 其 DOP 为 1, 此偏振态在两个轴上有两个投影分量。通过具有差分群时延 DGD 的偏振模色散光纤后, DOP 下降。当 $DGD \gg T_b/2$ 时, 超过了相干时间, 合成光 $DOP=0$; 当 $0 < DGD < T_b/2$ 时, 合成光为部分偏振光, $0 < DOP < 1$ 。

则矢量(s_1 , s_2 , s_3)的幅度就是 DOP, 可以看出脉冲的 DOP 就是其频谱上各个频率分量的 DOP 对功率谱加权平均的结果。

2.3.4 偏振度与 PMD 的关系

由上节可知, 信号的 DOP 与偏振模色散、输入信号的偏振态和信号的频谱都有关。利用琼斯矩阵方法, 研究了 40Gb/s 的 NRZ 码、占空比不同的 RZ 码、CSRZ 码, 码长度为 26-1, 首先计算了在一阶偏振模色散的情况下, 不同调制码型在不同的偏振态时 DOP 随 DGD 变化的结果。如图 2-8、2-9 所示。图 2-8 为只考虑一阶 PMD 时, 不同码型在不同 DGD 情况下, 偏振分光比与 DOP 的关系, 图 2-9 为在不同分光比下, 码型的 DOP 与 DGD 之间的关系。偏振度作为反馈信号必须能够反映出 PMD 对信号的影响。在相同的 DGD 时, 光纤偏振主态上所激发的功率不同, DOP 的大小也不同。对任何一种码型来讲, 当在二个偏振主态上所激发的功率相等, 即偏振分光比为 0.5 时, DOP 值最小, 也就是它的取值范围最大。从而模拟结果证实 DOP 与信号在二个主态上的分光比有关。只有当两主态等功率激光时, 这时入射光脉冲的偏振方向沿偏振主态, 按照^[29]所述的偏振主态理论, 沿偏振主态方向偏振的入射光脉冲所经历的 PMD 为 0, 故偏振态不变。当系统发射端输出光偏振态与光纤的偏振主态方向相匹配时, 在光接收端光信号的 DOP 值随 DGD 的增大敏感度下降, 因此作为偏振模色散补偿的反馈信号, 应将光的输入偏振态调节到使得在二个偏振主态上等功率发射状态。

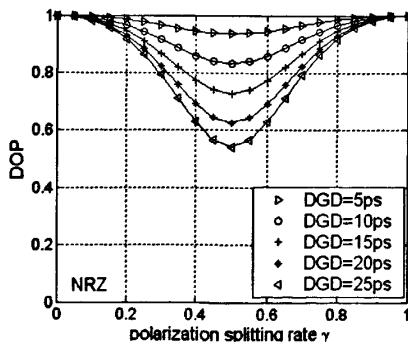


图 2-8(a) NRZ 码在不同 DGD 时 DOP 与偏振分光比的关系

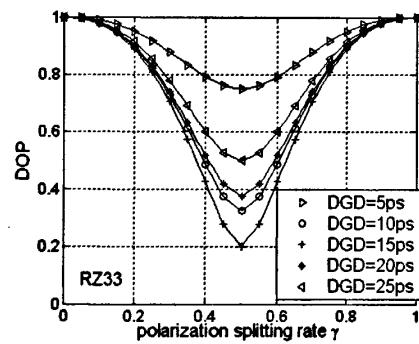


图 2-8(b) RZ33 码在不同 DGD 时 DOP 与偏振分光比的关系

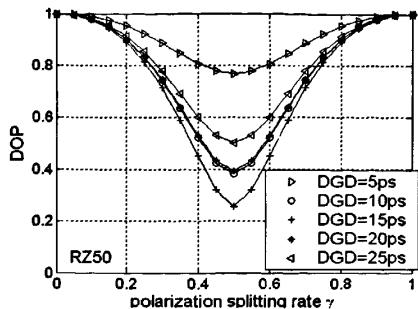


图 2-8(c) RZ50 码在不同 DGD 时 DOP 与偏振分光比的关系

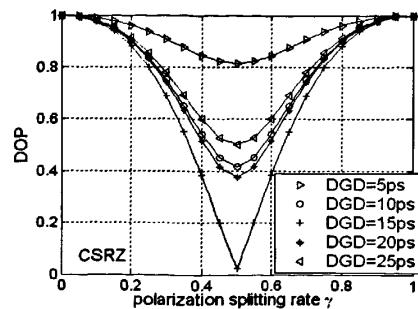


图 2-8(d) CSRZ 码在不同 DGD 时 DOP 与偏振分光比的关系

另外, 比较图 2-8 和图 2-9, 在一阶 PMD 情况下, 以分光比为 0.5 时为例。NRZ 码随着 DGD 的增大下降速度最为缓慢, 其次是占空比为 50% 的 RZ 码, 占空比 33% 的 RZ 码的 DOP 灵敏性范围要比占空比 50% 的 RZ 码稍好一些。而 NRZ 和 RZ 码与 CSRZ 码相对, CSRZ 码的 DOP 变化范围更大一些, 说明这几种码型以 CSRZ 码的动态范围更好。虽然 CSRZ 码 DOP 的范围贯穿从 0 到 1 的范围, 但是随着 DGD 的增大, 它的 DOP 值呈现来回波动状态, 有很多极大值会出现。从这里也说明, 新型调制码型用于补偿系统后, 其用偏振度作反馈信号的能力要比传统码型要好得多。

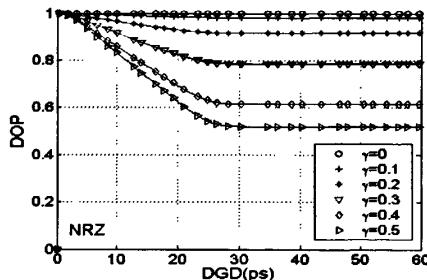


图 2-9(a) NRZ 码不同分光比时 DOP 与 DGD 的关系

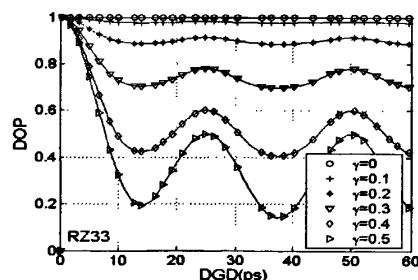


图 2-9(b) RZ33 码不同分光比时 DOP 与 DGD 的关系

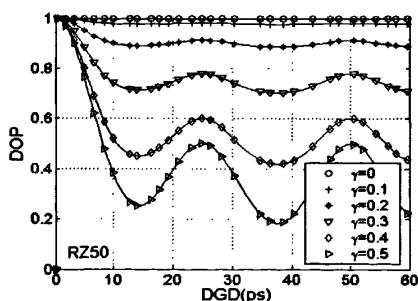


图 2-9(c) RZ50 码不同分光比时 DOP 与 DGD 的关系

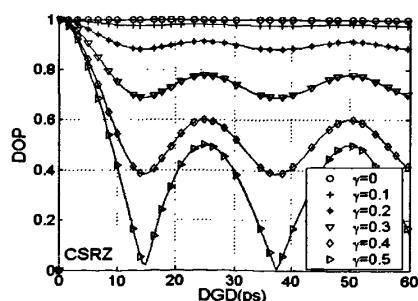


图 2-9(d) CSRZ 码不同分光比时 DOP 与 DGD 的关系

因此目前实验当中最常用的新型调制格式是 CSRZ 码，其 DOP 的变化随 DGD 呈波动性变化，因此必须开发出有效的搜索算法，以便能够快速有效的搜索到高的 DOP 值，并在缓解的基础上，达到快速补偿的目的。

从以上讨论可见，由于信号本身及其 DOP 采集设备与码速率无关，不需要高速器件。只在 $DGD=0$ 时反馈信号的 $DOP=1$ ，在大的 DGD 情况下不会有第二点的 $DOP=1$ ，作为反馈信号可以补偿大于一个比特周期的偏振模色散，而且不受链路中色度色散的影响。因此当速率提高到 40Gb/s 时，宜采用 DOP 作反馈取样方式比较合适，而且容易实现系统的升级。而在高速率下，电器件的成本迅速提高，电带宽作反馈信号显然是不经济的。

2.3.5 偏振度取样法的实验实现

利用偏振度取样的偏振模色散补偿器结构如图 2-10 所示，它利用一个检偏仪检测链路中光信号的偏振度，来提取和监控光纤系统中偏振模色散的变化并提供给控制单元；逻辑控制单元根据提取的 PMD 监控信号，通过逻辑算法和控制电路调整 PMD 补偿单元的补偿量达到补偿光纤系统中偏振模色散的目的。

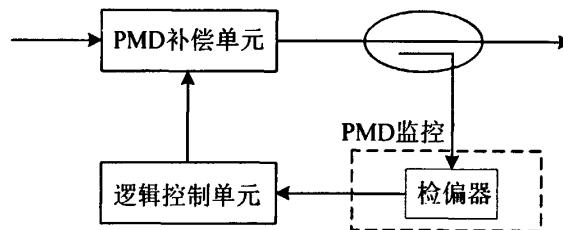


图 2-10 基于偏振度取样的反馈补偿结构

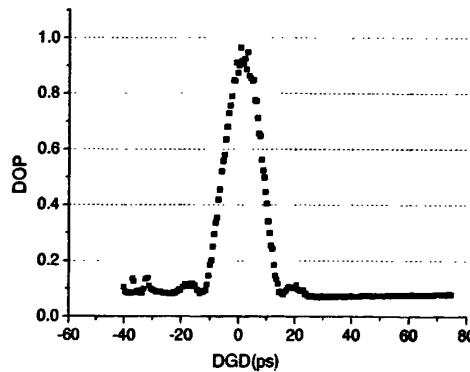


图 2-11 实验测得的 RZ 码 DOP 与 DGD 的关系

如图 2-11 所示为测量的 RZ 码偏振度随差分群时延的变化曲线。其中 RZ 码源是分布反馈式激光器的输出脉冲。由于实验中所用的时延线值偏移大约 1.5ps，

因此曲线略向右偏移。从实验结果可以得出结论，对于 RZ 码来讲，随着度量 DGD 的增大，偏振度随之下降，DGD 为零处对应偏振度等于 1，这与上节理论的结果一致。补偿器的目的就是调节各种参数，使反馈信号偏振度达到最大值。

2.4 偏振控制器的基本理论

偏振控制器是 PMD 补偿系统中重要器件，无论反馈控制还是前馈方式的 PMD 补偿，不管是 PMD 缓解技术还是缓解与补偿动态结合的技术，都是依靠偏振控制器不断改变光的偏振态方向及 PMD 矢量的方向，使得模拟器和补偿器达到匹配状态而实现补偿。在补偿系统中，对偏振控制器的要求：一是要求能进行无复位的控制，二是要求响应时间快，应远小于补偿器的整体响应时间。

据文献^[30]报道的偏振控制器种类按照原理上分两类：一类是固定波片的双折射，旋转波片方位角；另一类是固定方位角，改变波片双折射的大小。两种方式的基本结构如下图所示。

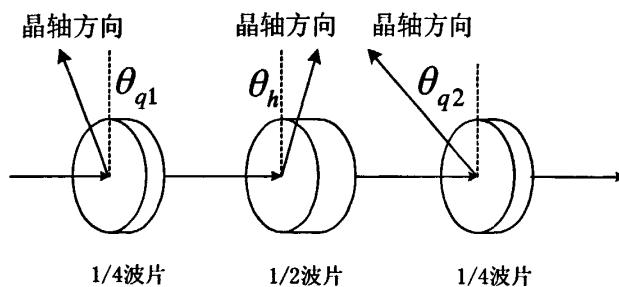


图 2-12(a) 改变方位角类型的偏振控制器

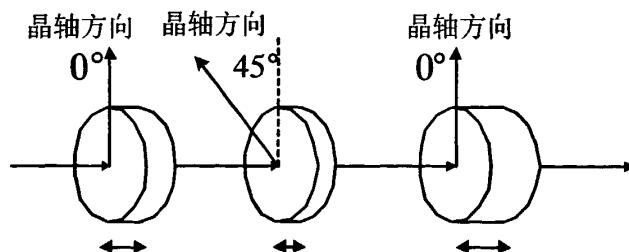


图 2-12(b) 改变双折射类型的偏振控制器

图 2-12(a)中分别采用两个 1/4 波片和一个 1/2 波片，三个波片的方位角可以旋转。图 2-12(b)中的三个方位角分别固定为 0 度，45 度和 0 度，每个波片的双折射都可以改变。当然图是原理图，实际中实现方式可以是机械方式^[31]、热光效应方式^[32]，液晶方式^[33]或是电光效应方式^[34]等等，可以是全光纤型的^[31]，也可是基于铌酸锂晶体的^[34]。假设两种结构都是无偏振相关损耗的，下面我们分

别研究图 2-12 的两种基本偏振控制器。无论是哪种类型的偏振控制器，它的作用都可以表述为在斯托克斯空间对输入偏振态的旋转。下面分别研究这两种基本结构。

第一种类型偏振控制器分析

首先来分析改变方位角的偏振控制器。设三个波片的方位角依次为 θ_{q1} , θ_h 和 θ_{q2} , 忽略波片的双折射与频率的关系, 1/2 波片的传输矩阵为

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_h & \sin \theta_h \\ -\sin \theta_h & \cos \theta_h \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \exp(j\frac{\pi}{2}) & 0 \\ 0 & \exp(-j\frac{\pi}{2}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_h & -\sin \theta_h \\ \sin \theta_h & \cos \theta_h \end{pmatrix} \quad (2-2)$$

两个 1/4 波片的传输矩阵分别为

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_{q1} & \sin \theta_{q1} \\ -\sin \theta_{q1} & \cos \theta_{q1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \exp(j\frac{\pi}{4}) & 0 \\ 0 & \exp(-j\frac{\pi}{4}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{q1} & -\sin \theta_{q1} \\ \sin \theta_{q1} & \cos \theta_{q1} \end{pmatrix} \quad (2-3)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_{q2} & \sin \theta_{q2} \\ -\sin \theta_{q2} & \cos \theta_{q2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \exp(j\frac{\pi}{4}) & 0 \\ 0 & \exp(-j\frac{\pi}{4}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos \theta_{q2} & -\sin \theta_{q2} \\ \sin \theta_{q2} & \cos \theta_{q2} \end{pmatrix} \quad (2-4)$$

则三个波片级联后的琼斯传输矩阵为

$$T(\theta_{q1}, \theta_h, \theta_{q2}) = \begin{pmatrix} -\cos \alpha \cos \beta - j \sin \beta \sin \gamma & \sin \alpha \cos \beta - j \sin \beta \cos \gamma \\ -\sin \alpha \cos \beta - j \sin \beta \cos \gamma & -\cos \alpha \cos \beta + j \sin \beta \sin \gamma \end{pmatrix} \quad (2-5)$$

其中, $\alpha = \theta_{q1} - \theta_{q2}$, $\beta = 2\theta_h - (\theta_{q1} + \theta_{q2})$, $\gamma = \theta_{q1} + \theta_{q2}$

第二种类型偏振控制器分析

设三块双折射晶体快慢轴的相位差分别为 ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 , 则它们的琼斯传输矩阵分别为

$$\begin{pmatrix} \exp(j\phi_1/2) & 0 \\ 0 & \exp(-j\phi_1/2) \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \cos(\phi_2/2) & -j \sin(\phi_2/2) \\ -j \sin(\phi_2/2) & \cos(\phi_2/2) \end{pmatrix} \text{ 和}$$

$$\begin{pmatrix} \exp(j\phi_4/2) & 0 \\ 0 & \exp(-j\phi_4/2) \end{pmatrix}, \text{ 则三个波片级联后的矩阵为}$$

$$\begin{pmatrix} \cos(\phi_2/2) \exp[j(\phi_1 + \phi_3)/2] & -j \sin(\phi_2/2) \exp[j(\phi_1 - \phi_3)/2] \\ -j \sin(\phi_2/2) \exp[-j(\phi_1 - \phi_3)/2] & \cos(\phi_2/2) \exp[-j(\phi_1 + \phi_3)/2] \end{pmatrix}$$

这两种结构的偏振控制器都可以实现任意偏振态之间的转换。

2.5 本章小结

本章介绍了偏振模色散研究的背景和现状，概述了偏振模色散的补偿方式，偏振度做反馈信号时偏振度与偏振模色散的关系以及偏振度取样法的实验实现。另外介绍了偏振控制器的基本原理和实验室中常用的两种偏振控制器的结构，为下面的偏振模色散的补偿算法研究提供了理论基础。

第三章 PMD 补偿控制算法研究

在一阶 PMD 系统的光域补偿中，以 DOP 为控制信号，DOP 越大，系统损伤代价越小。如何在短时间内将系统的损伤值降到最低，这是反馈控制如何实现的问题。

3.1 PMD 补偿中控制算法的实现

采用 PSO 算法进行一阶 PMD 自适应补偿的实验链路图如图 3-1 所示：

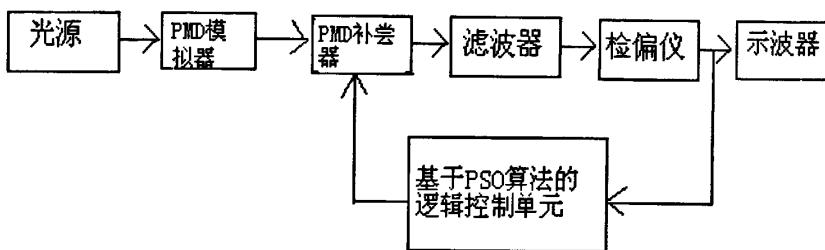


图 3-1 一阶PMD自适应补偿的实验装置

偏振模色散补偿系统有三部分组成：PMD 模拟器，PMD 补偿器，逻辑算法和控制电路。PMD 模拟器产生 PMD；PMD 补偿器补偿 PMD；检偏仪检测 PMD 的变化；逻辑算法和控制电路用于控制 PMD 补偿器补偿 PMD。

一阶 PMD 补偿器的详细框图如图 3-2 示：

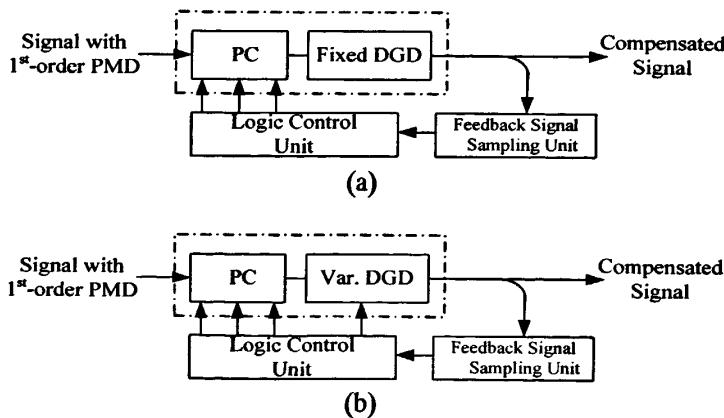


图 3-2 一阶PMD补偿器的详细结构。(a)DGD固定情况；(b) GDG可变情况

两阶段补偿器可以补偿一阶和部分二阶偏振模色散（二阶 PMD 中的去

偏振项），它由两个一阶补偿器级联而成（图 3-3）。其中第一段时延线固定，第二段时延线或者固定，或者可变。根据第二段时延线固定或可变，控制算法需要控制 6 个或者 7 个参量，属于 6-自由度控制或者 7-自由度问题。

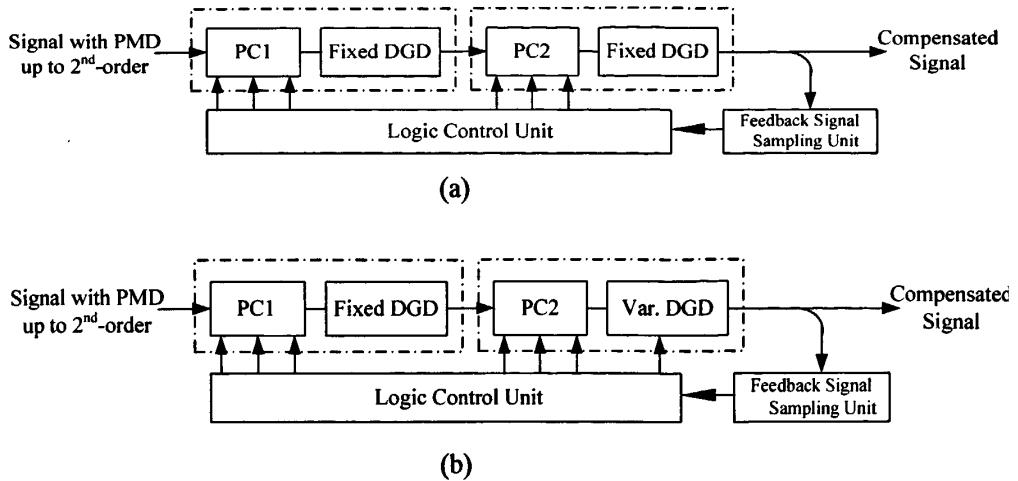


图 3-3 两阶段偏振模色散自适应补偿器结构。(a)6-自由度控制; (b)7-自由度控制。

D-自由度补偿控制的目的是：利用控制算法，调整 D 个参数，在 D 维空间中搜索目标函数——反馈信号（电域频率分量功率或 DOP 信号）的全局最大值。数学上表示为：

$$\underset{\text{parameters} \in P}{\text{MAX}} (\text{function}) \quad (3-1)$$

其中，“function”是目标函数，在 PMD 补偿系统中可以是 DOP，“parameters”可以指双折射的大小，P 是指“parameters”所在的范围。通过不断调整控制偏振控制器上的电压搜索 N 维空间，得到系统最优值。N 取决于补偿器所采用的结构。

DOP 与检偏仪检测链路偏振光的 Stokes 参量的关系如下：

$$DOP = \frac{\sqrt{S_1^2 + S_2^2 + S_3^2}}{S_0} \quad (3-2)$$

其中， S_0 为总的光强，因而总是正的，另外三个参量分别表示两个正交偏振分量之间的强度差， S_1 为水平和垂直偏振分量， S_2 为 $\pm 45^\circ$ 偏振分量， S_3 为左、右旋偏振分量，对于完全偏振光， $DOP = 1$ ；对于部分偏振光， $DOP < 1$ 。

多自由度控制算法的难点之一在于如何抗噪声和避免陷入局部最佳值问题。图 3-4 是实验中控制补偿器的两路电压分别从 2V~6V 遍历而测量到的二维控制搜索目标函数全局最大值的曲面图，可以清楚地看出搜索空间中除全局最大值

外，还存在许多局部极大值，另外存在较大的噪声。当模拟器的自由度控制增加时，DOP 地图的局部极值会相应增多。这需要控制算法具有以下特性：多维空间搜索能力，快速收敛能力，抗噪声能力，不会陷入局部极值的能力。

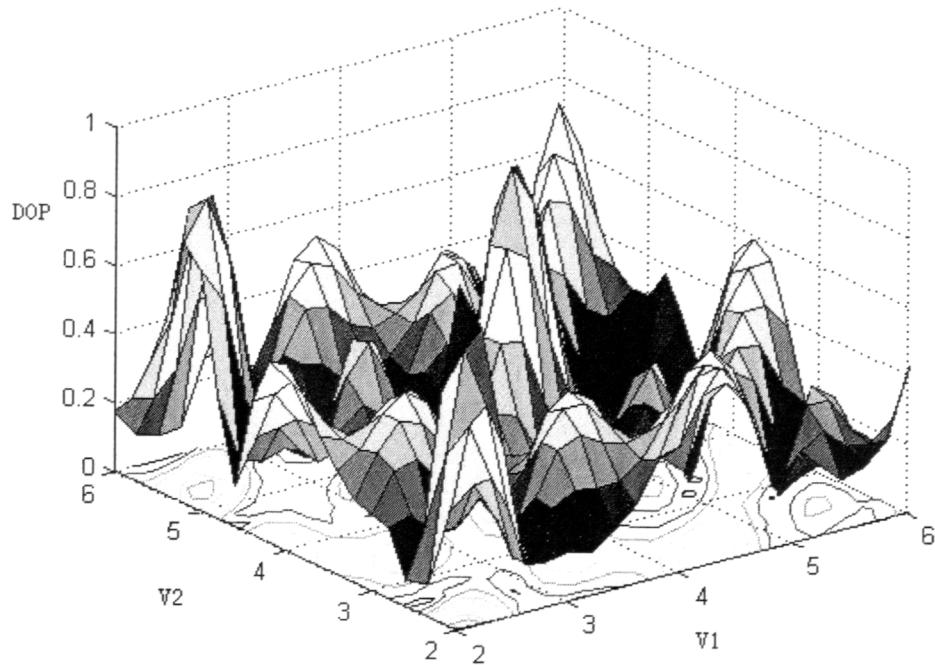


图3-4 控制两个电压变化二阶PMD补偿实验所得的DOP地图

图 3-5 为控制两个电压变化二阶 PMD 补偿实验所得 DOP 等高线分布图。从图上面可以看出电压坐标数据网格内 DOP 的分布情况。

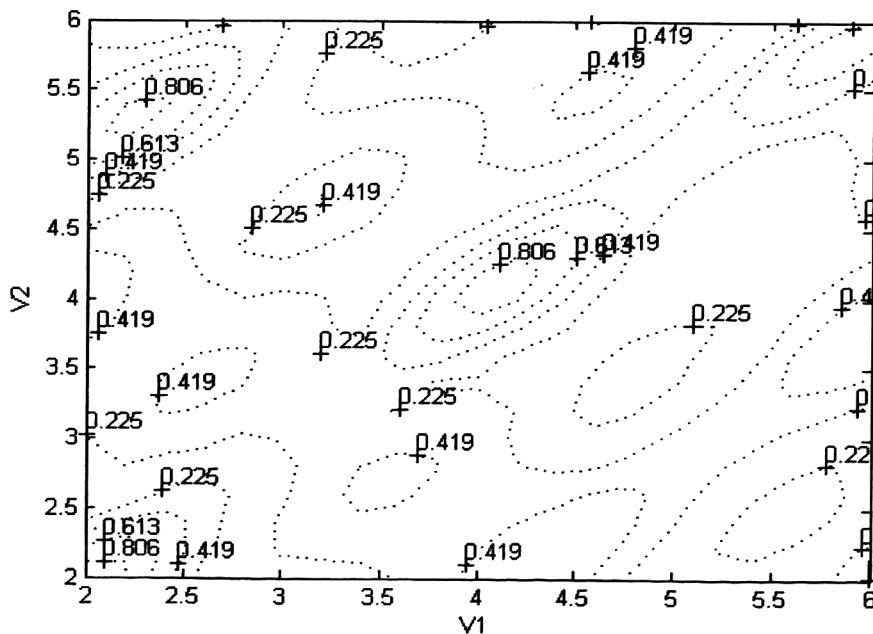


图3-5 控制两个电压变化二阶PMD补偿实验所得DOP等高线分布图
实验中通过在线的偏振仪监测信号的 DOP，反馈给控制模块，反馈控制算

法根据得到的 DOP 值调整电控的 PC，并改变时延线的数值，从而达到补偿光路中偏振模色散（PMD）的目的。在 -40~75ps 范围内遍历时延线，我们得到 DOP 随 DGD 变化的实验曲线，而 DGD 则表征了偏振模色散（PMD）的大小，DOP 随 DGD 的增大而单调下降。

3.2 控制算法介绍

目前国内外报道的偏振模色散自动补偿所采用的算法有基于梯度的算法，其缺点主要表现在两个方面，其一：梯度搜索受系统噪声影响较大，某一点的突发噪声会造成梯度计算的错误，从而失去正确的梯度搜索方向；其二：梯度算法在多维搜索空间(控制自由度较多，>2)中容易陷入局部最大值，因而就不能找到全局最佳的补偿点。

粒子群优化算法(Particle Swarm Optimization(PSO))引入到偏振模色散的自适应补偿，取得了良好的效果，实验证明，PSO 算法具有很好的抗噪声能力，且能够有效避开局部最大值，找到全局最佳补偿点。

3.2.1 粒子群优化算法(Particle Swarm Optimization)介绍

PSO 算法是一种直接搜索算法，由 Kennedy 和 Eberhart 于 1995 年提出，最初的时候用于人工智能及神经网络领域。PSO 算法对静态、噪声、连续变化的多维全局最值搜索问题非常有效，同时它也适于处理多目标问题，这一点非常适合解决波分复用系统的 PMD 补偿问题。

PSO 模拟鸟群的捕食行为。设想这样一个场景：一群鸟在随机搜索食物。在这个区域里只有一块食物。所有的鸟都不知道食物在哪里。但是他们知道当前的位置离食物还有多远。那么找到食物的最优策略是什么呢？最简单有效的就是搜寻目前离食物最近的鸟的周围区域^[12]。

PSO 从这种模型中得到启示并用于解决优化问题。PSO 中，每个优化问题的解都是搜索空间中的一只鸟。我们称之为“粒子”。所有的粒子都有一个由被优化的函数决定的适应值，每个粒子还有一个速度决定他们的飞翔方向和距离。然后粒子们就追随当前的最优粒子在解空间中搜索^[12]。

PSO 初始化为一群随机粒子。然后通过迭代找到最优解。在每一次迭代中，粒子通过跟踪两个“极值”来更新自己。第一个就是粒子本身找到的最优解。这个解成为个体极值。另一个是整个种群目前找到的最优解。这个极值是全局极值，所对应的就是 GPSO 算法，另外也可以不用整个种群而只是用其中部分粒子作为邻居，那么在所有邻居中的极值就是局部极值，所对应的就是 LPSO 算法。

对于 GPSO 和 LPSO，前者速度快，不过有时会陷入局部最优，后者收敛速度慢一些，不过很难陷入局部最优。

3.2.2 PSO 算法的原理

PSO 算法涉及到描述多维空间中个体的社会行为，每个个体(particle)都可以看成所有搜索维数的空间交汇点。在每次循环中，个体根据目标来更新自己的位置，邻居个体之间相互分享最好位置的信息，如果任何一个个体的位置离目标位置足够近，或者说他们之间的距离小于规定的误差，就认为算法已经找到了最佳值。

PSO 算法定义每个个体都可能是多维空间搜索问题的一个解，D 维搜索空间中个体 i 的位置矢量可以表示为 $X_i = (x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD})$ ，个体 i 对自己以前的最好位置矢量 $P_i = (P_{i1}, P_{i2}, \dots, P_{iD})$ 也有记忆，个体 i 的速度矢量可以表示 $V_i = (V_{i1}, V_{i2}, \dots, V_{iD})$ 。在每一次循环中，在该个体的邻近个体组(个体 i 与它周围一定数量的其他个体构成一个邻近个体组)中，与目标最近的个体位置矢量用 P_g 表示，把 P_g 矢量与当前个体的 P_i 矢量结合起来，对个体的速度矢量进行调节，然后用这个速度矢量来计算个体新的位置矢量。在速度矢量的调节中，受自己以前最好位置矢量(P_i)影响的部分被称作是个体认知部分，受邻近个体最好位置(P_{gd})影响的部分被称作群体学习部分。PSO 算法的基本步骤为：

- (1) 在 D 维搜索空间中初始化所有个体的位置和速度，
- (2) 求得 D 维变量下的目标函数值，
- (3) 每个个体的目标函数值同自己以前的最佳进行比较，优则替换，并记住最佳时的位置，否则保持不变，
- (4) 邻近个体组内的最佳目标函数值比较，如果组内某一个个体的目标函数值优于当前的最佳，则替换之，并记住最好个体的序号和位置，否则不变，
- (5) 更新速度和位置，进入下一次循环，直至满足终止条件。

PSO 算法中，收敛速度的快慢和是否能够找到全局最值，是应用于 PMD 自适应补偿系统的关键问题，因此有必要对算法中速度的更新方式和邻近个体组中个体之间的拓扑结构进行讨论。

3.2.3 PSO 算法中速度更新的方式

方式 1：

早期的 PSO 算法中，速度和位置更新的公式为

$$v_{id} = v_{id} + \phi_1 * rand() * (P_{id} - x_{id}) + \phi_2 * rand() * (P_{gd} - x_{id}) \quad (3-3)$$

$$x_{id} = x_{id} + v_{id}$$

其中，常数 ϕ_1 和 ϕ_2 分别称为个体认知速率和群体学习速率，决定了个体认知和群体学习对速度影响的比重。设定速度的最大值为 V_{max} ，用以限制个体的速度不至于太大。

方式2：

方式1的更新表达式在很广的范围内有效，但是局部搜索的精度不够。改进方法之一是引入权重因子 ω ，作用是动态调整速度，让PSO算法从全局搜索逐渐进入局部搜索，速度更新的表达式为

$$v_{id} = \omega v_{id} + \phi_1 * rand() * (P_{id} - x_{id}) + \phi_2 * rand() * (P_{gd} - x_{id}) \quad (3-4)$$

权重因子对PSO收敛性能有很大影响，它的大小决定了算法的全局和局部搜索性能，大的权重因子有利于全局搜索，但是局部搜索的精度不够，小的权重因子可以提高搜索的精度，但搜索的范围小。比较合理的权重因子口是要兼顾算法的全局搜索范围和局部搜索精度，这样既能找到全局最值，又能减少运算的次数。通常的做法是：初始时将权重因子设为较大的值，这样算法可以在较大的范围内搜索，然后将权重因子逐渐减小以获得更精确的解，这相当于使用随时间递减的权重因子。

方式3：

近来，有报道在PSO算法中引入限制因子K，通过限制速度来提高性能。将限制因子K和对速度的限制 V_{max} 结合，可大大提高PSO的性能。K的表达式为 $K = 2 \cdot \left| 2 - \phi - \sqrt{\phi^2 - 4\phi} \right|^{-1}$ ，其中 $\phi = \phi_1 + \phi_2$ ， $\phi > 4$ 这样PSO的速度更新表达式为^[12]

$$v_{id} = k(v_{id} + \phi_1 * rand() * (P_{id} - x_{id}) + \phi_2 * rand() * (P_{gd} - x_{id})) \quad (3-5)$$

还有一些其他的更新方式将上面三种基本的方式改进，融合，在此不再赘述。

3.2.4 PSO 算法中邻近个体组的拓扑结构

PSO算法初始化时，所有个体均匀分布于D维搜索空间，增加找到全局最值的概率，另外一种增加这种概率的措施是为邻近个体组选择一定的拓扑结构。这是一个很复杂的问题，特别是当个体数量较多的时候，这里只进行初步的讨论。

首先介绍一下PSO算法基本步骤(4)中的两名词，局部邻居(local neighbor)和全局邻居(global neighbor)。全局邻居指某个特定个体把剩余所有的个体作为自己的邻居，例如共有20个个体，全局邻居指每个个体以其他19个个体为自己的邻居，显然这种全局邻居的拓扑结构只有一种。而局部邻居指某个特定个体只取剩余个体中的下部分作为自己的邻居，这种邻居结构的拓扑结构将有很多种。

从性能上来讲，全局邻居的结构下算法收敛的速度快，但是这种结构一开始

就把某一个个体下的目标函数值定为最佳，这显然是不科学的，因为开始的这个值很有可能是局部的最佳，而不是全局最佳，因此容易陷入局部极值，特别是对于有多个极值的函数，因此它适合于极值较少的情况。局部邻居结构则与之相反，虽然收敛的速度比全局邻居慢，但是搜索到全局极值的成功率要高，因为在这种结构下，每一个邻近个体组都有自己的一个最佳，通过个体组与个体组之间的联系使得这些最佳值能够实时比较以获得整个个体中的最佳，避免了全局邻居结构的不合理性。综合这两种结构的优势，指出利用两者的结合来提高收敛速度和搜索到全局最值的成功率，具体做法是：初始阶段，个体的邻居是它本身，随着循环次数的增加，邻居数量逐渐增加直到包括所有的个体。

既然局部邻居有自己的优势，接下来的问题是局部邻居的结构和数量究竟应该如何确定，文^[12]研究了各种局部邻居的结构下 PSO 算法的性能。评价标准主要有两个：一是经过一定数目的循环后得到的目标函数最佳值与实际最佳值的差别，差别越小，性能越高；二是满足终止条件需要的循环次数，多次计算还可以计算出该结构的成功率。试验目标选经典的六个函数^[12]，算法中的参数为：个体总数是 20，邻居个体的数量为 k ，20 次计算。其中 $\varphi = 2.01$ ， $\chi = 0.729844$ ， $U(0,1)$ 是在 $(0, 1)$ 之间均匀分布的随机数。文章^[12]中计算了 1343 种 neighbor 的结构，经过比较后得到下面的结论：

- (1) 成功率排在前 20 名的结构中，有 16 名的 $k=5$ ，3 名 $k=10$ ，两名 $k=4$ ；
- (2) 1000 次循环后，性能最好的前 20 名的结构中，有 12 名的 $k=5$ ；
- (3) 到达终止条件所需次数最少的前 20 名中，有 19 名 $k=10$ ，一名 $k=19$ 。

从上面的结果看，如果要求保证成功率或者性能的话， $k=5$ 是很好的选择，如果要求收敛速度的话， $k=10$ 比较合适。下面给出性能排在前面的几种结构，以便改进算法所用。

成功率达到百分之百的三种结构的拓扑图如图3-6(a)所示：

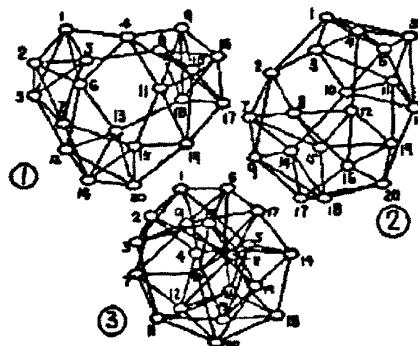


图3-6(a) 成功率达100%的结构

三种结构的邻居关系可用下面三个表格表示：

表3-1(a) 结构1的邻居关系

个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居
1	2,3,4,5,6	6	1,2,4,12,13	11	4,9,15,16,19	16	8,9,11,17,18
2	1,3,5,6,7	7	2,3,5,14,15	12	5,6,13,14,20	17	8,10,16,18,19
3	1,2,5,7,8	8	3,10,16,17,18	13	6,12,14,18,20	18	8,9,13,16,17
4	1,6,9,10,11	9	4,10,11,16,18	14	7,12,13,15,20	19	10,11,15,17,20
5	1,2,3,7,12	10	4,8,9,17,19	15	7,11,14,19,20	20	12,13,14,15,19

表3-1(b) 结构2的邻居关系

个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居
1	2,3,4,5,6	6	1,4,5,10,13	11	3,5,10,13,19	16	8,12,17,19,20
2	1,3,7,8,9	7	2,8,9,14,15	12	4,8,15,16,19	17	9,14,16,18,20
3	1,2,4,10,11	8	2,7,12,15,16	13	5,6,10,11,20	18	9,14,15,17,20
4	1,3,5,6,12	9	2,7,14,17,18	14	7,9,10,17,18	19	11,12,15,16,20
5	1,4,6,11,13	10	3,6,11,13,14	15	7,8,12,18,19	20	13,16,17,18,19

表3-1(c) 结构3的邻居关系

个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居
1	2,3,4,5,6	6	1,9,10,16,17	11	3,7,13,16,20	16	5,6,11,12,18
2	1,3,4,7,8	7	2,9,11,12,15	12	4,7,8,16,20	17	6,8,9,14,15
3	1,2,9,10,11	8	2,10,12,17,18	13	4,5,11,18,19	18	8,13,14,16,20
4	1,2,12,13,14	9	3,6,7,17,19	14	4,5,17,18,19	19	9,10,13,14,20
5	1,13,14,15,16	10	3,6,8,15,19	15	5,7,10,17,20	20	11,12,15,18,19

按照成功率和性能划分，排在前面的两种结构，其拓扑图如 3-6(b)所示

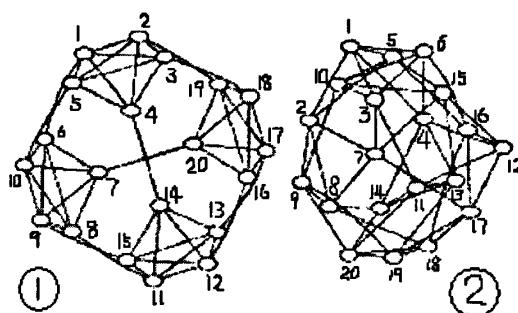


图3-6(b)成功率和性能排在前面的结构

这两种结构的邻居关系如表 3-2 所示

表 3-2(a) 结构 1 的邻居关系

个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居
1	2,3,4,5,6	6	1,7,8,9,10	11	8,12,13,14,15	16	12,17,18,19,20
2	1,3,4,5,19	7	6,8,9,10,20	12	11,13,14,15,16	17	13,16,18,19,20
3	1,2,4,5,18	8	6,7,9,10,11	13	11,12,14,15,17	18	3,16,17,19,20
4	1,2,3,5,14	9	6,7,8,10,15	14	4,11,12,13,15	19	2,16,17,18,20
5	1,2,3,4,10	10	5,6,7,8,9	15	9,11,12,13,14	20	7,16,17,18,19

表 3-2(b) 结构 2 的邻居关系

个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居
1	2,3,4,5,6	6	1,3,4,10,16	11	3,12,13,14,20	16	5,6,12,17,18
2	1,5,7,8,9	7	2,3,8,15,17	12	4,11,15,16,17	17	7,12,16,18,19
3	1,6,7,10,11	8	2,7,9,14,18	13	4,11,14,15,19	18	7,12,16,18,19
4	1,6,12,13,14	9	2,8,10,19,20	14	4,8,11,13,20	19	9,13,17,18,20
5	1,2,10,15,16	10	3,5,6,9,15	15	5,7,10,12,13	20	9,11,14,18,19

1000 次运算以后性能排在前面的两种结构，其拓扑图如 3-6(c) 所示

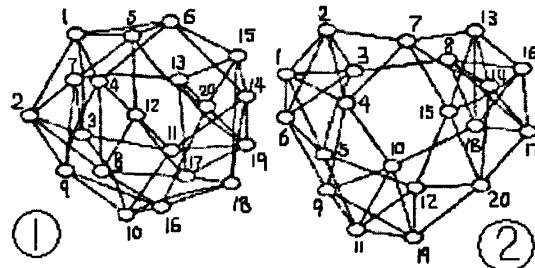


图 3-6(c) 1000 次运算以后性能排在前四的两种结构

这两种结构的邻居关系如表 3-3 所示

表 3-3(a) 结构 1 的邻居关系

个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居
1	2,3,4,5,6	6	1,4,5,14,15	11	3,10,12,14,19	16	8,9,10,18,20
2	1,3,7,8,9	7	2,3,5,9,13	12	4,5,8,11,17	17	8,12,13,18,19
3	1,2,7,10,11	8	2,4,12,16,17	13	7,15,17,19,20	18	10,14,15,16,17
4	1,6,8,9,12	9	2,4,7,10,16	14	6,11,15,18,19	19	11,13,14,17,20
5	1,6,7,12,20	10	3,9,11,16,18	15	6,13,14,18,20	20	5,13,15,16,19

表 3-3(b) 结构 2 的邻居关系

个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居	个体	邻居
1	2,3,4,5,6	6	1,2,3,5,9	11	5,9,10,12,19	16	8,13,15,17,18
2	1,3,4,6,7	7	2,4,13,14,15	12	5,11,15,19,20	17	8,14,16,18,20
3	1,2,5,6,8	8	3,14,16,17,18	13	7,14,15,16,18	18	8,10,13,16,17
4	1,2,7,9,10	9	4,6,10,11,19	14	7,8,13,17,20	19	9,10,11,12,20
5	1,3,6,11,12	10	4,9,11,18,19	15	7,12,13,16,20	20	12,14,15,17,19

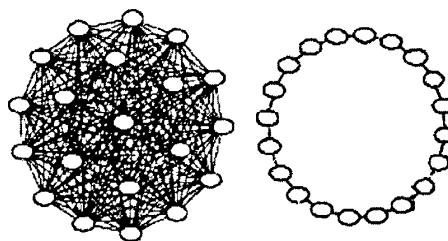


图3-6(d)两种特殊的结构

最后我们看一下两个特殊的邻居结构,一是全局邻居结构,二是环形格结构,拓扑图如3-6(d)所示,其中图3-6(d)中的左边是全局邻居结构,右边是环形格结构,这是一种最简单的局部邻居结构。这两种结构的邻居关系非常简单,此处不再列出。

3.3 CLPSO 和 AH-CLPSO 算法的原理

最近几年出现了很多改进型的PSO算法,比如UPSO,FDR-PSO,CPSO-H,等等。本论文要研究的就是两种改进型的PSO算法,即clpsو和AH-clpsو算法^{[13] [14]}。下面就介绍一下这两种算法的原理。

一、CLPSO算法的原理^{[13] [14]}

全面学习的粒子群优化算法(Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer,CLPSO)^{[13] [14]}是在原始的全局粒子群优化算法(GPSO)的基础上作一些改进而形成的。虽然CLPSO算法较PSO算法有一些明显的额外的优点,然而CLPSO是很简单的。CLPSO算法与PSO算法唯一的不同点是速度的迭代公式不同。CLPSO算法的速度迭代公式是:

$$v_{id} = \omega * v_{id} + c_1 * rand_{id} * (pbest_{f_i(d)}^d - x_{id}) \quad (3-6)$$

$f_i = [f_i(1), f_i(2), \dots, f_i(D)]$ 决定了第*i*个粒子要向哪个粒子学习。 $pbest_{f_i(d)}^d$ 可以是任何一个粒子的pbest相应维数坐标,具体是哪个粒子又要取决于PC(PC为一个N维矢量,N为粒子数)。先为第*i*个粒子的每一维产生一个随机数并与PC(*i*)比较,若其大于PC(*i*),则此维向自己学习,否则向其他粒子学习。当为第*i*个粒子的某一维选定模范粒子时,先从另外的N-1个粒子中任意选取两个,然后比较这两个粒子的适应函数值,函数值较好的粒子作为模范粒子。如果一个粒子的所有维数的模范粒子都是粒子本身,那么至少选一维学习别人。如果一个粒子连续m带无改进,就要重选模范粒子。

CLPSO算法的流程如下:

- 1) 初始化所有粒子的位置和速度,计算粒子的适应函数值。设置最优粒子

位 $pbest$,定义 $pc(i)$, 并且为每个粒子选取模范粒子。

- 2) 对于每个粒子, 迭代更新他们的位置和速度。如果第*i*个粒子找到更优位置 ,更新 $pbest(i)$ 。
- 3) 如果某个粒子连续m代没有找到更优位置, 就要为这个粒子重新选择模范粒子。
- 4) 如果停止条件不被满足, 转向第二步。

二. AH-CLPSO算法的原理^[14]

基于历史的自适应全面学习粒子群优化算法 (Adaptive Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer with History Learning, AH-CLPSO)^[14] 在全面学习的粒子群优化算法 (CLPSO) 的基础上在速度迭代方程中又加入了一个 Δ_i , $\Delta_i = pbest_{id}^t - pbest_{id}^{t-T}$ 。在原始的PSO算法和CLPSO算法中不包含历史信息, 而AH-CLPSO算法中的速度迭代方程加入的 $\Delta_i = pbest_{id}^t - pbest_{id}^{t-T}$ 代表的是过了T代第*i*个粒子位置的改变方向。所以沿着这个方向运动更有利于找到最优值。

$$v_{id} = \omega * v_{id} + c_1 * rand_{id} * (pbest_{f_i(d)}^d - x_{id}) + c_2 * \Delta_i \quad (3-7)$$

AH-CLPSO算法和CLPSO算法除了速度迭代方程不同外, 还有一点不同的是PC的产生方式。AH-CLPSO算法中, 先随机产生一个[0, 1]区间内的随机数, 定义为 \overline{PC} 。然后产生一组随即数, 这组数的平均值为 \overline{PC} , 标准差为0.1, 个数为N (N为粒子数)。每T代, 计算 $f(pbest_i^{t-T}) - f(pbest_i^t)$, 判断哪个粒取最大改进, 取这个粒子的 $pc(i)$ 为 \overline{PC} , 然后以相同方法产生PC, 即PC被更新了。

AH-CLPSO算法的流程如下:

- 1) 初始化所有粒子的位置和速度, 计算粒子的适应函数值。设置最优粒子位置 $pbest=X$ 。将 $pbest$ 写入 $pbest-hist$ 。根据预先定义的 \overline{PC} 产生 $pc(i)$, 并且为每个粒子选取模范粒子。
- 2) 对于每个粒子, 迭代更新他们的位置和速度。如果第*i*个粒子找到更优位置 , 更新 $pbest(i)$.将每代 $pbest$ 写入 $pbest-hist$, 并且将距现在T代以前的 $pbest$ 从 $pbest-hist$ 中去除。
- 3) 如果某个粒子连续m代没有找到更优位置, 就要为这个粒子重新选择模范粒子。
- 4) 每T代, 检查每个粒子的改进情况, 谁的改进最大, 将其 $pc(i)$ 定义为新的 mpc ,并产生 $pc(i)$ 。
- 5) 如果停止条件不被满足, 转向第二步。

3.4 GPSO 与 CLPSO 和 AH-CLPSO 算法比较

为了说明 GPSO(Global Particle Swarm Optimizer), CLPSO(Comprehensive

Learning Particle Swarm Optimizer) 和 AH-CLPSO(Adaptive Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer with History Learning)三种算法有何不同, 我们取两个函数进行比较。

一. 局部极值较少的函数 $f_1 = (y - x^2)^2 + (x - 1)^2$ 比较:

函数的三维图形如图 3-7 所示, 函数的极值情况为: 全局最小值 $f_1(1, 1) = 0$, 局部极小值为 $f_1(1.22, 1.5)=0.06$, $f_1(0.707, 0.5)=0.086$, $f_1(1.5, 2.25)=0.25$ 等等。

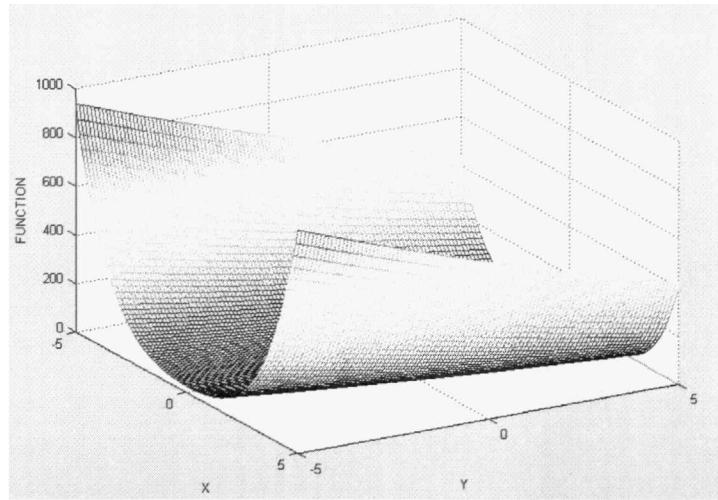


图3-7 函数 $f_1 = (y - x^2)^2 + (x - 1)^2$ 图像

用GPSO, CLPSO和AH-CLPSO三种算法搜索此函数最小值, 迭代步数为50步, 程序运行50次。参数设定如下:

表3-2(a) GPSO的参数设定

GPSO	
学习因子 1	c1=1.4962
学习因子 2	c2=1.4962
惯性权重	w=0.7298
最大迭代次数	T=50
搜索空间维数	D=2
初始化群体个体数目	N=40

表3-2(b) CLPSO的参数设定

CLPSO	
学习因子	c1=1
惯性权重	w=0.7298
设置最大迭代次数	T=50
搜索空间维数	D=2
粒子数目	N=40
设置检验改进的代数	m=7
设置 pc 平均值	mpc=1/D
设置 pc 值	pc=mpc+0.1*randn(N,1)

表3-2(c) AH-CLPSO的参数设定

AH-CLPSO	
学习因子	c1=1
历史因子	c2=0.2
惯性权重	W=0.7298
设置周期	T=10
循环系数	C=4
搜索空间维数	D=2
粒子数目	N=40
设置检验改进的代数	m=4
设置 pc 平均值	mpc=1/D
设置 pc 值	pc=mpc+0.1*randn(N,1)

找到的函数最值与迭代次数关系如图3-8示：

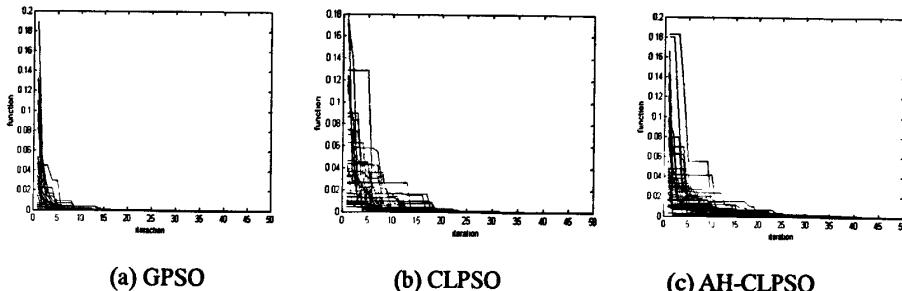


图3-8 算法搜索得到的最小值与迭代次数关系图

找到的函数最值与迭代次数关系（放大版）如图3-9示：

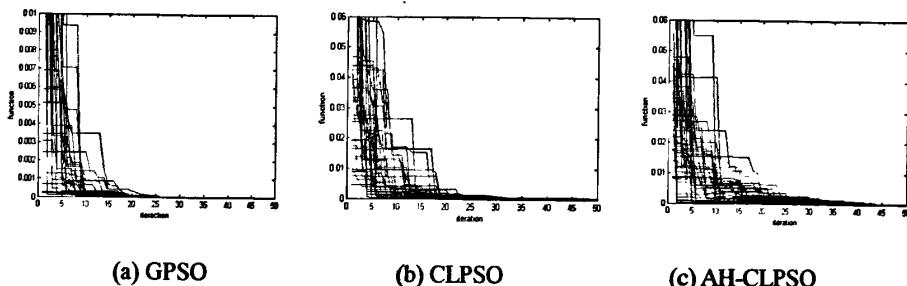


图3-9 算法搜索得到的最小值与迭代次数关系图（放大版）

从图3-8, 3-9可以得出以下结论：三种算法收敛速度由快到慢为GPSO, CLPSO, AH-CLPSO。GPSO算法最快，AH-CLPSO算法最慢。三种算法都没有陷入局部极值，在50步内都可以搜索到较高精度结果。

现在我们用柱状图来比较上述三种算法的优劣。首先设定一个门限值 $f_0=0.01$ ，将搜索程序运行50次，每次最大迭代步数为50步，当迭代到某一步时，若函数值小于门限值，则迭代终止，此次搜索结束，记录下此次搜索所用的迭代

步数。最终以迭代步数为横坐标，以相应迭代步数时恰好达到门限值的搜索次数为纵坐标做柱状图，如图3-10所示：

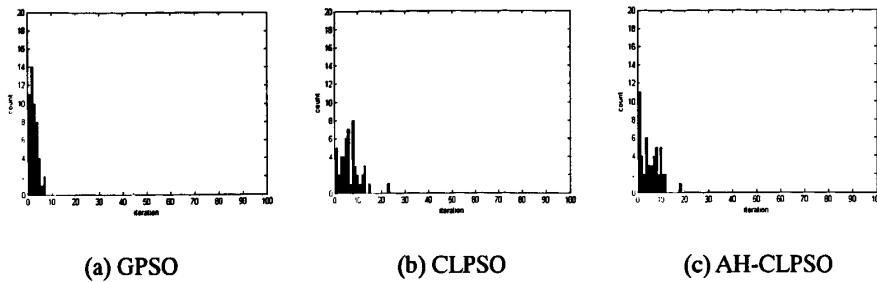


图3-10 搜索次数与迭代次数关系图

从图3-10可以看出：GPSO在10步以内全部达到门限值，CLPSO在25步以内全部达到门限值，AH-CLPSO在20步以内全部达到门限值，效率高低序为GPSO，AH-CLPSO，CLPSO。从柱状图上看出的收敛速度由高到低为：GPSO，AH-CLPSO，CLPSO。

先画出函数的等高线，然后将运行程序后的最优粒子轨迹画在函数等高线上，即函数等高线上找到最优位置的粒子的轨迹如图3-11示（红色为起点，蓝色为终点）：

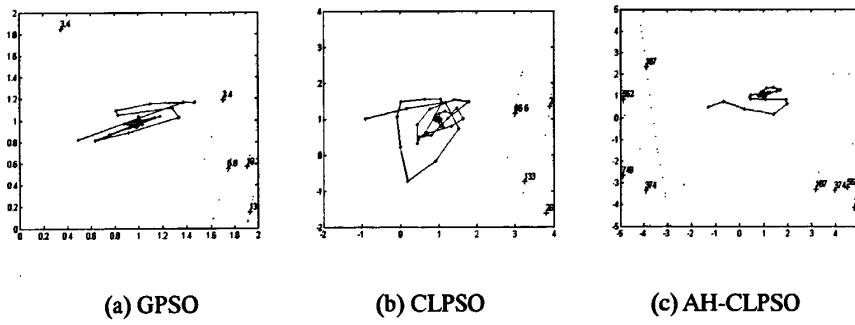
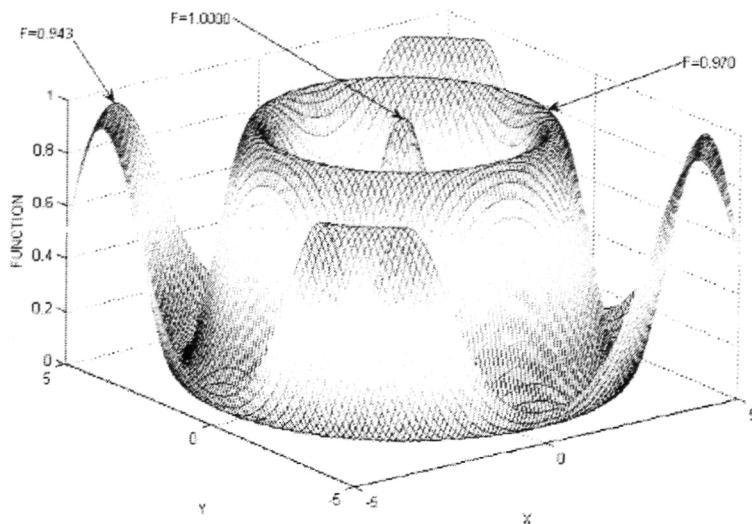


图3-11 函数等高线上找到最优位置的粒子的轨迹

从图3-11可以看出：最优粒子走过的轨迹逐步走到最优点附近，其中有很多曲折，粒子先趋近最优点，然后在最优点附近徘徊最终走到最优点。其中AH-CLPSO的效率最高。

二. 局部极值较多的函数 $f_2 = 0.5 - \frac{\sin^2(\sqrt{x^2 + y^2}) - 0.5}{(1 + 0.01 * \sqrt{x^2 + y^2})^2}$ 比较：

函数的三维图形如图 3-12 所示，函数的极值情况为：全局最大值 $f_2(0, 0) = 1$ ，局部极小值为 $f_2(\sqrt{x^2 + y^2} = \pi) = 0.970$ ， $f_2(\sqrt{x^2 + y^2} = 2\pi) = 0.943$ 等等。



$$\text{图3-12 函数 } f_2 = 0.5 - \frac{\sin^2(\sqrt{x^2 + y^2}) - 0.5}{(1 + 0.01 * \sqrt{x^2 + y^2})^2} \text{ 图像}$$

用GPSO, CLPSO和AH-CLPSO三种算法搜索此函数最大值, 迭代步数为100步, 程序运行50次。参数设定如下:

表3-3(a) GPSO的参数设定

GPSO	
学习因子 1	c1=1.4962
学习因子 2	c2=1.4962
惯性权重	w=0.7298
最大迭代次数	T=100
搜索空间维数	D=2
初始化群体个体数目	N=40

表3-3(b) CLPSO的参数设定

CLPSO	
学习因子	c1=1
惯性权重	w=0.7298
设置最大迭代次数	T=100
搜索空间维数	D=2
粒子数目	N=40
设置检验改进的代数	m=7
设置 pc 平均值	mpc=1/D
设置 pc 值	pc=mpc+0.1*randn(N,1)

表3-3(c) AH-CLPSO的参数设定

AH-CLPSO	
学习因子	c1=1
历史因子	c2=0.2
惯性权重	W=0.7298
设置周期	T=10
循环系数	C=9
搜索空间维数	D=2
粒子数目	N=40
设置检验改进的代数	m=4
设置 pc 平均值	mpc=1/D
设置 pc 值	pc=mpc+0.1*randn(N,1)

找到的函数最值与迭代次数关系如图3-13示：

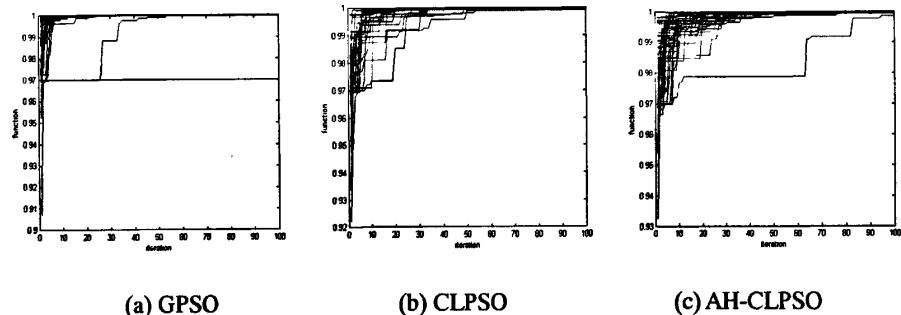


图3-13 算法搜索得到的最大值与迭代次数关系图

找到的函数最值与迭代次数关系（放大版）如图3-14示：

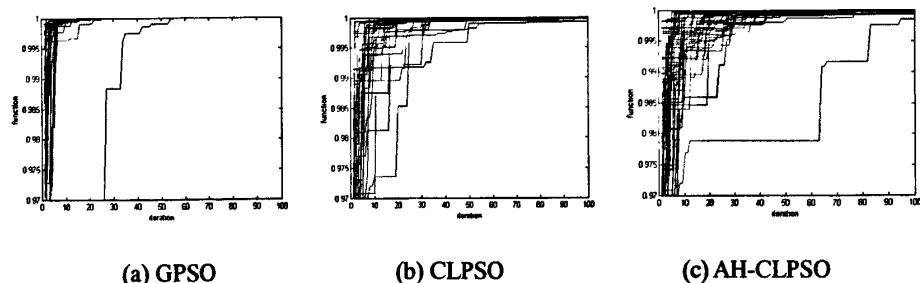


图3-14 算法搜索得到的最大值与迭代次数关系图（放大版）

从图3-13, 3-14可以得出以下结论：三种算法收敛速度由快到慢为GPSO, CLPSO, AH-CLPSO。GPSO算法最快，AH-CLPSO算法最慢。GPSO算法有几次陷入了局部极值0.97，其它两种算法都没有陷入局部极值。三种算法在50步内都可以搜索到较高精度结果。

我们用柱状图来比较上述三种算法的优劣。首先设定一个门限值 $f_0=0.99$,

将搜索程序运行50次，每次最大迭代步数为50步，当迭代到某一步时，若函数值大于门限值，则迭代终止，此次搜索结束，记录下此次搜索所用的迭代步数。最终以迭代步数为横坐标，以相应迭代步数时恰好达到门限值的搜索次数为纵坐标做柱状图，如图3-15所示：

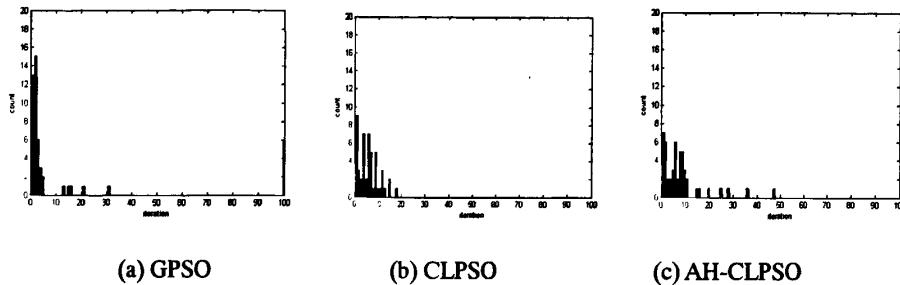


图3-15 搜索次数与迭代次数关系图

从图3-15可以看出：GPSO在30步以内24次达到门限值，有6次陷入局部极值未能达到门限值；CLPSO在20步以内全部达到门限值，AH-CLPSO在50步以内全部达到门限值，效率高低序为CLPSO，GPSO，AH-CLPSO。从柱状图上看出的收敛速度由高到低为：CLPSO，GPSO，AH-CLPSO

先画出函数的等高线，然后将运行程序后的最优粒子轨迹画在函数等高线上，即函数等高线上找到最优位置的粒子的轨迹如图3-16示：

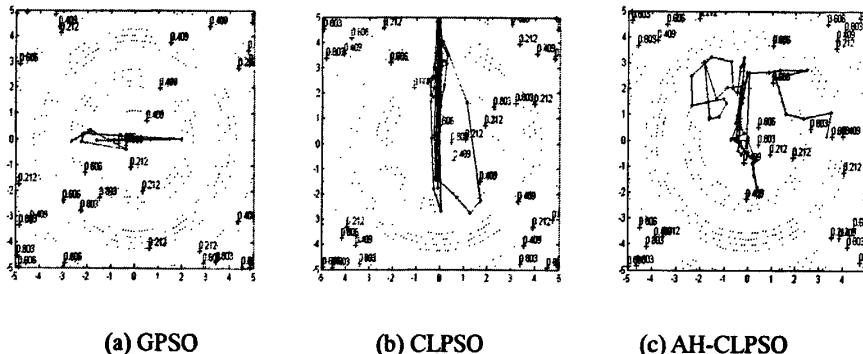


图3-16 函数等高线上找到最优位置的粒子的轨迹

从图3-16可以看出：最优粒子走过的轨迹逐步走到最优值附近，其中有很多曲折，粒子先趋近最优位置，然后在最优值附近徘徊最终走到最优位置。其中GPSO的效率最高。

3.5 总结

本章概括的介绍了偏振模补偿原理，并详细分析了已用的补偿算法（粒子群优化算法PSO）和课题中新研究的改进优化算法（全面学习的粒子群优化算法CLPSO和基于历史的全面学习型粒子群优化算法AH-CLPSO），最后通过对两个典型函数进行试验对这些算法得出的数据进行了比较。

由上节比较可知，从收敛速度上说CLPSO和AH-CLPSO算法比GPSO算法没有明显的改善，甚至要慢于GPSO算法，但是在搜索多极值函数时，GPSO算法有时会陷入局部极值，而CLPSO和AH-CLPSO算法却不会。综合收敛速度和是否陷入局部极值这两项指标来衡量可知：CLPSO和AH-CLPSO更适合解多极值问题。

在PMD自适应补偿系统中，要搜索的DOP曲面有多个极值，所以应该采用CLPSO和AH-CLPSO算法。再比较一下CLPSO和AH-CLPSO算法，我们发现CLPSO较AH-CLPSO为好，CLPSO有较快的收敛速度而且陷入局部极值的几率极小。

然而，由于CLPSO和AH-CLPSO的程序运行时间较长，尤其是AH-CLPSO，其程序较复杂，运行很慢，所以用于PMD自适应补偿系统中还是有缺陷的，这也是美中不足之处。

第四章 改进 PSO 算法处理 DOP 实验数据

上一章我们用全面学习的粒子群优化算法（CLPSO）^[13]^[14]和基于历史的自适应全面学习粒子群优化算法（AH-CLPSO）^[14]搜索了已知函数，并用各种图形比较了改进型PSO算法与原始PSO算法的优劣。本章我们将用CLPSO和AH-CLPSO算法处理一组二阶PMD补偿实验（两个电压变化）所得的DOP实验数据，看能否找到DOP最大值，并且做出相应的图形比较，从而评测这两种算法的性能。（数据在附录中）

4.1 用 CLPSO 和 AH-CLPSO 处理 DOP 实验数据

第三章已介绍过二阶偏振模色散补偿实验的原理，这里不再赘述。我们仅将实验控制两个电压变化所得的DOP表面图（图4-1）和等高线图（图4-2）放在这里。图4-1是实验中控制补偿器的两路电压分别从2V~6V遍历而测量到的二维控制搜索目标函数全局最大值的曲面图，可以清楚地看出搜索空间中除全局最大值外，还存在许多局部极大值，另外存在较大的噪声。其中全局最大值的位置大约在（4,4）附近。

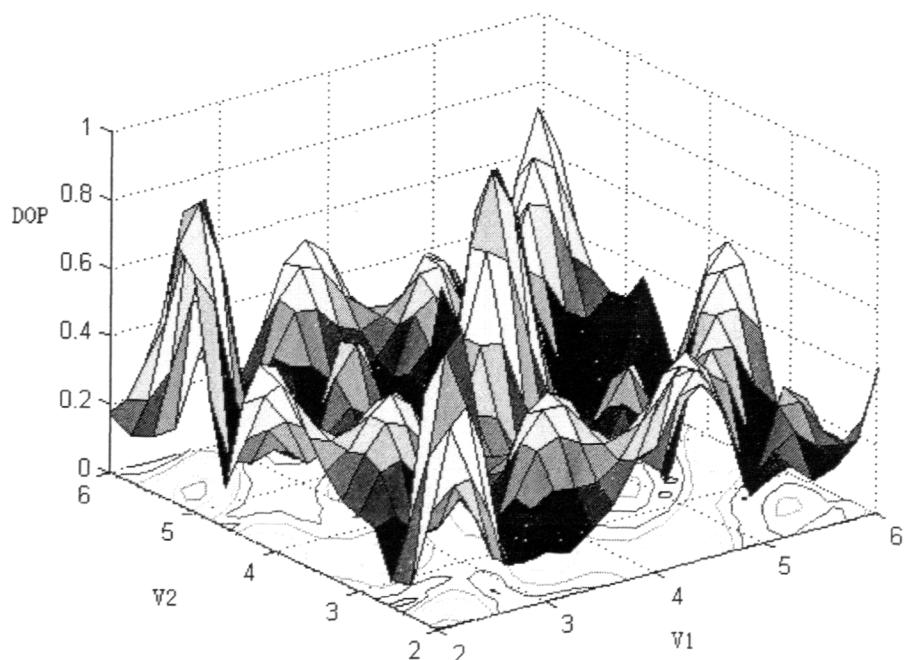


图4-1 控制两个电压变化二阶PMD补偿实验所得的DOP地图

图4-2为控制两个电压变化二阶PMD补偿实验所得DOP等高线分布图。从图上面可以看出电压坐标数据网格内DOP的分布情况。

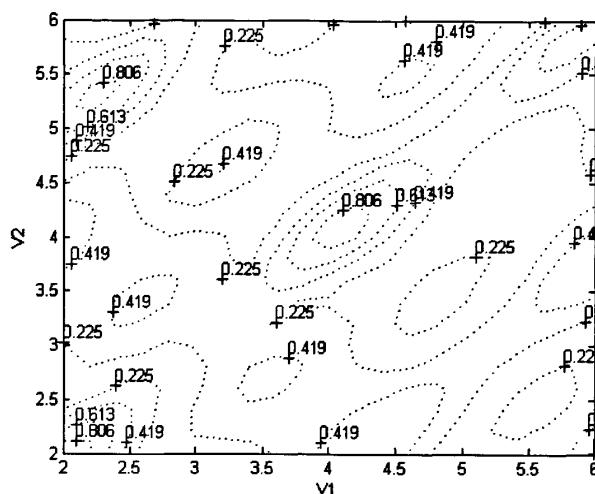


图4-2 控制两个电压变化二阶PMD补偿实验所得DOP等高线分布图

用CLPSO和AH-CLPSO两种算法搜索数据中DOP最大值，最大迭代步数为50步，程序运行50次。参数设定如下：

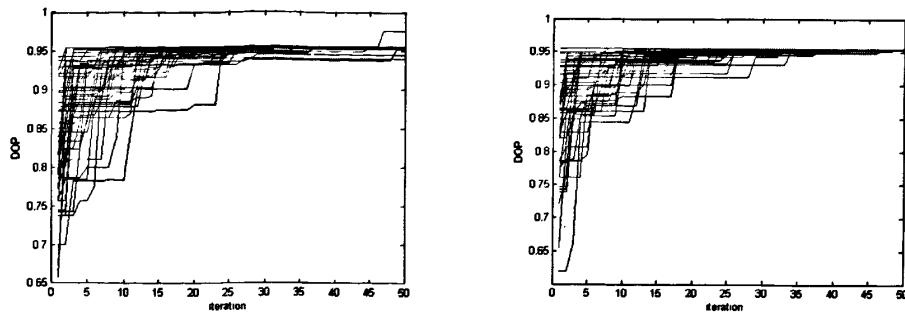
CLPSO:

c1=1; (学习因子)	w=0.7298-(0.7298-0.1)*t/T; (惯性权重)
T=100; (设置最大迭代次数)	D=2; (搜索空间维数)
N=40; (粒子数目)	m=7; (设置检验改进的代数)
mpc=1/D; (设置 pc 平均值)	pc=mpc+0.1*randn(N,1); (设置 pc 值)

AH-CLPSO:

c1=1; (学习因子)	w=0.7298-(0.7298-0.1)*t/T; (惯性权重)
c2=0.2; (历史因子)	T=10; (设置周期)
C=9; (循环系数)	D=2; (搜索空间维数)
N=40; (粒子数目)	m=4; (设置检验改进的代数)
mpc=1/D; (设置pc平均值)	pc=mpc+0.1*randn(N,1); (设置pc值)

找到的DOP最大值与迭代次数关系如图4-3示：

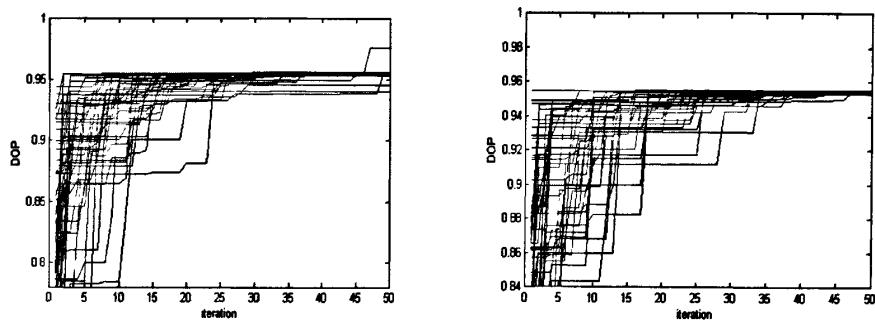


(a) CLPSO

(b) AH-CLPSC

图4-3 算法搜索得到的DOP最大值与迭代次数关系图

找到的DOP最大值与迭代次数关系（放大版）如图4-4示：



(a) CLPSO

(b) AH-CLPSO

图4-4 算法搜索得到的DOP最大值与迭代次数关系图(放大版)

这50次搜索到DOP最大值的平均值和找到的最优位置的平均值如表4-1示：

表4-1 50次搜索到DOP最大值的平均值和找到的最优位置的平均值

	搜索到DOP最大值的平均值	最优位置的平均值
CLPSO	0.955491127662311	(4.0748194348788374.071619650750580)
AH-CLPSO	0.955371584667320	(4.0636809632806574.065267732049760)

从表4-1可以看出两种算法搜索到的位置大致相同。结合图4-3, 4-4可以得出以下结论：两种算法收敛速度由快到慢为CLPSO, AH-CLPSO。两种算法都没有陷入局部极值。两种算法在50步内都可以搜索到较高精度结果。

我们用柱状图来比较上述两种算法的优劣。首先设定一个门限值 $f_0=0.9$ ，将搜索程序运行50次，每次最大迭代步数为50步，当迭代到某一步时，若DOP值大于门限值，则迭代终止，此次搜索结束，记录下此次搜索所用的迭代步数。最终以迭代步数为横坐标，以相应迭代步数时恰好达到门限值的搜索次数为纵坐标做

柱状图，如图4-5所示：

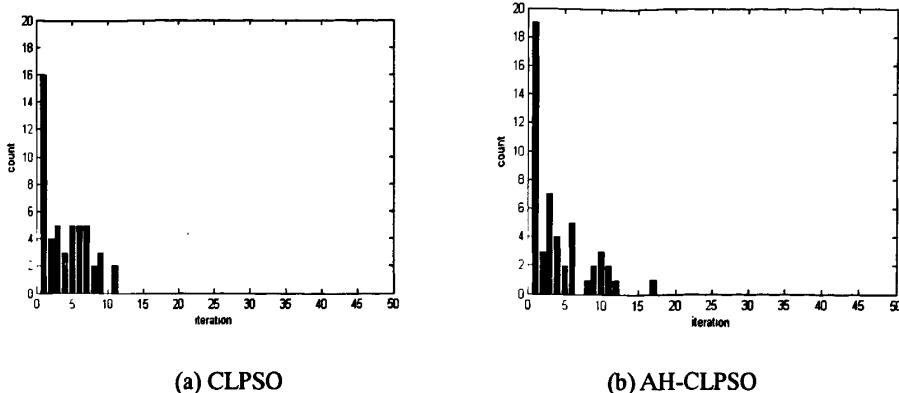


图4-5 搜索次数与迭代次数关系图

从图4-5可以看出：CLPSO在15步以内全部达到门限值，AH-CLPSO在20步以内全部达到门限值，效率高低序为CLPSO，AH-CLPSO。从柱状图上看出的收敛速度由高到低为：CLPSO，AH-CLPSO

先画出DOP的等高线，然后将运行程序后的最优粒子轨迹画在DOP等高线上，即DOP等高线上找到最优位置的粒子的轨迹如图4-6示：

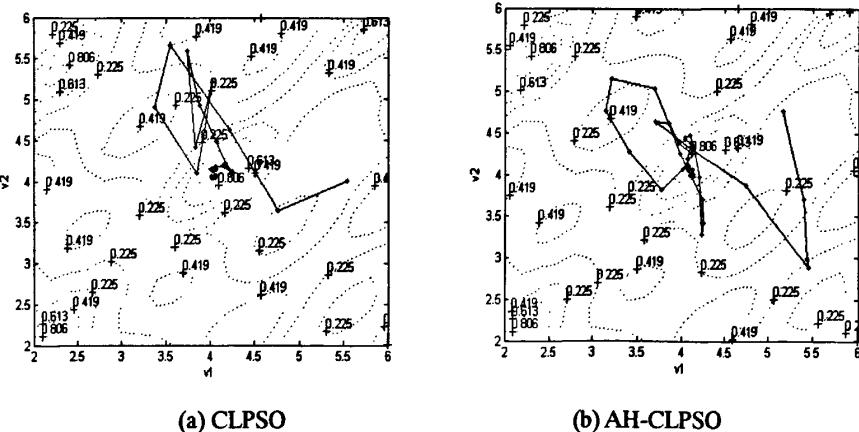


图4-6 DOP等高线上找到最优位置的粒子的轨迹

从图4-6可以看出：最优粒子走过的轨迹逐步走到最优值附近，其中有很多曲折，粒子先趋近最优位置，然后在最优值附近徘徊最终走到最优位置。其中CLPSO的效率较高。

从对DOP数据的处理可以看出，CLPSO和AH-CLPSO算法都能在较少的迭代步数内找到较高的DOP值，而且位置与DOP表面图相符。这两种算法既有较快的收敛速度，又不会陷入局部极值。由以上的比较可知，从收敛速度上说CLPSO比AH-CLPSO快，同时两种算法都不会陷入局部极值。综合收敛速度和是否陷入局部极值这两项指标来衡量可知：CLPSO更适合解决多极值问题。

4.2 本章小结

在PMD自适应补偿系统中，要搜索的DOP曲面有多个极值，可以采用CLPSO和AH-CLPSO算法。再比较一下CLPSO和AH-CLPSO算法，我们发现CLPSO较AH-CLPSO为好，CLPSO有较快的收敛速度而且陷入局部极值的几率极小。

然而，由于CLPSO和AH-CLPSO的程序运行时间较长，尤其是AH-CLPSO，其程序较复杂，运行很慢，所以用于PMD自适应补偿系统中还是有缺陷的，有待改善，因此我们选择了对CLPSO进行进一步编程并和实验室PMD自适应补偿系统控制模块联合调试，将其应用到实验室的系统中。CLPSO在一般情况下的表现都要比标准的PSO优秀，能找到更好的补偿值，能较快的收敛。

参考文献

- [1]张晓光.光纤偏振模色散自适应补偿系统的研究. [学位论文]. 北京邮电大学: 2004年
- [2]Special issue on polarization-mode dispersion. *J. Lightwave Technol.* Vol. 22, No. 4. 2004:951-1201
- [3]C. D. Poole, R. E. Wagner. Phenomenological approach to polarization dispersion in long single-mode fibers. *Electron. Lett.* Vol.22, No.19 .1986:1029-1030
- [4] C. D. Poole and C. R. Giles. Polarization-dependent pulse compression and broadening due to polarization dispersion in dispersion-shifted fiber. *Opt. Lett.* Vol.13. 1988: 155-157
- [5]C. D. Poole, N. S. Bergano, R. W. Wagner, and H. J. Schulte. Polarization Dispersion and principal states in a 147-km undersea lightwave cable. *IEEE Lightwave Technol.* Vol. 6, 1988: 1185-1190
- [6]G. J. Foschini and C. D. Poole. Statistical theory of polarization dispersion in single mode fibers. *J. Lightwave Technol.* Vol.9, No. 11. 1991: 1439-1456
- [7]L. Gleeson, E. Sikora, and M. J. O'Mahoney. Experimental and numerical investigation into the penalties induced by second-order polarization mode dispersion at 10Gb/s. *Proc. of ECOC'97.* 1997: 15-18
- [8]H. Bülow. System outage probability due to first- and second-order PMD. *IEEE Photon. Technol. Lett.* Vol. 10. 1998: 696-698
- [9]G. J. Foschini, R. M. Jopson, L. E. Nelson, H. Kogelnik. The statistics of PMD-induced chromatic fiber dispersion. *J. Lightwave Technol.* Vol. 17, No. 9. 1999: 1560-1565
- [10]C. Francia, F. Bruyère, D. Penninckx, and M. Chbat. PMD Second-Order Effects on Pulse Propagation in Single-Mode Optical Fibers. *IEEE Photon. Technol. Lett.* Vol. 10, No.12. 1998: 1739-1741
- [11]H. Kogelnik and R. M. Jopson. Polarization-Mode Dispersion. in Optical Telecommunications IVB. I. P. Kaminow and T. Li, eds, Academic Press, San Diego. Chapter 15.2002
- [12]沈昱.光纤通信系统偏振模色散自适应补偿中的取样反馈控制系统.北京邮电大学: 2004年
- [13]J.J.Liang et al.Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer for Global Optimization of Multimodal Function.IEEE TRANSACTION ON

EVOLUTIONARY COMPUTATION .VOL. 10, NO.3.2006 :28

- [14] J.J.Liang et al. Adaptive Comprehensive Learning Particle Swarm Optimizer with History Learning. SEAL 2006.2006:213
- [15] 李炳宇 , 萧蕴诗.新的进化计算算法——粒子群优化算法.<<计算机科学>>. 2003年06期
- [16] J. F. Schutte and A. A. Groenwold, "Sizing design of truss structures using particle swarms," Struct. Multidisc. Optim., vol. 25, no. 4, pp.261–269, 2003.
- [17] C. A. C. Coello, G. T. Pulido, and M. S. Lechuga MS, "Handling multiple objectives with particle swarm optimization," IEEE Trans. Evol.Comput., vol. 8, no. 3, pp. 256–279, Jun. 2004.
- [18] L. Messerschmidt and A. P. Engelbrecht, "Learning to play games using a PSO-based competitive learning approach," IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 8, pp. 280–288, Jun. 2004.
- [19] M. P. Wachowiak, R. Smolikova, Y. F. Zheng, J. M. Zurada, and A. S.Elmaghhraby, "An approach to multimodal biomedical image registration utilizing particle swarm optimization," IEEE Trans. Evol. Comput, vol.8, pp. 289–301, Jun. 2004.
- [20] 朱奇光.基于PSO算法的自适应PMD补偿系统设计.<<仪器仪表学报 >>.2006 年z3期
- [21] Kennedy, J. and Eberhart, R. C. Particle swarm optimization. Proc. IEEE int conf. on neural networks IEEE service center, Piscataway, NJ. Vol. IV.1995:1942-1948
- [22] 张晓光, 席丽霞, 段高燕等.An Intelligent PSO-Based Control Algorithm for Adaptive Comprehensive Polarization Mode Dispersion in Optical Fiber Communication Systems
- [23] Y. Shi and R. C. Eberhart, "A modified particle swarm optimizer," in Proc. IEEE Congr. Evol. Comput., 1998, pp. 69–73.
- [24] "Particle swarm optimization with fuzzy Adaptive inertia weight," in Proc.Workshop Particle Swarm Optimization, Indianapolis, IN, 2001,pp. 101–106.
- [25] A. Ratnaweera, S. Halgamuge, and H. Watson, "Self-organizing hierarchical particle swarm optimizer with time varying accelerating coefficients,"IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 8, pp. 240–255, Jun. 2004.
- [26] H. Y. Fan and Y. Shi, "Study on Vmax of particle swarm optimization,"in Proc.Workshop Particle Swarm Optimization, Indianapolis, IN, 2001.

- [27] M. Clerc and J. Kennedy, "The particleswarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space," *IEEE Trans. Evol.Comput.*, vol. 6, no. 1, pp. 58–73, Feb. 2002.
- [28] J. Kennedy, "Small worlds and mega-minds: Effects of neighborhood topology on particle swarm performance," in *Proc. Congr. Evol. Comput.*, 1999, pp. 1931–1938.
- [29] J. Kennedy and R. Mendes, "Population structure and particle swarm performance," in *Proc. IEEE Congr. Evol. Comput.*, Honolulu, HI, 2002, pp. 1671–1676.
- [30] 吴延科,徐晨,李国.基于粒子群统计规律的PSO算法.郑州大学学报(理学版).2006年04期
- [31] 张晓光,郑远,沈昱等. Particle Swarm Optimization Used as a Control Algorithm for Adaptive PMD Compensation.IEEE PHOTONICS TECHNOLOGY LETTERS.VOL.17,NO.1.JANUARY ,2005
- [32] P. N. Suganthan, "Particle swarm optimizer with neighborhood operator," in *Proc. Congr. Evol. Comput.*, Washington, DC, 1999, pp. 1958–1962.
- [33] X. Hu and R. C. Eberhart, "Multiobjective optimization using dynamic neighborhood particle swarm optimization," in *Proc. Congr. Evol. Comput.*, Honolulu, HI, 2002, pp. 1677–1681.
- [34] K. E. Parsopoulos and M. N. Vrahatis, "UPSO—A unified particle swarm optimization scheme," in *Lecture Series on Computational Sciences*, 2004, pp. 868–873.
- [35] R. Mendes, J. Kennedy, and J. Neves, "The fully informed particle swarm: Simpler, maybe better," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 8, pp. 204–210, Jun. 2004.
- [36] T. Peram, K. Veeramachaneni, and C. K. Mohan, "Fitness-distance-ratio based particle swarm optimization," in *Proc. Swarm Intelligence Symp.*, 2003, pp. 174–181.
- [37] M. Lovbjerg, T. K. Rasmussen, and T. Krink, "Hybrid particle swarm optimizer with breeding and subpopulations," in *Proc. Genetic Evol. Comput. Conf.*, 2001, pp. 469–476.
- [38] M. Lovbjerg and T. Krink, "Extending particle swarm optimizers with self-organized criticality," in *Proc. Congr. Evol. Comput.*, Honolulu, HI, 2002, pp. 1588–1593.

- [39] T. M. Blackwell and P. J. Bentley, “Don’t push me! Collision-avoiding swarms,” in Proc. IEEE Congr. Evol. Comput., Honolulu, HI, 2002, pp. 1691–1696.
- [40] F. van den Bergh and A. P. Engelbrecht, “A cooperative approach to particle swarm optimization,” IEEE Trans. Evol. Comput., vol. 8, pp. 225–239, Jun. 2004.
- [41] 吴兆礼, 张晓光, 段高燕. 粒子群优化算法在PMD自适应补偿中的应用

附录

二阶 PMD 补偿实验所得 DOP 数据:

V1 / V2	2.0	2.2	2.4	2.6	2.8	3.0	3.2
2.0	0.99995	0.85548	0.49733	0.13745	0.13119	0.1429	0.12359
2.2	0.66795	0.77097	0.59371	0.27712	0.11036	0.24387	0.28124
2.4	0.24032	0.44346	0.51096	0.34332	0.090763	0.25177	0.37355
2.6	0.075831	0.045331	0.24749	0.30006	0.18241	0.17404	0.37241
2.8	0.20444	0.22548	0.14708	0.15115	0.21991	0.19997	0.26591
3.0	0.22063	0.3277	0.34616	0.26844	0.20136	0.23318	0.23238
3.2	0.23728	0.35813	0.43234	0.40843	0.32316	0.23063	0.26778
3.4	0.30026	0.34376	0.43081	0.47628	0.42873	0.31028	0.23104
3.6	0.37335	0.35047	0.3721	0.42935	0.44435	0.36722	0.22386
3.8	0.47494	0.3749	0.32399	0.32224	0.36065	0.3566	0.24874
4.0	0.53832	0.42059	0.30404	0.25495	0.22563	0.24534	0.23636
4.2	0.5219	0.44642	0.30363	0.21004	0.21145	0.17098	0.14616
4.4	0.38461	0.38721	0.29831	0.15624	0.23309	0.28919	0.23604
4.6	0.11655	0.24166	0.24932	0.16655	0.14668	0.34669	0.4277
4.8	0.34669	0.1502	0.12892	0.15092	0.10602	0.21418	0.4152
5.0	0.69213	0.58614	0.2871	0.12295	0.14206	0.10289	0.18037
5.2	0.75113	0.86113	0.67514	0.30109	0.12047	0.17371	0.13372
5.4	0.50372	0.81085	0.82966	0.58121	0.19327	0.15721	0.27515
5.6	0.34981	0.4646	0.70116	0.691	0.37481	0.072302	0.27714
5.8	0.23156	0.21264	0.28173	0.4755	0.40815	0.18214	0.18652
6.0	0.17068	0.084923	0.066538	0.074039	0.25678	0.26471	0.16505

V1 / V2	3.4	3.6	3.8	4.0	4.2	4.4	4.6
2.0	0.17143	0.22683	0.34321	0.50187	0.58282	0.54706	0.40603
2.2	0.26971	0.27085	0.31886	0.41347	0.53721	0.58569	0.51076
2.4	0.39863	0.36085	0.34047	0.35725	0.4191	0.51084	0.53344
2.6	0.45297	0.4496	0.3745	0.31882	0.30428	0.34506	0.44459
2.8	0.4194	0.46311	0.42522	0.30979	0.23403	0.20017	0.21775
3.0	0.27726	0.38289	0.39762	0.32938	0.1992	0.18696	0.16002
3.2	0.24623	0.21949	0.29628	0.3108	0.21745	0.15606	0.29511
3.4	0.34496	0.31985	0.19421	0.20322	0.21439	0.14751	0.26428
3.6	0.30708	0.50603	0.4975	0.30328	0.18919	0.18387	0.17702
3.8	0.17268	0.50364	0.74171	0.69594	0.44319	0.2405	0.18826
4.0	0.16142	0.2758	0.72817	0.93801	0.81564	0.4713	0.21643
4.2	0.15704	0.18425	0.38526	0.79344	0.90342	0.73389	0.37936
4.4	0.14353	0.15412	0.21126	0.39743	0.70783	0.76542	0.54737

4.6	0.28957	0.13329	0.13585	0.14568	0.2763	0.53661	0.55824
4.8	0.39067	0.21855	0.1229	0.18268	0.13066	0.12944	0.32894
5.0	0.30842	0.24436	0.10108	0.22854	0.29163	0.2282	0.088372
5.2	0.097173	0.1588	0.13776	0.19613	0.36166	0.40082	0.32078
5.4	0.25642	0.19203	0.19743	0.23006	0.30536	0.43948	0.44611
5.6	0.39174	0.3819	0.31274	0.28618	0.312	0.3594	0.45305
5.8	0.40608	0.4847	0.4567	0.36547	0.31403	0.3008	0.32597
6.0	0.29357	0.46983	0.52247	0.4655	0.32677	0.24762	0.21622

V1 / V2	4.8	5.0	5.2	5.4	5.6	5.8	6.0
2.0	0.17695	0.17886	0.20641	0.14456	0.16548	0.22475	0.42313
2.2	0.3421	0.11073	0.22311	0.26312	0.20334	0.19276	0.24552
2.4	0.43833	0.23633	0.12992	0.31459	0.31157	0.21199	0.15981
2.6	0.454	0.3556	0.14006	0.19065	0.32983	0.28106	0.11777
2.8	0.34869	0.36645	0.27855	0.089426	0.17353	0.24198	0.14437
3.0	0.10274	0.28896	0.36366	0.31339	0.13947	0.11045	0.1622
3.2	0.23932	0.031718	0.27847	0.38922	0.37724	0.24732	0.17867
3.4	0.36256	0.24891	0.034953	0.33062	0.4504	0.45292	0.372
3.6	0.30627	0.33595	0.13642	0.13867	0.42997	0.53787	0.54117
3.8	0.1702	0.24028	0.23212	0.07384	0.2594	0.50046	0.58283
4.0	0.15367	0.098164	0.1328	0.10823	0.1478	0.3247	0.52138
4.2	0.15496	0.12416	0.061355	0.072167	0.10728	0.16964	0.32011
4.4	0.23507	0.10929	0.13753	0.078146	0.076374	0.13111	0.12982
4.6	0.39348	0.12445	0.12034	0.13909	0.061781	0.15404	0.26006
4.8	0.38777	0.29427	0.094779	0.12918	0.12805	0.10126	0.36402
5.0	0.2419	0.37178	0.29204	0.13843	0.12623	0.14708	0.27783
5.2	0.11664	0.24642	0.41293	0.36217	0.25173	0.21017	0.27503
5.4	0.32839	0.10014	0.33368	0.55866	0.53211	0.36972	0.3146
5.6	0.41656	0.26235	0.096164	0.44829	0.65511	0.60375	0.42295
5.8	0.42124	0.3622	0.19821	0.15364	0.56644	0.75933	0.60746
6.0	0.23905	0.34866	0.31205	0.1581	0.17133	0.50939	0.6229

致 谢

转眼间三年研究生生活即将结束，这三年中，有过欢喜也有过痛苦，同时在这种种经历之中我学到了很多东西。在实验室完成课题研究和硕士论文的这段时间里，我又从身边的老师及同学身上学到很多，在这里我要深深地感谢他们。感谢他们在这段时间里对我的帮助与鼓励。

在这三年的学习生活中，张晓光老师严谨的治学态度和渊博的知识给我留下了深刻的印象。他对待研究工作和教学工作一丝不苟，对学生的学习严格要求，对学生心理状态十分关心。席丽霞老师亲切和蔼，诲人不倦，段高燕老师悉心帮助，这两位老师既是师长，又是学生的朋友。我在此深深感谢他们对我的教导和关心。

同时，实验室的已经毕业的师兄师姐也曾给予了我很大帮助，实验室的其他同学也会在我遇到困难和难题的时候耐心参与的讨论，最终解决问题。所以我要感谢他们，有了他们的帮助，我研究生学习才非常顺利。

在这里我还要感谢身边同学对我的帮助和鼓励，我无论是在学习上还是生活上遇到困难，他们都尽力帮助。

最后，还要感谢我们的辅导员孙月蓬老师，他始终关心我们的学习及生活，让我们能够专心地学习。

总而言之，感谢所有曾关心过我帮助过我的老师，同学，亲人及朋友，感谢他们所有为我所做的付出！

攻读硕士学位期间发表的学术论文目录

张妍, 张晓光, 朱进军; 《几种改进型粒子群优化算法》; 第一届中国高校通信类院校系学术研讨会