



上海科技大学
ShanghaiTech University

本科毕业论文（设计）

题 目： 基于分布式偏振串扰的光芯片检测系统

学生姓名： 石金泽

学 号： 2018511009

入学年份： 2018

所在学院： 物质科学与技术学院

攻读专业： 物理学

指导教师： 刘晓平

上海科技大学

2022 年 6 月



上海科技大学
ShanghaiTech University

THESIS

Subject: A Silicon Chip Detection System Based on Distributed Polarization X-talk Analysis

Student Name: Jinze Shi

Student ID : 2018511009

Year of Entrance: 2018

School: School of Physics Science and Technology

Major: Physics

Advisor: Xiaoping Liu

ShanghaiTech University

Date:2022/06

上海科技大学

毕业论文(设计)学术诚信声明

本人郑重声明：所呈交的毕业论文（设计），是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名：石金洋

日期：2022年6月1日

上海科技大学

毕业论文（设计）版权使用授权书

本毕业论文（设计）作者同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权上海科技大学可以将本毕业论文（设计）的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本毕业论文（设计）。

保 密 ，在____年解密后适用本授权书。

本论文属于

不保密 。

（请在以上方框内打“√”）

作者签名: 

指导教师签名:

日期: 2022 年 6 月 1 日

日期: _____ 年 _____ 月 _____ 日

摘要

硅基光芯片中 TE 和 TM 模式的耦合会降低器件的输出消光比 (PER)，为了能够检测波导器件中的耦合位置和耦合程度，测量其群双折射、温度响应等技术参数，本文提出了一种基于分布式偏振串扰 (DPXA) 和相干探测技术的硅基光芯片检测系统，可实现高信噪比的串扰测试。该系统利用相关光纤器件进行了原理的验证，实现了 60 微米的光程分辨率和 50dB 的测量动态范围，基于后续更改相关变量例如干涉臂长度，延迟线扫描电机速度等的测试结果，本文分析了限制光程分辨率的原因，并给出了可以进一步提升分辨率和信噪比的外差探测改进方案，并从理论上讨论了三角波调制外差移频方式的优势。

关键词： 硅基光芯片，分布式偏振串扰，鬼峰规避，相干探测，外差探测，三角波调制

Abstract

Mode coupling from TE to TM in silicon optical chips would decrease extinction ratio(PER) of the output signal, in order to detect the coupling position and coupling ratio inside the silicon waveguide devices and measure technical parameters like group birefringence, temperature responding behaviour.etc, this thesis proposes a optical chips dectection system based on Distributed Polarization X-talk Analysis(DPXA) method and Coherent Detection, which could obtain a high SNR X-talk test. This system accomplished verification fundamentally by utilizing fiber based devices, having reached $60 \mu m$ optical path resolution and 50dB dynamic range. Based on the test results from varying parameters like device length and delay line scaning motor velocity, this thesis analyzed the reasons that restrict optical path resolution and provided a improved design with heterodyne detection. Lastly, a frequency shift method called serrodyne was discussed theoretically.

Keywords: Silicon Optics Chips, Distributed Polarization X-talk, Ghost Peak Free, Coherent Detection, Heterodyne, Serrodyne

目 录

第 1 章 引言	1
1.1 研究背景	1
1.2 市场分析	2
1.3 发展现状	3
第 2 章 理论分析	7
2.1 保偏光纤	7
2.1.1 光纤传播理论 ^[5]	7
2.1.2 保偏光纤 ^[4]	10
2.2 相关光学器件	11
2.2.1 偏振分束器	11
2.2.2 2×2 耦合器 ^[6]	11
2.2.3 延时线 ^[7]	14
2.2.4 平衡光电探测器	14
2.3 相干探测 ^[8]	15
2.3.1 零差探测	17
2.3.2 外差探测	17
2.4 分布式偏振串扰	18
2.4.1 偏振串扰分类及原理	18
2.4.2 鬼峰规避	21
2.5 基于高斯函数波列形式的偏振串扰	23
2.5.1 自相关函数半峰宽与光谱的关系	23
2.5.2 高斯函数与高斯函数的卷积	24
2.5.3 基于高斯函数波列形式的偏振串扰	25
第 3 章 实验总结	27
3.1 系统设计原理	27
3.1.1 系统框图	27
3.1.2 固定延时计算	27
3.2 数据采集程序	32
3.3 系统调试	34
3.3.1 偏振态检测	34
3.3.2 光程检测	34

3.4 系统测试	36
3.4.1 串扰分析	38
3.4.2 瞬时频率分析	38
3.4.3 器件检测	39
第 4 章 未来改进与总结	43
4.1 空间分辨率问题改进	43
4.2 三角波移频	45
4.3 总结	47
附录 A	49
A.1 系统器件参数	49
参考文献	51
致谢	53

图形列表

1.1 具有空间分辨的能力的模式耦合测试装置示意图 ^[1]	5
2.1 六种常见保偏光纤截面图	11
2.2 偏振分束器概念示意图	12
2.3 耦合器概念示意图	12
2.4 延时线概念示意图	14
2.5 平衡光电探测器概念示意图	15
2.6 相干探测器件搭建概念图	17
2.7 零差和外差探测示意图及其拍频信号特征	18
2.8 四种引发串扰的因素	19
2.9 只有一处扰动的串扰分析及光程图	20
2.10 存在两处扰动的串扰分析及光程图	20
2.11 一般情况 (n 处扰动) 的串扰分析及光程图	21
2.12 APC 接口引入的串扰分析及光程图	22
3.1 分布式偏振串扰光芯片检测系统设计图	27
3.2 器件光程分析	28
3.3 tdms 数据结构	33
3.4 Labview 数据采集 VI	33
3.5 偏振态纠正实验器件图和光谱图 1	34
3.6 偏振态纠正实验器件图和光谱图 2	35
3.7 光程纠正实验仪器图	36
3.8 系统器件实物图	37
3.9 核心器件实物图	37
3.10 无待测器件时的偏振串扰分析	40
3.11 不同测器件时的偏振串扰对比	42
4.1 不同 MZI 配置的自相关函数相干探测	43
4.2 正向和反向扫描自相关函数相干探测	44
4.3 改进的系统设计图	45

表格列表

A.1 本系统所用 SLD 关键参数	49
A.2 本系统所用 SLD 关键参数	49
A.3 本系统所用 PMF 关键参数	49
A.4 本系统所用耦合器关键参数	49
A.5 本系统所用 PBS 关键参数	50
A.6 本系统所用 BPD 关键参数	50
A.7 本系统所用数据采集卡 USB-6366 关键参数	50
A.8 本系统所用电动延迟线关键参数	50

符号列表

字符

Symbol	Description	Unit
ϵ	电场	V/m
h	磁场	A/m
λ	波长	m
n	折射率	
P	功率	J/s
L	长度	m
f	频率	Hz
φ	相位	rad
ω	角频率	rad/s
B	双折射率差	

缩写

PBS	Polarization Beam Splitter
APC	Angle Physical Contact
BPD	Balanced Photodetector
PMF	Polarization-Maintaining Fibers
PER	Polarization Extinction Ratio
SLD	Superluminescent Diodes
SMF	Single Mode Fibers
SNR	Signal-to-Noise Ratio

第1章 引言

1.1 研究背景

进入 21 世纪以来，计算机技术获得了空前的发展。通信，计算，存储是第三次工业革命的三个核心部分。随着光纤通信技术的发展，数据传输量级从 Gbs 逐渐提升至 Tbs，为高速互联网服务奠定了基石；神经网络，深度学习等算法的革命性进展为人工智能的发展开辟了道路；芯片光刻精度一步步逼近物理极限，为芯片计算能力和数据储存能力的进一步提升创造了条件。通信、计算、存储相关的市场规模也逐渐扩大，相应技术的指标也面临着更严苛的要求：更高的通信传输带宽、更高的单位数据存储量、更强大的芯片计算能力、更小的芯片尺寸、以及能耗更小的设备。光刻精度的物理极限逐渐抵达，系统复杂性、功耗和制作成本也随之上升，但运算能力却没有获得更显著的增加，“摩尔定律”面临失效，在“后摩尔时代”如何继续迭代技术满足更高的市场需求是工业界乃至学术界的巨大挑战。集成电路领域正在通过更先进的封装方式和芯片架构突破这一极限，硅基光电子学则是另一种可能的实现路径。

硅基光电技术主要是指将光学器件和电子器件集成在一起以达到相应功能需求的技术。集成光学、硅光、光芯片等概念均与此联系密切。上个世纪末波分复用 (WDM) 和掺铒光纤放大器 (EDFA) 两个核心技术的发明让大带宽长距离的光纤通信技术迅速发展。面对短距离、高带宽的通信要求，集成化的光模块器件需求也逐渐增大。同时集成电路 CMOS 成熟的加工工艺也是硅光的一大优势，让该技术的发展先天具备良好的工业化基础。集成光器件包括被动和主动两种，被动器件大多为无源器件，主要包括基于光波导的耦合器、分束器、微环谐振器等、耦合接口、光栅等；主动器件主要有调制器、探测器和激光器等。由于光子的玻色子特性，与属于费米子的电子相比具有低损耗低色散的特点，成本与性能受距离等因素的影响小，从而拥有广泛的应用前景。

目前硅基光子已经在多个方向表现出了巨大的应用前景，以光通信和光互连最为成熟，目前中短距离的 400G 光模块已经实现商用，800Gbps 甚至更高传输速率的模块已在预研阶段；调频连续波 (FMCW) 和光学相控阵 (OPA) 在激光雷达领域拥有提高系统集成度和降低成本的应用前景，也是研究的热门领域；在人工智能领域，通过硅光无源集成器件有望开发出算力更高，损耗更小的，可以替代 GPU 实现部分神经网络功能的计算芯片，解决“后摩尔时代”算力提升和

集成电路物理发展瓶颈的矛盾；同时光芯片在生物学信号的探测方面也具有应用前景，但总体来说对于健康医疗领域仍在探索初期。

目前硅基光电子器件主要有以下缺陷：

- (1). 硅材料的能带特性导致该材料无法直接发光，所以在片上集成发光器件难度较大，基于锗的半导体材料是解决发光的一个方向；
- (2). 光模块的插入损耗较大，影响信号的传输距离和效率，低插损的接口方式需要进一步探索；
- (3). 集成光器件的设计和生产的标准化与现有集成电路工业相比还存在较大差距；
- (4). 面向应用的产业结构还处于比较初级的阶段，光学芯片的封装工艺和检测技术都面临低效和非标准的问题，国内流片工厂供不应求，大量的订单需要国外代工，流片时效性差，成本高，不利于光学芯片设计的快速迭代。

为了解决缺陷(3)和(4)，需要标准、高精度的光芯片检测系统，加速芯片检测的效率和技术迭代速率，促进硅基光电子学的产业结构升级。

基于分布式偏振串扰原理，波导缺陷处的波列串扰信息可以被捕获，从而得知缺陷的分布情况和缺陷发生的程度。本论文基于该技术和外差相干探测技术，提出了一种光学芯片检测系统，并基于光纤器件搭建了系统原型，实验验证了系统可行性。文章最后提到了三角波调相移频等改进方案，使该系统可以进一步提高基于光波导的无源集成器件缺陷检测的信噪比和动态范围，为解决硅光领域芯片检测的痛点提出新思路。

1.2 市场分析

据统计，2021年硅基光电子领域市值达到了近11亿美元，根据Vantage Market Research的预测，硅基光学的市场价值将在2028年达到35.9亿美元，预计复合年增长率为25.8%，市场份额占比最大的、增长速度最快的地区为环太平洋区域，2021年该区域总体市值占比42.3%；按照MarketsAndMarkets的估计，硅光领域在2027年的全球市值会达到46亿美元，预计复合年增长率为26.8%。不同机构对硅光市场未来市值的预测虽然在数值上略有差异，但其底层分析逻辑是相似的。

由于COVID-19，全球硅光市场的需求量2020年虽然有一个短暂的降低，但2021年立刻就有了明显的回升。由于以5G为核心的数通设施的进一步部署，加上疫情常态化发展对云服务依赖性可预见的需求增长，高带宽、低损耗、长传输

距离和低成本的硅光器件拥有巨大的市场应用价值，可以进一步优化短距离通信效率的集成光器件也是硅光市场发展的一个重要可能，其应用场景主要集中在数据中心建设、高性能计算、光通信、军用及航空设施和医学健康领域。

在众多硅光产品中，收发器的预测增长率是最高的，可以应用在数通、高性能计算等领域，实现 400Gbps 的高速通信容量。由于 5G 信号相比 4G 信号使用了更高频率的电磁信号，单个基站的传输距离和覆盖面积都更小，5G 基站的建设需求量大致为 4G 的 1.5-2 倍。由于 5G 基站采用的叶脊拓扑结构相比于传统三层结构具有更庞大的网络规模，所需要的光模块数量相对机柜数量有 44/88 倍，传统或改进三层结构只有 8.8/9.2 倍，5G 基站光模块需求量约达到 4G 基站的 3-3.5 倍。在 2022 年 5G 光模块需求量预计会达到顶峰。其他产品例如光开关、光纤、光学传感器也占了较大的市场份额。

硅光市场的產品仍然面临着巨大的局限和挑战，将激光进行片上集成会带来众多问题，首先激光的单频单色性对于高性能的硅光产品来说是需要的，进行片上集成可以缩小器件尺寸、降低能耗，但是集成激光的工艺太过复杂，不同器件的发光材料也有差异，导致市场份额难以进一步扩张；另外，由于热效应难以控制、器件功能和尺寸的强依赖特性，使得不同类型硅光器件集成到 nm 尺度的芯片上十分困难。热调控虽然有可能解决这一问题，但是会引入更多集成的复杂度以及能耗。

1.3 发展现状

光纤器件除了应用于通信领域外，还可应用于传感领域。本波导器件检测系统的设计参考了光纤传感领域中的部分思想。

在第二章第一节中，我们从理论上讨论了电磁波在介质中的传播行为，可以得知影响电磁波在介质中传播的主要因素是材料的折射率，而折射率微观层面由材料内部的介电系数决定，当外界存在某些物理作用诸如应力、温度、电磁场变化时，电磁波的传播行为也会因此改变，通过这一原理可以实现光纤传感。常见的光纤传感技术基于介质内部的散射光，主要有瑞利散射、伯努利散射和拉曼散射，而按照探测技术可以分成基于时域信号的 OTDR (Optical Time Domain Reflectometer) 技术和基于扫频激光器的 OFDR (Optical Frequency Domain Reflectometer) 技术两大类。

当光在传播中遇到由于外界环境造成的介质折射率变化时，会产生一个相对于正常情况下更强的背向散射光，分析这些背向散射信号的位置和强度，可以

实现在整个光纤覆盖范围内某些外界物理量的测量。传感范围和传感分辨率是光纤传感的两个重要技术指标，通常而言，光纤传感技术面向的应用都是公里级别及以上的传感范围。

和背向散射光对应，透射光同样也可以实现传感。对于某些保偏体系而言，当外界环境在体系中引入物理作用时，其保偏特性会发生改变，类似地，主轴光会在这些变化的位置发生模式耦合(或者叫串扰，偏振模式转变)，利用宽谱光源作为信号发生装置，通过MZI将主轴光和串扰光进行干涉的方式称为光相干域偏振测试技术(OCDP: Optical Coherent Domain Polarimetry)。

光纤传感的核心思想是通过背向散射光或透射光信号的异常来反推外界环境因素作用在光纤的后果，这种思路和光纤质量检测实质上是类似的。在光学器件制作的过程中，由于制作工艺误差、材料双折射率的随机波动等问题，加工得到的波导器件本身就有一些固有的不均匀应力分布，这些问题和传感过程中环境因素对波导介质材料产生的改变，进而造成光传播行为改变的逻辑是相同的，所以光纤传感的方法可以自然地迁移到光纤性能参数的检测中，因此衍生出了一系列基于光学传感方法的光学器件的检测方法。本系统的搭建主要基于器件透射光的偏振信息和相干信息进行波导器件的检测。

高保偏特性的系统对于光通信，光传感以及集成光学的发展具有重要意义，但上个世纪80年代以前限于偏振控制技术的发展，良好保偏特性的系统一直很难实现。后来保偏光纤工艺技术的发展，让高消光比的偏振态在光纤中变得更加容易控制^[4]。为了实现保偏系统的性能检测，K. Takada等人在1986年^[1]提出了一种基于宽谱光源的保偏光纤模式耦合空间分布探测手段，也奠定了当下DPXA(Distributed Polarization X-talk Analysis，分布式偏振串扰)技术的发展。该方法通过起偏器产生高消光比的宽谱偏振光入射待测光纤，出射后用检偏器将两个偏振方向的光进行合轴，后续光路通过设置干涉仪来进行模式耦合信号和主光的干涉探测。

但该方式出光后直接进行干涉会存在一阶串扰信号相互干涉以及主光和高阶串扰信号干涉等鬼峰(Ghost-Peak)的出现，从而干扰推断待测光纤内实际发生的物理过程。当入射光经过应力不均的位置，会发生模式耦合到非保偏主轴上，这种耦合为一阶串扰，当一阶串扰光继续传播到后续光路中应力不均的位置，同样会产生模式耦合到主轴，这被称为二阶串扰，如果把该体系看作一个具有两个正交态的线性系统，则n处不均匀实则会发生 2^n 次模式耦合过程，但三阶及以上的串扰已经非常小，测量时可以忽略。系统主要关心的是一阶串扰同时规避二

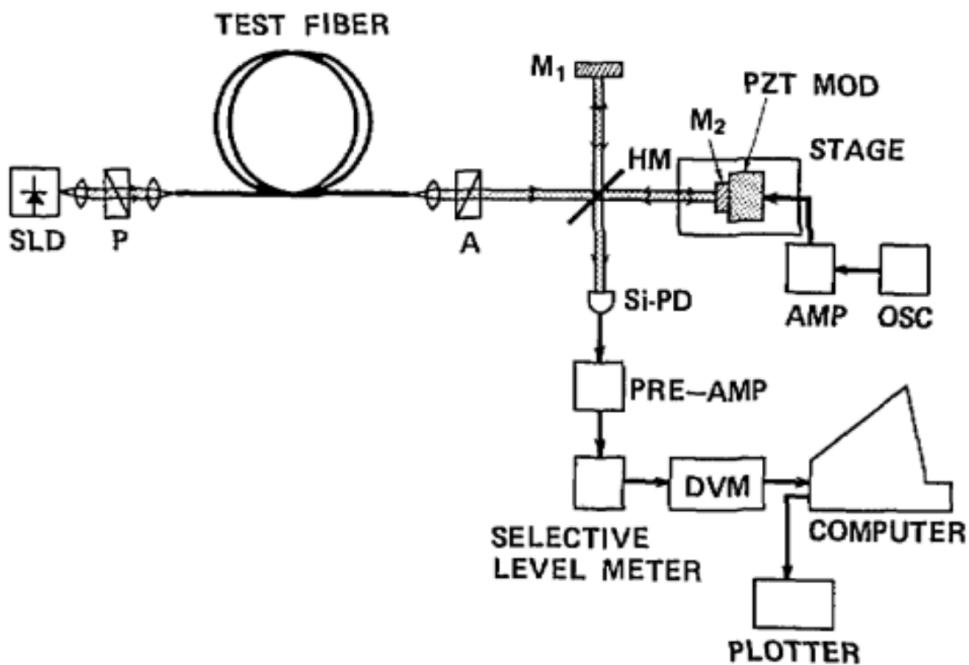


图 1.1 具有空间分辨的能力的模式耦合测试装置示意图^[1]

Figure 1.1 具有空间分辨的能力的模式耦合测试装置示意图^[1]

阶串扰。Xiaojun Chen 等人在 2013 年^[2]发表的专利中提到了一种鬼峰规避的分布式偏振测量方法，该方法利用偏振分束器 PBS 将待测器件出射光的不同偏振态进行分离，并对保偏主轴传播的光进行延时，可以将保偏主轴上的入射光和二阶串扰光与次轴上的一阶串扰光在光程上分离，干涉前通过预设两臂的光程差，可以只让主光与一阶串扰光发生干涉。

对于保偏光纤而言，主轴的群折射率通常大于次轴，所以主轴又叫做慢轴，次轴叫做快轴，与双折射材料的叫法相对应。利用分布式偏振串扰分析的方法可以测量保偏光纤的诸多参数，例如 Zhihong Li 等人在 2015 年发表的工作中提到的群双折射率差，群双折射率差的色散响应，群双折射率差的温度响应，保偏光纤的消光比等等。后续也有相关工作利用色散补偿的方法 (Zhangjun Yu et.al, 2018^[2]) 优化了光纤检测的空间分辨率问题等。目前较为成熟的产品是 Luna Innovations 的 PXA-1000，可以实现 1.3km 和 2.6km 长度光纤无色散情况下 6cm 的分辨率和 80dB 的动态范围。

对于更大规模更小尺寸的集成器件而言，高保偏特性也是一个重要的器件指标。相较于保偏光纤 10^{-3} 量级的群双折射率差，片上波导 TE 模式和 TM 模式的有效群折射率可以达到 $10^{-1} - 10^0$ 数量级，所以相同的空间范围内，集成无源

器件串扰光和主光的光程差异比保偏光纤更大，1微米的光程差在保偏光纤中需要1-2 mm的物理空间，而在波导器件中数微米的范围即可实现，所以限制分布式偏振串扰迁移到检测波导器件尺度的物理因素主要为光源的相干长度。

目前传统的集成光芯片的测试方法更多还是基于黑白相机和显微镜，观察耦合进器件的光，具有效率低、体系庞大、定量性差等缺点，为了实现高效、高空间分辨以及更加精准的的芯片检测方式，本系统利用鬼峰规避的分布式偏振串扰分析原理，基于多普勒频移相干探测手段，在光纤无源器件的基础上搭建并验证了一种针对光学芯片检测应用、且具有片上集成可能性的测试系统的可行性。

第2章 理论分析

本章从理论的角度出发分析系统各个部分的工作原理以及整个系统的测量原理。在保偏光纤一节中，利用线性，非色散，均匀，各向同性介质中的麦克斯韦方程组分析了单色电磁波在柱坐标下的传播行为，给出了亥姆霍兹方程解的方法，并讨论了单模光纤的转播理论；本节的最后讨论了保偏系统的重要指标以及常见保偏光纤的制作原理。本章第二节主要讨论了本系统四个重要的光学器件的原理，包括偏振分束器，3dB耦合器，延时线和平衡光电探测器(BPD)；第三节简要介绍了相干探测方法，包括零差探测和外差探测及两种方式的优劣；第四一节着重讨论了本系统的主要测量原理，分布式偏振串扰分析及鬼峰规避的光程处理方法。本章最后一节中提到了一种本文并未实验验证但是可以帮助提高探测空间分辨率的理论方法。

2.1 保偏光纤

2.1.1 光纤传播理论^[5]

考虑在器件中传播的单色电磁波，频率为 ν ，其传播的电磁场可以写成：

$$\vec{\epsilon}(r, t) = \text{Re}(E(r)\exp(j\omega t)) \quad (2.1)$$

$$\vec{h}(r, t) = \text{Re}(H(r)\exp(j\omega t)) \quad (2.2)$$

一般介质中的麦克斯韦方程组可以写作：

$$\nabla \times \vec{h} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \vec{\epsilon} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.4)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (2.5)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.6)$$

当介质具备：线性，非色散，均匀，各向同性，无源时，上述方程组的形式可以写为：

$$\nabla \times \vec{h} = \epsilon \frac{\partial \vec{\epsilon}}{\partial t} \quad (2.7)$$

$$\nabla \times \vec{\epsilon} = -\mu \frac{\partial \vec{h}}{\partial t} \quad (2.8)$$

$$\nabla \cdot \vec{\epsilon} = 0 \quad (2.9)$$

$$\nabla \cdot \vec{h} = 0 \quad (2.10)$$

将单色形式的电磁场表达式带入到上述方程可以得到下述亥姆霍兹方程：

$$\nabla^2 U = k^2 U = 0, k = nk_o = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \quad (2.11)$$

$$k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} \quad (2.12)$$

对于柱状光纤，将上述亥姆霍兹方程写成柱坐标的形式：

$$\frac{\partial^2 U}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial U}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + n^2 k_0^2 U = 0 \quad (2.13)$$

$U(r)$ 可以描述电磁场的任意分量。

对于 z 向传播的电磁场，其 ϕ 方向上是周期性的：

$$U(r, \phi, z) = u(r) e^{-jl\phi} e^{-j\beta z}, l = 0, \pm 1, \pm 2 \quad (2.14)$$

带入柱坐标形式的亥姆霍兹方程有：

$$\frac{d^2 u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} + (n^2(r) k_o^2 - \beta^2 - \frac{l^2}{r^2}) u = 0 \quad (2.15)$$

为了进一步分析光纤传播的模式，在这里选择折射率沿 r 径向阶跃分布的光纤作为讨论对象：

在核心部分 ($r < a$)：

$$\frac{d^2u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} + (n_1^2(r)k_o^2 - \beta^2 - \frac{l^2}{r^2}) = \frac{d^2u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} + (k_T^2 - \frac{l^2}{r^2}) = 0 \quad (2.16)$$

在包层部分 ($r > a$):

$$\frac{d^2u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} + (n_1^2(r)k_o^2 - \beta^2 - \frac{l^2}{r^2}) = \frac{d^2u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} - (\gamma^2 + \frac{l^2}{r^2}) = 0 \quad (2.17)$$

上述方程的解是贝塞尔函数:

$$u(r) \propto J_l(k_r), r < a \quad (2.18)$$

$$K_l(\gamma r), r > a \quad (2.19)$$

在弱导 (weakly guiding: $n_1 \approx n_2$) 的情况下, 解在 a 处需要满足零阶和一阶连续:

$$\frac{(k_T a J'_l(k_T a))}{J_l(k_T a)} = \frac{(\gamma a K'_l(\gamma a))}{K_l(\gamma a)} \quad (2.20)$$

根据贝塞尔函数的特性:

$$J'_l(x) = \pm J_{l\mp 1}(x) \mp l \frac{J_l(x)}{x} \quad (2.21)$$

$$K'_l(x) = -K_{l\mp 1}(x) \mp l \frac{K_l(x)}{x} \quad (2.22)$$

又有:

$$(k_T a)^2 + (\gamma a)^2 = V^2 \quad (2.23)$$

给 V 进行赋值可以解上述超越方程, 从而根据解的情况得到有多少种模式可以在光纤内传播, 对于每一种模式用 LP_{lm} 来表示, 由于偏振信息在上述求解中没有涉及, 所以实际上对于一种模式存在偏振沿 x 和 y 两个正交方向的两种态。

当 V 满足:

$$V < 2.405 \quad (2.24)$$

超越方程只有一个解 LP_{01} , 满足该条件的光纤为单模光纤。虽然叫做单模, 但是同一种模式下存在两种偏振态, 对于理想的保偏光纤而言, 当一种偏振态进入光纤时, 出射光仍然保持着相同的偏振态, 但是由于这两个偏振态几何对称且能量相同, 任何随机的扰动都会产生另一个偏振态, 导致光在两个偏振方向上都有分布, 所以需要通过引入非对称的结构破坏在 ϕ 方向的对称性, 从而产生保偏特性。

2.1.2 保偏光纤^[4]

保偏光纤的基本原理是通过破坏介质的柱对称性从而让 x 轴和 y 轴传播的光对称破缺。引入介质在两个轴向的有效折射率差异: B, 折射率较大的轴向为慢轴, 折射率较小的轴向为快轴。根据双折射率 B 的大小, 保偏光纤可以分为 HB(High Birefringent) 和 LB(Low Birefringement) 两种, 这两者的划分标准没有特别严格, 通常而言在 10^{-6} 量级以上为 HB, 以下为 LB。

根据偏振态个数 HB 可以分为 SP(Single-Polarization) 和 TP(Two-Polarization) 两种, 对于 SP 而言, 此类光纤的串扰和 TP 相比, 距离依赖特性有着明显的不同, 在 200m 以上串扰信号强度稳定在 -30dB, TP 光纤在长距离传播时无法保证较好的保偏特性。根据制作工艺的不同这两种光纤都可以进一步划分为 GE(Geometric Effect) 和 SE(Stress Effect), 对于 GE 光纤来说, 通过不对称的几何形状引入光纤的折射率不对称, 常见的有三种, Elliptical Core 通过椭圆形状的纤核, 实现长轴对应慢轴, 短轴对应快轴; Side pit 通过在贴近核放着折射率更低的材料实现几何不对称; Side tunnel 是 Side pit 的极端, 通过贴近设置空穴来实现双折射。SE 光纤是通过应力不均匀来引入折射率不对称, Elliptical-Jacket, Bow-tie 和 PANDA 是市面上常见的几种保偏光纤工艺, 在包层添加应力棒从而实现折射率差异, 其中 PANDA 最常见也是本体系实验主要采用的光纤结构。

除了双折射率 B, 保偏光纤还有两个重要的衡量指标 PER 偏振消光比以及传输损耗。PER 由下式定义:

$$PER = 10 \log\left(\frac{P_y}{P_x}\right) = 10 \log(\tanh(hl)) \quad (2.25)$$

其中 P_y 为串扰耦合偏振信号的功率, P_x 为激发模式偏振信号的功率。

如果慢轴是我们所期望的偏振主轴:

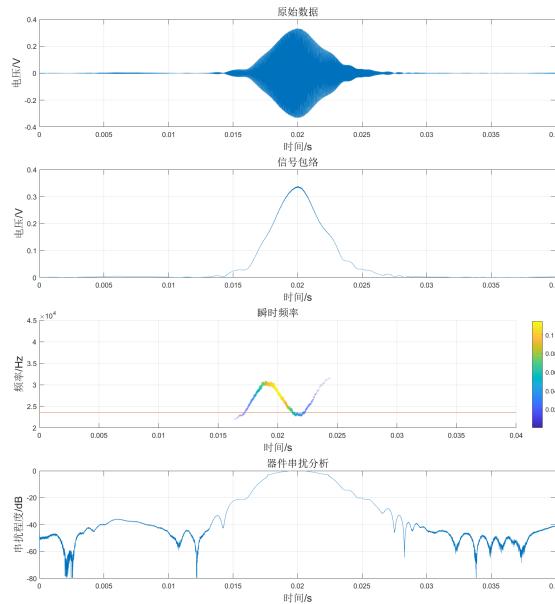


图 2.1 六种常见保偏光纤截面图

Figure 2.1 Six usual PM Fibers cross-section demonstration

$$PER = 10 \log\left(\frac{P_f}{P_s}\right) \quad (2.26)$$

PER 在工程上用以定量描述保偏系统的性能，通常在-20dB 以下的系统保偏性较好。

2.2 相关光学器件

2.2.1 偏振分束器

PBS(Polarization Beam Splitter) 偏振分束器可以将含有两个偏振分量 (TE Mode 和 TM Mode) 的输入光拆分成两个正交的偏振光，传统的做法是将两个双折射晶体材料制成的棱镜按照光轴不同向对齐方式粘合，以实现在界面处 o 光和 e 光传播方向的分离。现在很多基于片上波导实现的方式，不属于本系统主要的讨论范围，暂不赘述。

2.2.2 2×2 耦合器^[6]

2×2 耦合器包含两个输入 I_1, I_2 和两个输出 O_1, O_2 ，输入光和输出光可以通过转移矩阵进行关联：

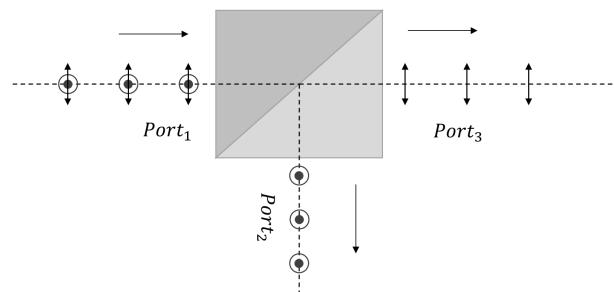


图 2.2 偏振分束器概念示意图

Figure 2.2 Polarization Beam Splitter Demonstration

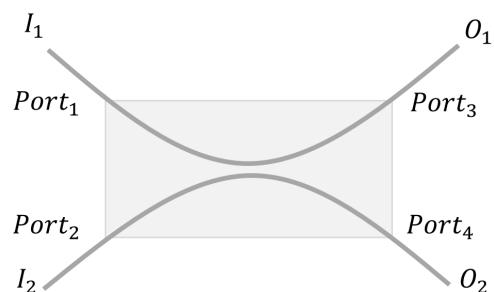


图 2.3 耦合器概念示意图

Figure 2.3 Optical Coupler Demonstration

$$\begin{pmatrix} O_1 \\ O_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

根据能量守恒，不考虑散射光的情况下，输入光的能量应等于输出光的能量：

$$|O_1|^2 + |O_2|^2 = |I_1|^2 + |I_2|^2 \quad (2.28)$$

$$|O_1|^2 = |s_{11}|^2 |I_1|^2 + |s_{12}|^2 |I_2|^2 + s_{11}s_{12}^* I_1 I_2^* + s_{11}^* s_{12} I_1^* I_2 \quad (2.29)$$

$$|O_2|^2 = |s_{21}|^2 |I_1|^2 + |s_{22}|^2 |I_2|^2 + s_{21}s_{22}^* I_1 I_2^* + s_{21}^* s_{22} I_1^* I_2 \quad (2.30)$$

所以可得：

$$|s_{11}|^2 + |s_{12}|^2 = 1 \quad (2.31)$$

$$|s_{21}|^2 + |s_{22}|^2 = 1 \quad (2.32)$$

$$s_{11}s_{12}^* + s_{21}s_{22}^* = 0 \quad (2.33)$$

由器件互易性可得：

$$s_{12} = s_{21} \quad (2.34)$$

可解得：

$$\begin{pmatrix} O_1 \\ O_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1-\alpha} & j\sqrt{\alpha} \\ j\sqrt{\alpha} & \sqrt{1-\alpha} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

其中 α 为：

$$\alpha = \frac{|O_1|^2}{|I_1|^2} \quad (2.36)$$

常用的 2×2 耦合器为 3dB 耦合器，也就是 $\alpha = 1/2$ ，当只有一路输入光时，两路输出光的功率各为输入光功率的一半。

2.2.3 延时线 [7]

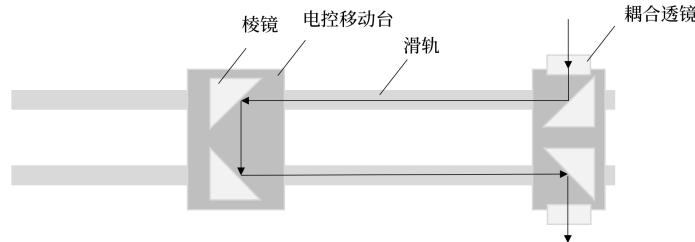


图 2.4 延时线概念示意图

Figure 2.4 Optical Delay Line Demonstration

延时线的核心原理是增加光程，按照设计原理的不同可以实现不同的功能，例如通过光纤增加过程只能实现离散的光程变化，而通过空间光可以实现连续光程变化从而让输入光产生多普勒频移，是实现外差探测常用的延时选择。如图所示，来自光纤的输入信号通过耦合透镜转化为空间光束，通过 PC 对移动台进行位置设置可以改变光路光程，再耦合回到光纤中，完成输出。当光程随时间连续线性变化时，产生的多普勒频移为：

$$\varphi(t) = \frac{2\pi L(t)}{\lambda} \quad (2.37)$$

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = 2\pi f \quad (2.38)$$

$$f_{shift} = \frac{1}{\lambda} \frac{d(L(t))}{dt} \quad (2.39)$$

其中 $L(t)$ 为延时线控制光程随时间变化的函数。

2.2.4 平衡光电探测器

平衡光电探测器 (BPD) 是一种可以抑制共模噪声的光信号探测设备，其内部构造如图所示。通常而言的光探测器 (PD) 将光信号通过光电二极管直接接入运算放大器实现光电流的探测，PD 探测到的是直流信号，噪声也在直流信号中，信噪比较低。BPD 采用两个光电二极管，将一路信号反相，再进行叠加，光电流

通过跨阻放大器转换为电压信号，再由运算放大器进一步放大，输出 RF 射频信号可以显著降低共模噪声。同时 BPD 也可以直接探测到每一个光电二极管的信号，通过对称支路的 Monitor 进行探测。相关器件同样会对 Monitor 的电路进行设计以实现高速探测。

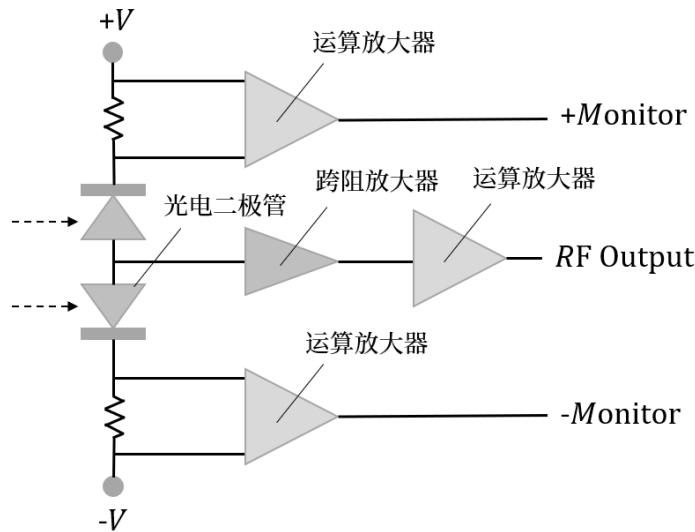


图 2.5 平衡光电探测器概念示意图

Figure 2.5 Balanced Optical Detector Demonstration

2.3 相干探测 [8]

BPD 常常和耦合器配合使用于相干探测中，假设耦合器为 3dB 耦合器，信号光场为 E_s ，参考光场为 E_r :

根据耦合器的输入输出转移矩阵 (2.35):

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{1/2} & j\sqrt{1/2} \\ j\sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_s \\ E_r \end{pmatrix} \quad (2.40)$$

$$E_1 = \sqrt{1/2}E_s + j\sqrt{1/2}E_r \quad (2.41)$$

假设 E_s , E_r 是单色波:

$$E_s = \sqrt{P_s}e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} \quad (2.42)$$

$$E_r = \sqrt{P_r} e^{j(\omega_r t + \varphi_r)} \quad (2.43)$$

其中 P_s , P_r , ω_s , ω_r , φ_s 和 φ_r 分别为信号光和参考光的功率, 频率和相位, 则 BPD 两路的光电流大小为

$$I_1 = R |E_1|^2 = \frac{1}{2} R [\sqrt{P_s} e^{j(\omega_s t + \varphi_s)} + \sqrt{P_r} e^{j(\omega_r t + \varphi_r + \frac{\pi}{2})}] [\sqrt{P_s} e^{-j(\omega_s t + \varphi_s)} + \sqrt{P_r} e^{-j(\omega_r t + \varphi_r + \frac{\pi}{2})}] \quad (2.44)$$

式中 R 为光电二极管对光信号的响应率。

$$I_1 = \frac{1}{2} R [P_s + P_r + \sqrt{P_s P_r} e^{j(\omega_s t + \varphi_s - \omega_r t - \varphi_r - \frac{\pi}{2})} + \sqrt{P_s P_r} e^{-j(\omega_s t + \varphi_s - \omega_r t - \varphi_r - \frac{\pi}{2})}] \quad (2.45)$$

$$I_1 = \frac{1}{2} R \{P_s + P_r + 2\sqrt{P_s P_r} \cos[(\omega_s - \omega_r)t + \varphi_s - \varphi_r - \frac{\pi}{2}]\} \quad (2.46)$$

同理可得:

$$I_2 = \frac{1}{2} R \{P_s + P_r + 2\sqrt{P_s P_r} \cos[(\omega_s - \omega_r)t + \varphi_s - \varphi_r + \frac{\pi}{2}]\} \quad (2.47)$$

$$\Delta I = I_1 - I_2 = 2R\sqrt{P_s P_r} \cos[(\omega_s - \omega_r)t + \varphi_s - \varphi_r] \quad (2.48)$$

探测到的信号为交流信号, 信号频率与信号光和参考光的频率差, 探测信号的强度与两束光的功率及探测器光电响应率有关。该探测方式的信噪比为:

$$SNR = \frac{2R^2 P_s P_r}{\sigma_s^2 + \sigma_T^2 + \sigma_I^2} = \frac{2R^2 P_s P_r}{2q(I + I_d)\Delta f + (4k_B T / R_L) F_n \Delta f + 2R^2 P_r^2 (RIN) \Delta f} \quad (2.49)$$

其中 σ_s , σ_T , σ_I , 分别为散粒噪声, 热噪声和强度噪声。 Δf 为噪声带宽, F_n 为噪声系数, R_L 是探测器内部阻抗, 对于平衡相干探测, 当信号光功率一定时, 增加参考光强度可以满足散粒噪声极限条件, 增强信噪比, 但进一步增加 P_r 会使得强度噪声增加到与散粒噪声可比拟的程度, 超过某个阈值反而会降低信噪比。

零差探测和外差探测是光学相干探测中对信号光和参考光进行干涉时主要采用的两种方法, 区分零差和外差的主要标准是信号光频率 ω_s 参考光 ω_r 的差异, 对于零差来说, $\omega_s - \omega_r = 0$, 对于外差探测来说, $\omega_s - \omega_r \neq 0$ 。下面将分析这两种方法的具体实施方法以及优缺点^[9]。

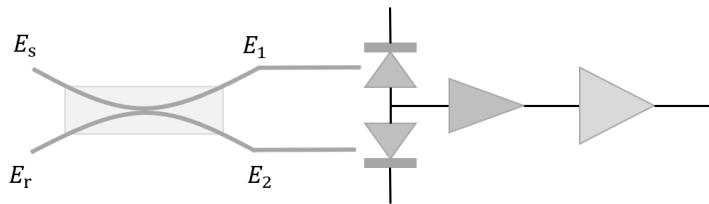


图 2.6 相干探测器件搭建概念图

Figure 2.6 Balanced Detection Devide Demonstration

2.3.1 零差探测

如图所示，对于零差探测而言，信号光和本振光的频率是一样的，通常在某些探测系统中通过分波前的方法分离同源的信号，再进行合束。当进行多普勒相干探测时，干涉信号的频率由延迟系统的光程改变速率决定(假设光程随时间变化控制为线性，速率值一定)，干涉拍频信号的最大频率由延迟系统光程变化速度上限的绝对值决定，与光程变化方向无关。

对于信号光和参考光同源的系统来说，这种相干探测手段可以更好的实现，对于非同源的系统，两路光的频率、模式和偏振特性的控制需要做到很精准，因此会给系统的设计引入困难，锁相环等处理电路会增加系统的复杂性。同时，由于信号光和参考光的干涉信号是直接探测，两个噪声信号都在干涉信号中，当参考光的功率高于信号光时，参考光的噪声也会严重影响最终探测到信号的信噪比。

2.3.2 外差探测

对于外差探测而言，如果参考光和信号光是同源的，则参考光往往需要某些方式进行移频，例如通过强磁场引入赛曼分裂效应产生频移或者通过声光调制器(AOM)产生频率漂移。多普勒外差探测到的信号频率可变范围更大，以 $|\omega_s - \omega_r|$ 为频率中心，上下 $\delta\omega$ 的频率范围，光程变化的方向会扩展拍频信号的频率范围。

对于不同源的信号光和参考光，需要满足相同的模式结构，为了实现好的干涉效果在空间中激光模式需要匹配，失配的部分(例如高阶模式)会引入额外的噪声，所以需要在单模保偏系统中实现。

相比直接探测来说，外差探测的灵敏度更高，即使信号光的功率很微弱，在



一定范围内提高参考光的强度也可以获得信噪比良好的信号，但增加到一定程度，散粒噪声的功率同样会增加，使得信噪比无法进一步提升；增强参考光转换成差频信号还可以实现信号光的增益，由于所获得为具有一定频率的交流信号，天然具有滤波特性，可以进一步消除 $1/f$ 噪声的影响；另外，由于信号模式的空间分布、信号入射方向、信号偏振态必须和参考光一致，外差探测因此也具有模式、方向和偏振特性的鉴别能力。

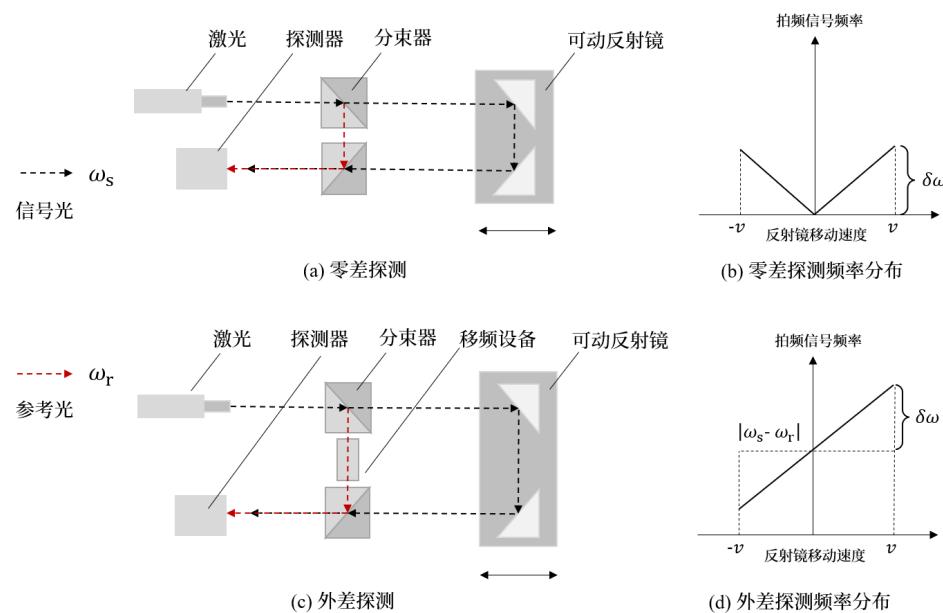


图 2.7 零差和外差探测示意图及其拍频信号特征

Figure 2.7 Homodyne and Heterodyne Detection Demonstration and Their Signal Feature

2.4 分布式偏振串扰

2.4.1 偏振串扰分类及原理

设宽谱光源 SLD 的中心波长为 λ , 3dB 带宽为 $\Delta\lambda$, 其相干长度可以通过以下几种方式估算：

$$L_c = \frac{\lambda^2}{\Delta\lambda} \quad (2.50)$$

对于高斯光束可以进一步精确地估算在本文 2.5.1 节，自相关函数半峰宽与光谱的关系中进行了讨论。

对于保偏系统，理想情况下慢轴对其进入的偏振光会在很长一段距离里保



持很高的消光比，但由于应力、应变等因素引入系统，系统的保偏特性会遭到扰动，扰动主要可以分为4大类：点应力，缝隙或接口，连续点应力（准连续应力），线应力。缝隙或接口的串扰信号要明显大于点应力，对于连续点应力这种准连续应力分布来说，串扰信号具有一定尺度，当点与点之间的距离接近或小于该尺度时，串扰信号会前后影响，测量到的是一系列串扰信号的叠加结果。进一步，当应力为连续分布时，测量到的是连续串扰信号的包络线。

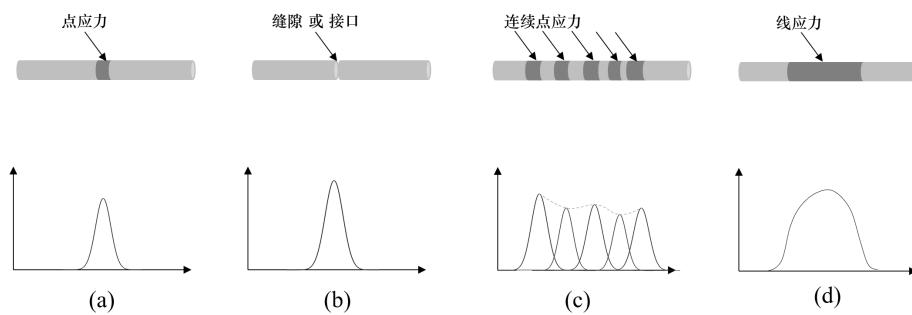


图 2.8 四种引发串扰的因素

Figure 2.8 Four Cross-Talk Induced Factors

宽谱光源对应波列的相干长度尺度在微米量级，相对于波导缺陷间距的量级，为了便于讨论，理论上抽象为一个相干长度无穷小的波列，设为 s_0 。上述波列 s_0 会在扰动处发生串扰 (cross-talk/X-talk)，由慢轴转移到快轴。为了更好地分析分布式偏振串扰信息，该系统可以简化成一个二态线性系统，慢轴波列和快轴波列为系统的两个状态，四种扰动是引发态到态转移的诱发因素。

a. 考虑最简单的情况，系统中只有一处扰动，记为 X_1 ，当波列 s_0 经过该扰动时，会产生串扰 f_1 ，由于快轴的折射率更低，所以快轴传播的光速度更快，但对于同一段物理距离， f_1 传播经过的光程要小于 s_0 。

b. 考虑系统中有两处串扰， X_1, X_2 ，首先 s_0 在 X_1 处产生串扰 f_1 ， f_1 在传播到 X_2 处，会再次发生串扰分光 s_{12} 到慢轴，当 s_0 传播到 X_2 时，会发生串扰 f_2 ，系统中总共产生四个波列，在光程上只能得到以下关系：

$$f_1 < f_2 \quad (2.51)$$

$$s_{12} < s_0 \quad (2.52)$$

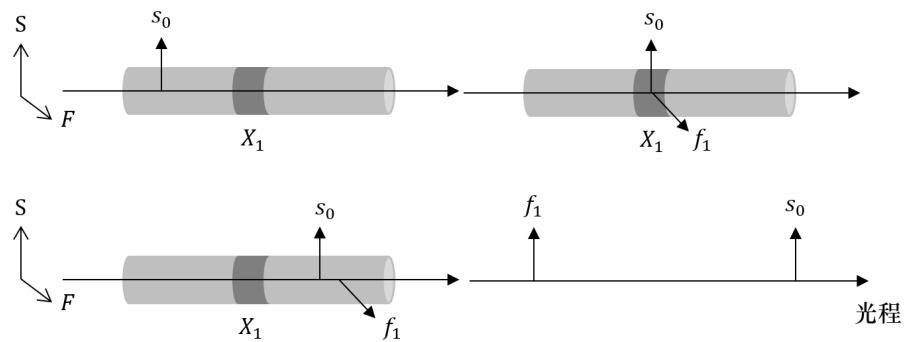


图 2.9 只有一处扰动的串扰分析及光程图

Figure 2.9 Only One Disturbance Cross-Talk Analysis

$$f_1 < s_0 \quad (2.53)$$

但四个波列整体的光程关系需要进一步考虑缺陷 X_i 的相对位置以及波导器件的长度。

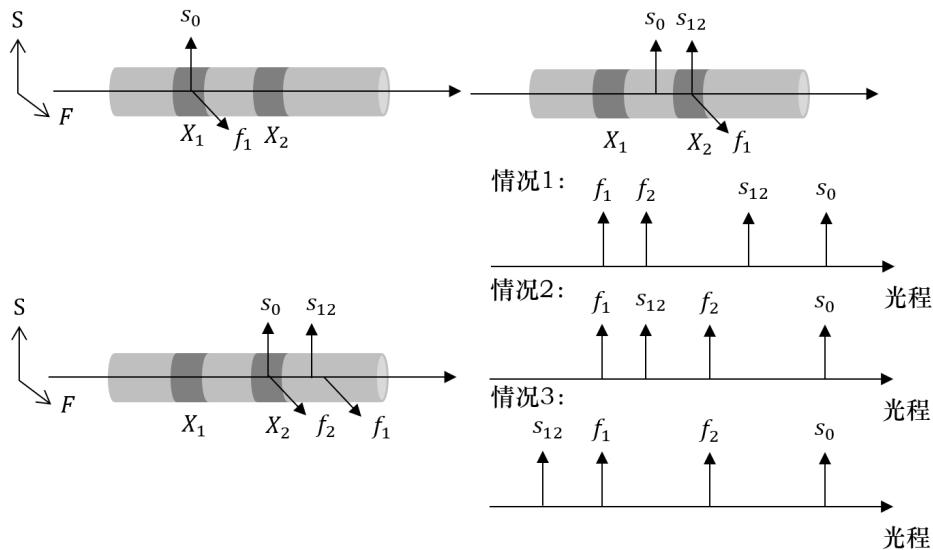


图 2.10 存在两处扰动的串扰分析及光程图

Figure 2.10 Only Two Disturbance Cross-Talk Analysis

c. 考虑更普遍的情况，系统中存在 n 处扰动， s_0 会在每一处扰动 X_i 产生一阶信号 f_i ，总共 n 个串扰信号。每一个一阶信号 f_i 会在后续 $X_j, j > i$ 处产生二阶串扰信号 s_{ij} ，同理，二阶串扰信号 s_{ij} 会在后续 $X_k, k > j$ 处发生串扰产生三阶

串扰信号 f_{ijk} , 继而易得四阶五阶串扰信号, 字母 s 和 f 表示信号所处慢轴或者快轴, 而下标字母个数表示串扰信号的阶数, 通过这种方式可以表述每一个串扰信号的路径, 理论上 n 处扰动会引入 2^n 个波列, 但只有 f_i 一阶串扰信号是值得关心的、反应扰动情况的信号, 二阶及以上的串扰信号会引入探测的不确定性, 是该系统需要忽略的, 称为鬼峰 (Ghost-Peak), 进一步, 由三阶及以上的串扰信号相比零阶和一阶足够微弱, 所以忽略讨论三阶及以上的串扰信号, 将一阶串扰信号和二阶串扰信号在光程上分离需要引入鬼峰规避的分布式偏振串扰。

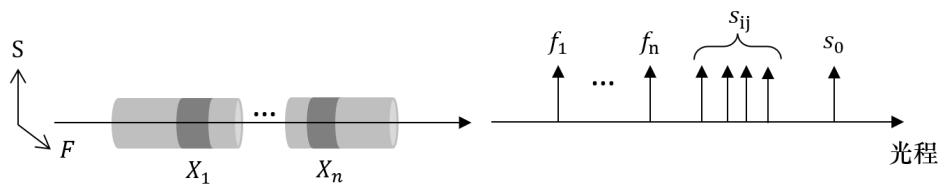


图 2.11 一般情况 (n 处扰动) 的串扰分析及光程图

Figure 2.11 General Situation(n Disturbance) Disturbance Cross-Talk Analysis

2.4.2 鬼峰规避

在本系统中, 鬼峰规避将用于分离二阶串扰信号和一阶串扰信号的光程, 假设待测器件的长度为 L_0 , 测量系统接入接出待测器件会有光学 I/O 接口, 记为 X_1 , X_n , 这两个接口属于前文提到过的第二类扰动, 其串扰程度较大, 便于识别。

信号从待测器件的出口进入系统时, 在进行偏振分束前, 还会经过一段保偏器件, 设其长度为 L_1 。假设慢轴传播的折射率为 n_s , 快轴传播的折射率为 n_f , 四个波列的光程依次为:

$$OP_{s_0} = n_s(L_0 + L_1) \quad (2.54)$$

$$OP_{f_1} = n_f(L_0 + L_1) \quad (2.55)$$

$$OP_{s_{1n}} = n_f L_0 + n_s L_1 \quad (2.56)$$

$$OP_{f_n} = n_s L_0 + n_f L_1 \quad (2.57)$$



由于 $n_s > n_f$ 易得 $OP_{s_0} > OP_{f_n}$, 对于所有二阶串扰信号 $s_{ij}, j > i$ 而言, s_{1n} 经历的光程最长, 对于所有一阶串扰信号 f_i 而言, f_n 经历的光程最短, 所以需要在偏振分束之后慢轴光对应光路的光程补偿 s_{1n} 大于 f_n :

假设光程补偿通过保偏光纤的慢轴进行, 补偿长度为 L_2 , 则补偿后的光程为:

$$OP_{s_0} = n_s(L_0 + L_1 + L_2) \quad (2.58)$$

$$OP_{s_{1n}} = n_f L_0 + n_s(L_1 + L_2) \quad (2.59)$$

f_1 和 f_n 的光程不变, 为了实现鬼峰规避:

$$OP_{f_n} < OP_{s_{1n}} \rightarrow n_s L_0 + n_f L_1 < n_f L_0 + n_s(L_1 + L_2) \rightarrow (n_s - n_f)(L_0 - L_1) - n_s L_2 < 0 \quad (2.60)$$

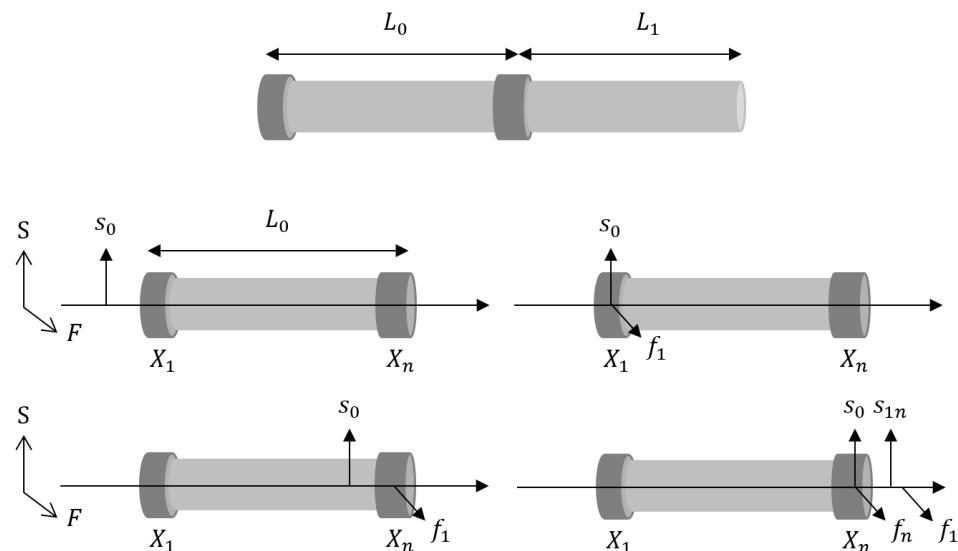


图 2.12 APC 接口引入的串扰分析及光程图

Figure 2.12 APC Connector Induced Cross-Talk Analysis and Optical Distance Demonstration

2.5 基于高斯函数波列形式的偏振串扰

2.5.1 自相关函数半峰宽与光谱的关系

在分布式偏振串扰理论中，我们假设了系统参考光的相干长度相对于串扰点的间隔足够小，这样可以把参考光和信号光的自相关函数当作半峰宽无限窄的脉冲函数。但为了获得更高的空间分辨率，需要进一步讨论该假设不成立的情况。对于光谱线型可以近似为高斯函数的参考光，进行如下讨论：

假设参考光的波函数为 $U(r,t)$ ，在单模保偏光纤体系中，忽略讨论空间的部分，波函数形式为 $U(t)$ ，则强度函数可以写成：

$$I(t) = |U(t)|^2 \quad (2.61)$$

对于稳定的 SLD 光源而言，其强度量 I 不随时间变化。

由于宽谱光源频率成份不单一，其发射光和具有稳定相位、频率、振幅的单色光不同，是一系列具有随机性的波列，因此两列波只有在很狭窄的光程差尺度内才会发生干涉。光谱反应的是频率上的统计信息，为了在时间维度上进行统计需要引入自相关函数。

定义自相关函数如下^[5]：

$$g(\tau) = \frac{G(\tau)}{G(0)} = \frac{\langle U^*(t)U(t+\tau) \rangle}{\langle U^*(t)U(t) \rangle} \quad (2.62)$$

基于自相关函数可以定义相干时间，有多种定义方式例如半峰宽、 $1/e$ 峰宽等等，对于相干时间内的光，其干涉效应更明显，而对于相干时间外的光，干涉效应更弱，基于相干时间可以进一步定义出相干长度。

光谱功率密度函数定义如下：

$$S(\nu) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\tau) e^{-j2\pi\nu\tau} d\tau \quad (2.63)$$

根据高斯函数傅里叶变换的特殊性质可知，高斯型的光谱功率密度函数具有高斯型的自相关函数，对于：

$$|g(\tau)| = e^{-\tau^2/2a^2} \quad (2.64)$$

此时半峰宽为：

$$\Delta t = 2a\sqrt{2\ln 2} \quad (2.65)$$

形式的自相关函数，其傅里叶变换为：

$$F(\nu) = \sqrt{2\pi a} e^{-2\pi^2 a^2 \nu^2} \quad (2.66)$$

此时半峰宽为：

$$\Delta\nu = \frac{\sqrt{2\ln 2}}{\pi a} \quad (2.67)$$

所以 time-bandwith product 为：

$$\Delta t \Delta\nu = \frac{4\ln 2}{\pi} \quad (2.68)$$

根据光谱功率密度函数的半峰宽，即可推出自相关函数的半峰相干时间。

转换成波长，在介质折射率为 n 的材料中的相干长度可以由下式计算：

$$l_c = c\Delta t/n \approx 0.883 \frac{\lambda_c^2}{n\Delta\lambda} \quad (2.69)$$

2.5.2 高斯函数与高斯函数的卷积

在进一步讨论本系统的相干过程之前，额外推导两个高斯函数的卷积过程，这有助于在已知测量相关函数后反推出信号光的实际半峰宽：

$$g_1(t) = e^{-\frac{t^2}{2\sigma_1^2}}, g_2(t) = e^{-\frac{t^2}{2\sigma_2^2}} \quad (2.70)$$

两者的卷积结果为：

$$f(t) = g_1(t) * g_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{t^2}{2\sigma_1^2}} e^{-\frac{(t-\tau)^2}{2\sigma_2^2}} d\tau \quad (2.71)$$

$$= e^{-\frac{1}{2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}t^2} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)(\tau - \frac{\sigma_1^2}{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}t)^2}{2\sigma_1^2 \sigma_2^2}} d\tau \quad (2.72)$$

上式中的积分为高斯积分的变式，可以转换成极坐标进行计算，此处省略具体计算步骤，可以得到：

$$f(t) = \sqrt{2\pi} \frac{\sigma_1 \sigma_2}{\sqrt{(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)}} e^{-\frac{1}{2(\sigma_1^2 + \sigma_2^2)} t^2} \quad (2.73)$$

当两个发生卷积的高斯函数的方差一致 $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ 时，有：

$$f(t) = \sqrt{\pi} \sigma e^{-\frac{1}{4\sigma^2} t^2} \quad (2.74)$$

可见卷积后的形式仍然为高斯函数，且其半峰宽提升了 $\sqrt{2}$ 倍。

2.5.3 基于高斯函数波列形式的偏振串扰

假设待测器件存在一系列缺陷点 β_i ，位置为 z_i ，原点定义在待测器件的起点，设参考光波函数为 $S(t)$ ，一阶串扰信号可以写为：

$$F(t) = \sum_i \beta_i \alpha_i S\left(t + \frac{\Delta n(L - z_i)}{c}\right) \quad (2.75)$$

其中 Δn 为保偏系统中快轴与慢轴（主轴与次轴）的群双折射率差， L 为待测器件的长度， c 为介质中的光速， α_i 为 z_i 处参考光的强度衰减系数：

$$\alpha_i = 1 - \sum_{j=1}^i \beta_j \quad (2.76)$$

通过鬼峰规避的方法可以避免高阶串扰信号，同时也给参考光增加了一段额外的延时量 τ_0 ，考虑信号光和参考光在光路中的衰减，进行干涉干涉时：

$$I = |\alpha_s S(t - \tau_0) + \alpha_f F(t)|^2 = |\alpha_s S(t - \tau_0)|^2 + |\alpha_f F(t)|^2 + 2\operatorname{Re}(G_{SF}) \quad (2.77)$$

$$G_{SF} = \int_0^{\tau_{max}} \alpha_s S(t - \tau_0) \alpha_f F(t - \tau) d\tau \quad (2.78)$$

$$= \alpha_s \alpha_f \sum_i \beta_i \alpha_i \int_0^{\tau_{max}} S(t - \tau_0) S\left(t + \frac{\Delta n(L - z_i)}{c} - \tau\right) d\tau \quad (2.79)$$

当 $\frac{\Delta n(L - z_i)}{c} - \tau - \tau_0 < \tau_c$ 时，信号获得较强的干涉，反之干涉较弱。在通常的测量中 β_i 为百分之一量级，所以 α_i 可近似取 1，通过测量几个连续的干涉脉冲信号峰值即可反推出串扰 i 的程度以及所在位置。

上述推导过程实际上只有干涉脉冲信号的峰值有意义，因为假设了应力分布为离散点应力的形式，在实际情况中如果要提高空间分辨率，点应力假设是不合适的，应力往往具有连续函数的形式。

假设待测器件的缺陷分布函数为 $\beta(z)$ ，其中 z 为发生串扰点距离待测器件起点的位置，同样设参考光波函数为 $S(t)$ ，一阶串扰信号可以写为：

$$F(t) = \int_0^L S\left(t + \frac{(L-z)\Delta n}{c}\right) \beta(z) dz' \quad (2.80)$$

所以可得干涉信号为：

$$G_{SF} = 2Re(\alpha_s \alpha_f \int_0^L \int_0^{\tau_{max}} S(t - \tau_0) S\left(t + \frac{\Delta n(L-z)}{c} - \tau\right) d\tau \beta(z) dz') \quad (2.81)$$

其中在光谱功率密度函数为高斯的形式下：

$$\int_{\tau_{max}}^0 S(t - \tau_0) S\left(t + \frac{\Delta n(L-z)}{c} - \tau\right) d\tau \quad (2.82)$$

上式在相干范围内为高斯函数，所以 G_{SF} 可以看作是脉冲响应函数为高斯形式的卷积响应函数，可以得到通过降噪的反卷积算法在线性时不变系统下，求得输入函数，也就是 $\beta(z)$ 。在上式中忽略讨论了由于串扰引入的强度衰减系数。

第3章 实验总结

3.1 系统设计原理

3.1.1 系统框图

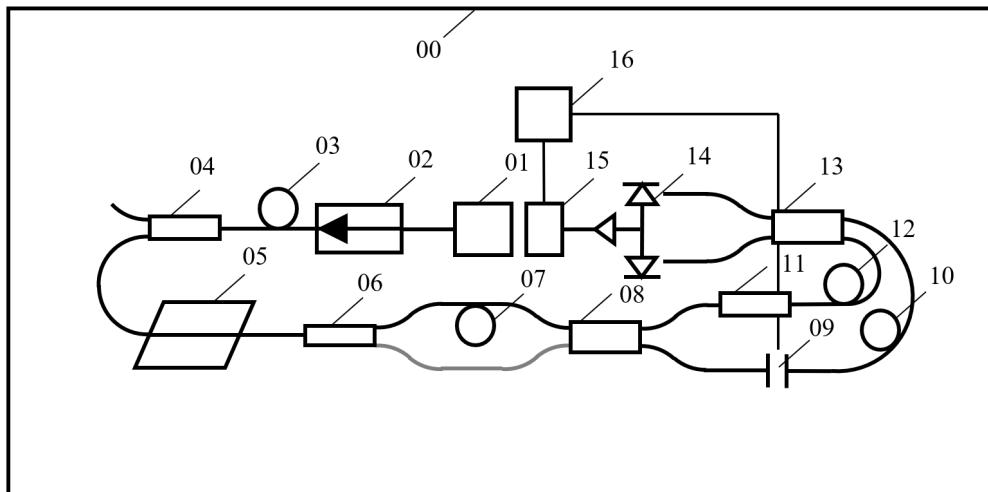


图 3.1 分布式偏振串扰光芯片检测系统设计图

Figure 3.1 Distributed Polarization Cross-Talk Optical Chip Detection System Design Demonstration

如图所示，00 为整个系统框架；01 为 SLD 光源，用以产生本系统所需的宽谱光信号；02 为光隔离器，用以阻挡散射光传播逆向信号，避免影响激光器发光；03 为一段固定长的单模光纤，用以制造随机偏振角度，对信号进行消偏处理；04 为 PBS，将消偏后的信号进行起偏，获得高消光比的输入偏振光；05 为待测的波导器件，高偏光在待测器件的缺陷处发生串扰，输出一系列慢光和快光波列；06 为 PBS，将快慢光分离，快光进入灰色所示的支路，慢光进入含有 07 固定延时光纤 1 的一路，进行鬼峰规避的光程分离；两路光在 08 耦合器中合束，耦合器输出光一路经过 09 电动延时线和 10 固定延时光纤 2，另一路经过 11 移频装置（例如声光调制器 AOM，此装置用于外差探测，零差探测时不需要此装置）和 12 固定延时光纤 3，两路光进入 13 耦合器和 14 BPD 进行干涉，输出 RF 信号进入 15 DAQ；16 PC 设备连接了 09 电动延时线和 15 DAQ，可以控制延时线延时量，触发数据采集。

3.1.2 固定延时计算

考虑原始信号光 S_0 :

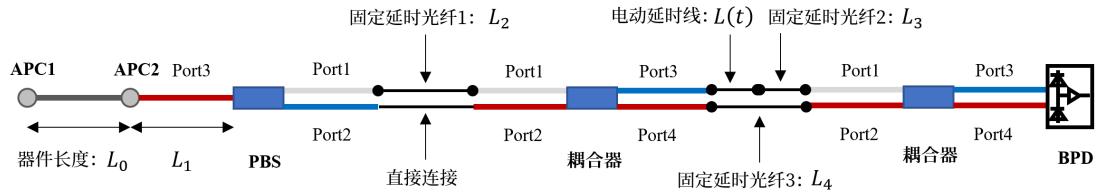


图 3.2 器件光程分析

Figure 3.2 Device Optical Length Analysis

经过延时线的支路进入耦合器之前：

$$a(L)s_0 e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.1)$$

$$\frac{a(L)}{\sqrt{2}} s_0 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} [n_s L_0 + n_s L_1 + PBS + n_s L_{PBS-1} + n_s L_2 + n_s L_{Coupler-1} + n_s L_{Coupler-3} + n_s L_3 + L(t) + n_s L_{Coupler-1}]} \quad (3.2)$$

假设 L 为光程，a(L) 为经过 L 光程距离后的强度损耗；

经过固定延时线 3 的支路进入耦合器之前：

$$a(L)s_0 e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.3)$$

$$\frac{a(L)}{\sqrt{2}} s_0 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} [n_s L_0 + n_s L_1 + PBS + n_s L_{PBS-1} + n_s L_2 + n_s L_{Coupler-1} + \frac{\lambda}{4} + n_s L_{Coupler-4} + n_s L_4 + n_s L_{Coupler-2}]} \quad (3.4)$$

考虑在待测器件入口 APC 接口的一阶串扰信号，经过延时线的支路进入耦合器之前：

$$a(L)f_1 e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.5)$$

$$\frac{\beta_1 a(L)}{\sqrt{2}} s_0 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} [n_f L_0 + n_f L_1 + PBS + n_s L_{PBS-2} + n_s L_{Coupler-2} + \frac{\lambda}{4} + n_s L_{Coupler-3} + n_s L_3 + L(t) + n_s L_{Coupler-1}]} \quad (3.6)$$

β_1 设为第一处扰动处串扰信号和原始信号的幅值比；

考慮在待測器件入口 APC 接口的一階串擾信號，經過固定延時線 3 的支路進入耦合器之前：

$$a(L)f_1e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.7)$$

$$\frac{\beta_1 a(L)}{\sqrt{2}} s_0 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[n_f L_0 + n_f L_1 + PBS + n_s L_{PBS-2} + n_s L_{Coupler-2} + n_s L_{Coupler-4} + n_s L_4 + n_s L_{Coupler-2}]} \quad (3.8)$$

考慮在待測器件出口 APC 接口的一階串擾信號，經過延時線的支路進入耦合器之前：

$$a(L)f_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.9)$$

$$\frac{\beta_n a(L)}{\sqrt{2}} s_0 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[n_s L_0 + n_f L_1 + PBS + n_s L_{PBS-2} + n_s L_{Coupler-2} + \frac{\lambda}{4} + n_s L_{Coupler-3} + n_s L_3 + L(t) + n_s L_{Coupler-1}]} \quad (3.10)$$

β_n 設為第 n 处擾動處串擾信號和原始信號的幅值比；

考慮在待測器件出口 APC 接口的一階串擾信號，經過固定延時線 3 的支路進入耦合器之前：

$$a(L)f_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.11)$$

$$\frac{\beta_n a(L)}{\sqrt{2}} s_0 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[n_s L_0 + n_f L_1 + PBS + n_s L_{PBS-2} + n_s L_{Coupler-2} + n_s L_{Coupler-4} + n_s L_4 + n_s L_{Coupler-2}]} \quad (3.12)$$

考慮在待測器件入口 APC 接口的一階串擾信號在出口 APC 接口回到慢軸的二階串擾信號，經過延時線的支路進入耦合器之前：

$$a(L)s_{1n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.13)$$

$$\frac{\beta_1 \beta_n a(L)}{\sqrt{2}} s_0 e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[n_f L_0 + n_s L_1 + PBS + n_s L_{PBS-1} + n_s L_2 + n_s L_{Coupler-1} + n_s L_{Coupler-3} + n_s L_3 + L(t) + n_s L_{Coupler-1}]} \quad (3.14)$$

考虑在待测器件入口 APC 接口的一阶串扰信号在出口 APC 接口回到慢轴的二阶串扰信号，经过固定延时线 3 的支路进入耦合器之前：

$$a(L)s_{1n}e^{j\frac{2\pi}{\lambda}L} = \quad (3.15)$$

$$\frac{\beta_1\beta_n a(L)}{\sqrt{2}}s_0e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}[n_fL_0+n_sL_1+PBS+n_sL_{PBS-1}+n_sL_2+n_sL_{Coupler-1}+\frac{\lambda}{4}+n_sL_{Coupler-4}+n_sL_4+n_sL_{Coupler-2}]} \quad (3.16)$$

为了确保获得鬼峰规避的分布式偏振串扰信号，进入相干探测前的信号需要满足：

1. 两路中各波列的光程顺序：

$$f_1 < f_n < s_{1n} < s_0 \quad (3.17)$$

2. $t = 0$ 时：

固定延时线 3 中的 s_0 光程要在电动延时线 f_n 和 s_{1n} 之间；

3. $t = t_{max}$ 时：

固定延时线 3 中的 s_0 光程要在电动延时线 f_1 之后；

对于条件 1：

$$(n_s - n_f)(L_1 - L_0) + n_s(L_{PBS-1} - L_{PBS-2}) + n_sL_2 + n_s(L_{Coupler-1} - L_{Coupler-2}) > \frac{\lambda}{4} \quad (3.18)$$

设 $L_{PBS-1} - L_{PBS-2}$ 为 PBS port 的工艺误差 Δ_{PBS} ，设 $L_{Coupler-1} - L_{Coupler-2}$ 为耦合器 port 的工艺误差 $\Delta_{Coupler}$

$$(n_s - n_f)(L_1 - L_0) + n_s(\Delta_{PBS} + L_2 + \Delta_{Coupler}) > \frac{\lambda}{4} \quad (3.19)$$

$$(n_s - n_f)(L_1 - L_0) + n_s(\Delta_{PBS} + L_2 + \Delta_{Coupler}) + \frac{\lambda}{4} > 0 \quad (3.20)$$

对于条件 2：

$$(n_s - n_f)L_0 + n_s(L_4 - L_3) + 2n_s\Delta_{Coupler} < L(0) - \frac{\lambda}{4} \quad (3.21)$$

$$(n_s - n_f)L_1 + n_s\Delta_{PBS} + n_sL_2 + 3n_s\Delta_{Coupler} + \frac{\lambda}{4} + n_s(L_4 - L_3) > \frac{\lambda}{4} + L(0) \quad (3.22)$$

对于条件 3:

$$(n_s - n_f)(L_0 + L_1) + n_s\Delta_{PBS} + n_sL_2 + 3n_s\Delta_{Coupler} + n_s(L_4 - L_3) < L(t_{max}) \quad (3.23)$$

对于条件 1, 波长在纳米量级, 延时线至少在厘米量级, 所以条件 1 自然满足。对于条件 2, 本系统使用的 PBS 和耦合器的工艺误差在 $\pm 1mm$, $L(0)$ 为 0, 忽略波长的量级, 快慢轴的折射率差在微米量级, 相比毫米量级也可忽略, 所以 L_4 比 L_3 小数厘米即可满足, 但该数值不能过小, 还需要同时小于 L_2

$$L_4 + L_2 > L_3 \quad (3.24)$$

对于条件 3, 忽略小量, 根据表 3.6 列出的延迟线最大延迟量:

$$L_2 + L_4 - L_3 < \frac{L(t_{max})}{n_s} \approx 31cm \quad (3.25)$$

本系统中电动延迟线的入口出口附带了一段 217.7cm 长的光纤, L_2 在本系统中设为 1m, L_4 需要满足小于 146.5cm, 由实验条件有限, 实验成员通过处理 1 m 的保偏光纤, 手动熔接获得了一段 85.5 cm 和一段 57.1 cm 的保偏光纤, 因此, L_3 :

$$L_3 = 217.7 + 57.1 = 274.8cm \quad (3.26)$$

$$171.5cm < L_4 < 202.5cm \quad (3.27)$$

所以为了实现系统测量, L_4 可以通过 1 m 和 85.5 cm 的两个保偏光纤连接得到:

$$L_4 = 185.5cm \quad (3.28)$$

3.2 数据采集程序

本系统通过 PC 控制电动延时线扫描光程，并将扫描过程中的相干探测信号通过 USB-6366 数据采集卡采集到 PC 端，以获得信号电压-延时量的探测图像。延时线的电机扫描速度可以控制 600 - 1500 RPM，对应的多普勒频移为 22.5 kHz - 45 kHz，BPD 的探测带宽为 50 kHz，用 RF 射频输出，采集卡的 MHz 的采样率足以测量这部分数据。为了实现高速数据的测量写入和读取，对比 txt、xls 和 tdms 文件后，最终选择 NI 的 tdms 数据存储类型。二进制 tdms 文件格式是一种易于交换、固有结构化、支持高速流传输的文件格式，当与 NI 解决方案中的其他技术结合使用时，无需复杂且昂贵的数据库设计、架构即可快速搜索，或维护。其数据结构包含三层框架文件，通道组和通道。在每个级别中，都可以分配用于存储有关所进行测量的元数据的属性。例如，文件级别可能包含有关捕获数据的软件版本的属性。通道级别可能包含使用的传感器的序列号等等，这些结构元素为测量提供了可追溯性，以确保可以搜索相关数据，跟踪系统中发现的任何问题。因此，如果发现某个特定传感器出现故障，可以快速找到该传感器捕获的所有通道。实际测量数据以二进制格式存储，所以 tdms 格式的数据的读写速度往往非常快，而不会损失数据的精度，但处理数据时需要特殊的方式来读取数据，利用 NI 自带的 tdms 格式文件读取装置或者 excel 即可读取，但在测试数十万量级的数据量时，excel 的读取效率很慢且容易崩溃。Matlab 开发了和 tdms 的接口程序，可以很方便的读取该形式的数据，后续分析环节的数据处理过程都将基于 Matlab 进行。

该采集 VI 可以选择测量通道和测量模式，更改通道采样率，设置采样时间，并实时显示采样进行时间，将数据存储到 PC 本地路径的 tdms 文件中，采集完成后进行文件打开和数据展示。

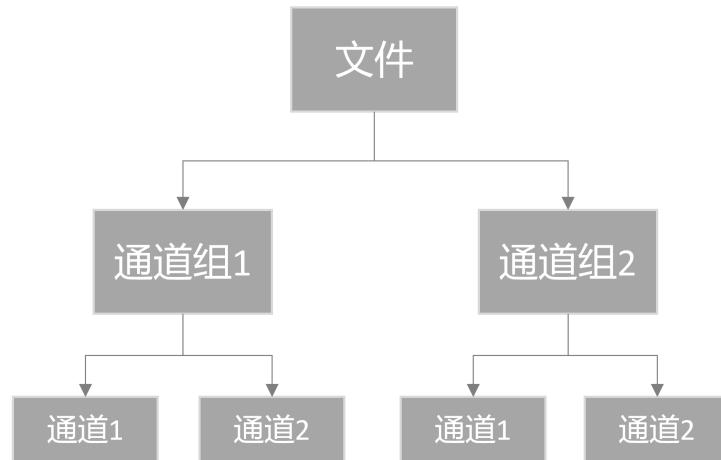


图 3.3 tdms 数据结构

Figure 3.3 Data Structure of tdms file

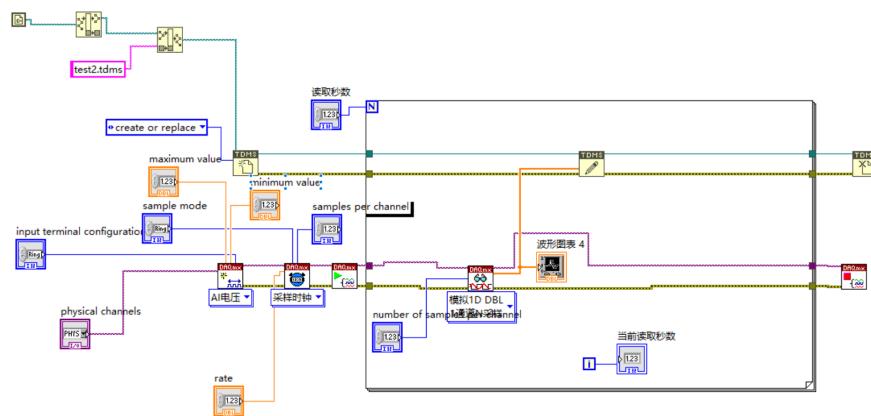


图 3.4 Labview 数据采集 VI

Figure 3.4 Labview Data Acquisition VI

3.3 系统调试

3.3.1 偏振态检测

在实验测试中，慢轴对齐的入射光经过延时线出光进入耦合器后，光功率检测到耦合器的两个出射口光强非常微弱，如图 3.7 中 (a) 所示，出射延迟线的光谱 2 与入射光 1 没有明显变化，但耦合器出射的光谱 3、4 整体幅度由 -25dB 降到了 -41dB；而另一路固定延时线 3 的出射光进入耦合器后输出光功率正常，如图 3.7 中 (b) 所示，光谱 7、8 相对于光谱 6，整体幅度只下降了 5dB 左右。猜测是由于延时线出射光的偏振主轴与耦合器光纤传播主轴出现了 90 度的失配，导致信号光被直接滤掉，因此采用 PBS 对出射信号光进行偏振态检验，如 3.8 图所示，在理论部分介绍过，port 1 中的慢轴光会从 port 3 出射，而快轴光会从 port 2 出射，(c) 中 1 处的光谱比 2 处低了近 20 个 dB，而延迟线的出射光，3 处比 4 处低了近 20 个 dB，也就意味着延时线的出射光由于器件问题，和系统主要测量的慢轴光主轴不匹配，可以通过接入 PBS 对出射光进行主轴的旋转。

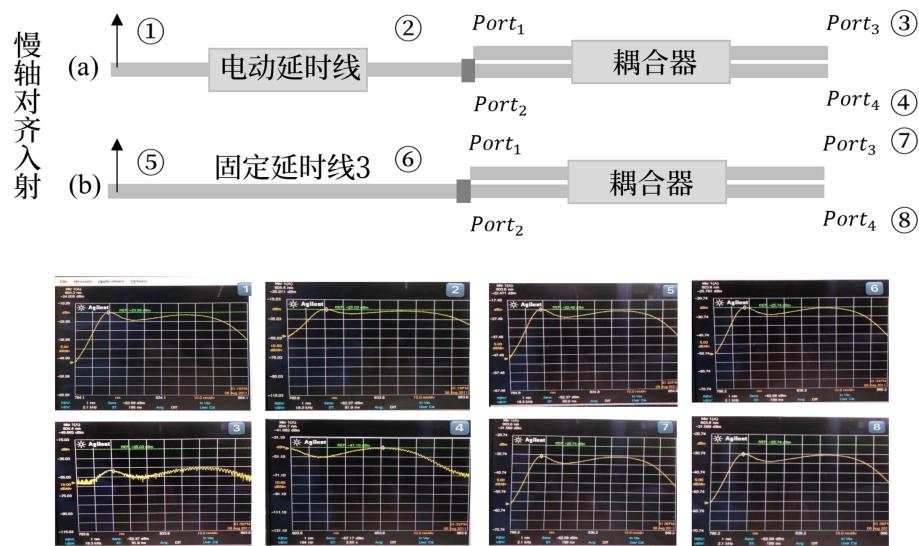


图 3.5 偏振态纠正实验器件图和光谱图 1

Figure 3.5 Polarization Correction Device Demonstration and Spectrum Figures 1

3.3.2 光程检测

由于实验仪器设计问题，延时线内部存在一部分光纤的具体长度数据无法从手册获取，所以当延时线调整为 0 时，除了接入接出的保偏光纤，实际上还有一段附加的光纤光程需要考虑。本实验中采用了窄线宽线性调频激光器对这段

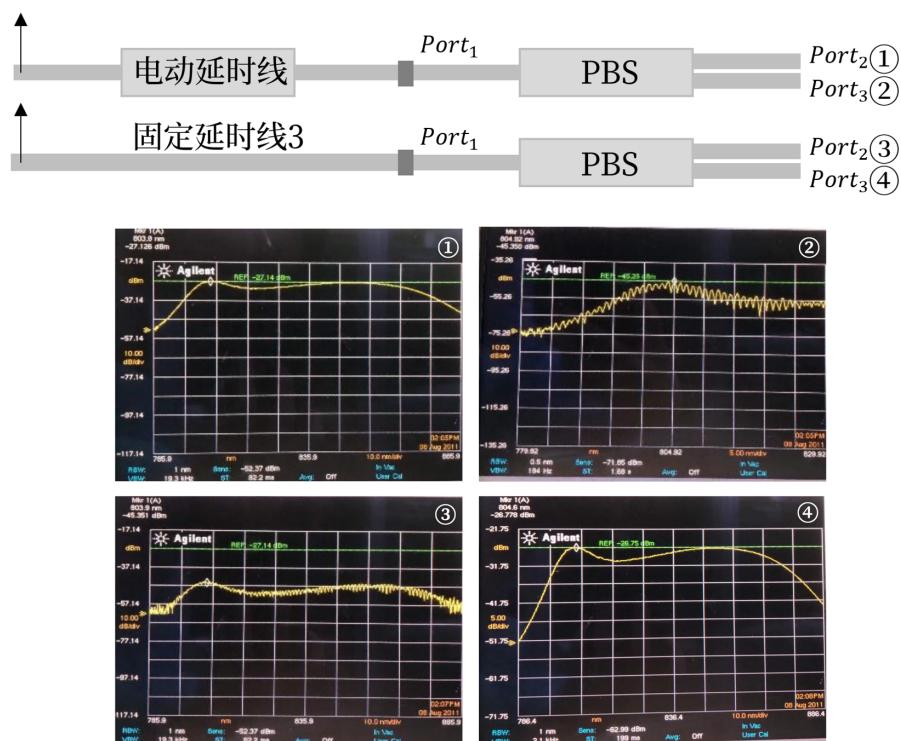


图 3.6 偏振态纠正实验器件图和光谱图 2

Figure 3.6 Polarization Correction Device Demonstration and Spectrum Figures 2

距离进行了测量。

窄线宽激光器假设为单色波：

$$E_0 = \sqrt{P} e^{i\omega(t)t + kz + \phi_0} \quad (3.29)$$

分光进入两路后：

$$E_1 = \sqrt{P_1} e^{i\omega(t)t + \phi_0 + \frac{2\pi n_s L_3}{\lambda(t)}} \quad (3.30)$$

$$E_2 = \sqrt{P_2} e^{i\omega(t)t + \phi_0 + \frac{2\pi n_s L_4}{\lambda(t)}} \quad (3.31)$$

根据式 (2.48) 可得：

$$\Delta I = 2R\sqrt{P_1 P_2} \cos\left(\frac{2\pi n_s L_3}{\lambda(t)} - \frac{2\pi n_s L_4}{\lambda(t)}\right) = 2R\sqrt{P_1 P_2} \cos\left(\frac{2\pi n_s (L_3 - L_4)}{\lambda(t)}\right) \quad (3.32)$$

$$\frac{\partial \frac{2\pi n_s (L_3 - L_4)}{\lambda(t)}}{\partial t} = \frac{n(L_3 - L_4)}{\lambda^2} v = \frac{1}{T} \quad (3.33)$$

其中 v 为线性调频激光器的调节速率：10nm/s，中心波长 830 nm，在 L_3 未知， L_4 为 3m 时，可以计算出 L_3 约等于 3.0316 m，去除 L_3 原有的 85.50cm 熔接光纤和延时线端口的两根 1m 光纤，内部剩余 17.66 cm 额外的光程。

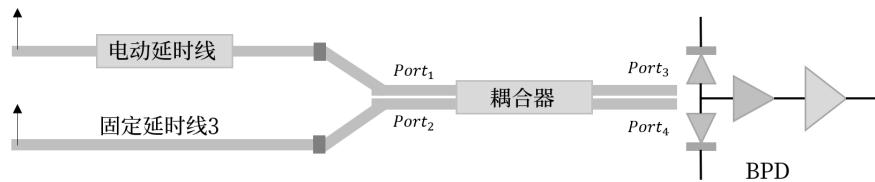


图 3.7 光程纠正实验仪器图

Figure 3.7 Optical Path Correction Device Demonstration

3.4 系统测试

本节主要展示了系统实验测试的实物图以及各器件的主要参数，在图 3.8 中展示了整个框架及各部分器件，在图 3.9 中展示了核心部分的光学器件。

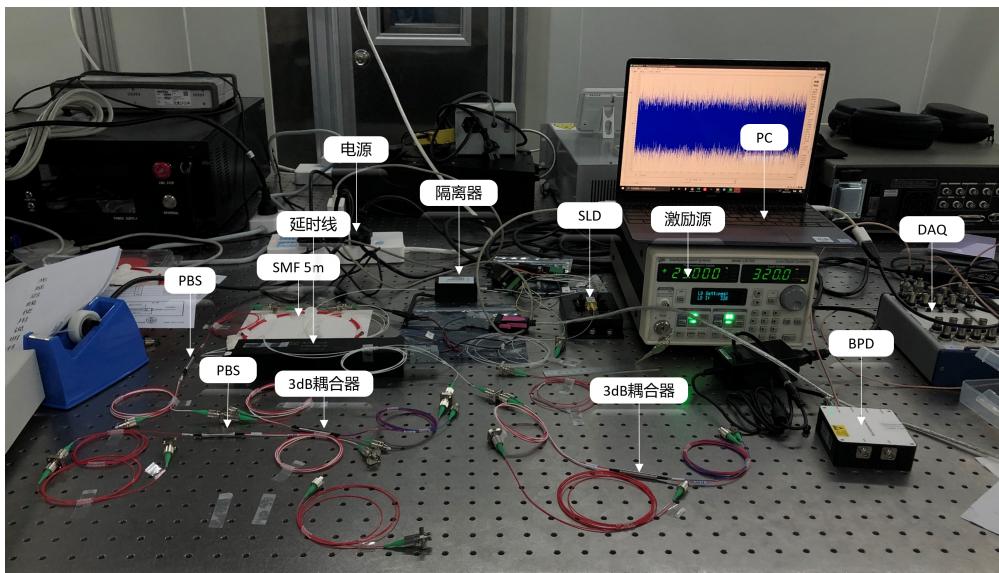


图 3.8 系统器件实物图

Figure 3.8 System Devices Demonstration

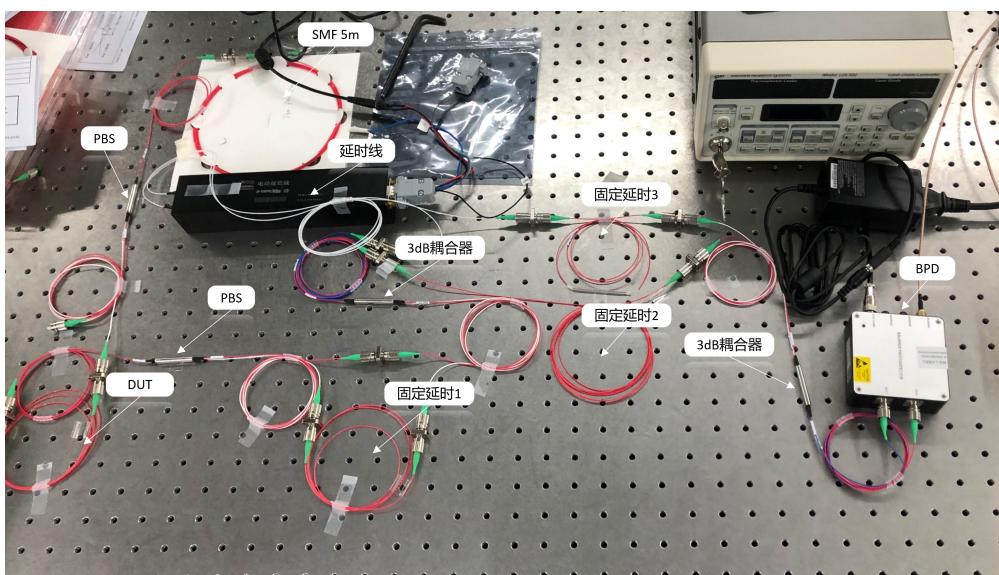


图 3.9 核心器件实物图

Figure 3.9 System Core Devices Demonstration

3.4.1 串扰分析

由于在分析点串扰时，干涉信号只有顶点有实际位置标定意义，而顶点处代表发生的干涉最强烈，所以这里使用单色波基础下的相干探测理论进行串扰分析。

当功率为 P_s 的光经过耦合点时，会有比例为 $h_i = P_{f_i}/P_s i = 12 \dots n$ 的光发生耦合，进入非主轴光路，考虑 $n=1$ 的情况，主光功率为 $(1-h)P_s$ ，非主光功率为 hP_s ，两路光在后续传播过程中会发生损耗，损耗来源有 APC 接口（一种耦合面有倾角以减小背散射光的器件连接方式），耦合器入口到出口的损耗，PBS 入口到出口的损耗，器件自身材料引入的光强衰减等。相比于前者而言，材料本身带来的光强衰减可以忽略不记，只需要考虑每个部分的插入损耗和 port 到 port 的串口损耗。每一个新引入的损耗可以记为 γ_{1j}, γ_{2j} ，参考式 (2.48) 进行相干探测之前的两路光的功率可以写为：

参考光功率：

$$\gamma_{1M} \cdots \gamma_{12} \gamma_{11} (1 - h_i) P_s \quad (3.34)$$

信号光功率：

$$\gamma_{2N} \cdots \gamma_{22} \gamma_{21} h_i P_s \quad (3.35)$$

相干探测信号为：

$$2R\sqrt{\gamma_{1M} \cdots \gamma_{12} \gamma_{2N} \cdots \gamma_{22} \gamma_{21} (1 - h_i) h_i} P_s \cos(\omega_{Doppler} + \delta\varphi) \quad (3.36)$$

通过实际测量和器件参数表可以获得本系统中 $\gamma_1, \gamma_2 R$ 的具体值，通过相干信号的测量值，即可反推出 h_i 的值

3.4.2 瞬时频率分析

为了准确地解析信号携带的信息，需要对探测信号的频率进行分析。由于系统信号获取基于多普勒频移和相干探测，在未发生相干的区域为探测器本身的噪声，通过对整体信号傅里叶分析并不能获得一个准确的频率信息。而若采用加窗傅里叶变换，窗口大小的选择也影响着分析结果，所以本实验通过瞬时频率分析进行信号频率特征的讨论。

基于信号相位求导是获取信号频率的典型方式，希尔伯特变换是常见的获取信号包络和相位的方式。对于信号 $s(t)$ ，其希尔伯特变换 $H\{s(t)\}$ 和信号本身组成了实部虚部完善的解析信号，其相位和振幅信息如下：

$$\theta(t) = \tan^{-1}(H\{s(t)\}/s(t)) \quad (3.37)$$

$$A(t) = \sqrt{\{[H\{s(t)\}]^2 + s(t)^2\}} \quad (3.38)$$

通过对相位进行求导即为频率。但在实际信号处理中，希尔伯特变换得到的瞬时频率只在一定的条件下有意义。其必要条件为信号是单成分的且局部均值为零，否则会出现没有意义的负频率。通过经典模态分解(EMD)对原始信号进行处理可以获得满足这样条件的信号，所以结合变换和经典模态分解的希尔伯特-黄变换在实际过程中更有应用意义。因此本实验通过此方法进行瞬时频率分析，虽然经典模态分解也存在端点效应和模态混叠等问题需要其他算法进行补偿，但实际应用中发现未出现这些问题，所以暂未使用更进一步的信号分析手段。

3.4.3 器件检测

实验中使用了一系列不同的光纤作为待测器件：分别是直接连接，2m保偏光纤，人为施加应力的2m保偏光纤，5m保偏光纤，5m+2m保偏光纤，2m+5m+2m保偏光纤。

从图3.10中可以看到在待测器件为空(或者说只有一个APC接口)的情况下，相干探测信号主要有三个峰，图中横坐标均为采样时间，采样时间越大意味着电动延迟线扫过的光程越多，由系统原理可知，越早出现的串扰光相对于主光光程越小，所以采样越晚出现。所以可知这三个光的来源，第一个为主光在PBS内部分光前产生了串扰进入了快轴，第二个为入射光路和PBS连接位置处的APC接口产生，第三个则为入射光本身携带光存在一部分耦合光。本实验使用的保偏光纤主轴存在正负3°的偏差，根据：

$$ER \leq 10\log(\tan^2(\theta)) \quad (3.39)$$

按照偏差 $\theta = 6^\circ$ ，计算，会产生 -20 dB 的串扰，实验结果的量级与该量级基本吻合。

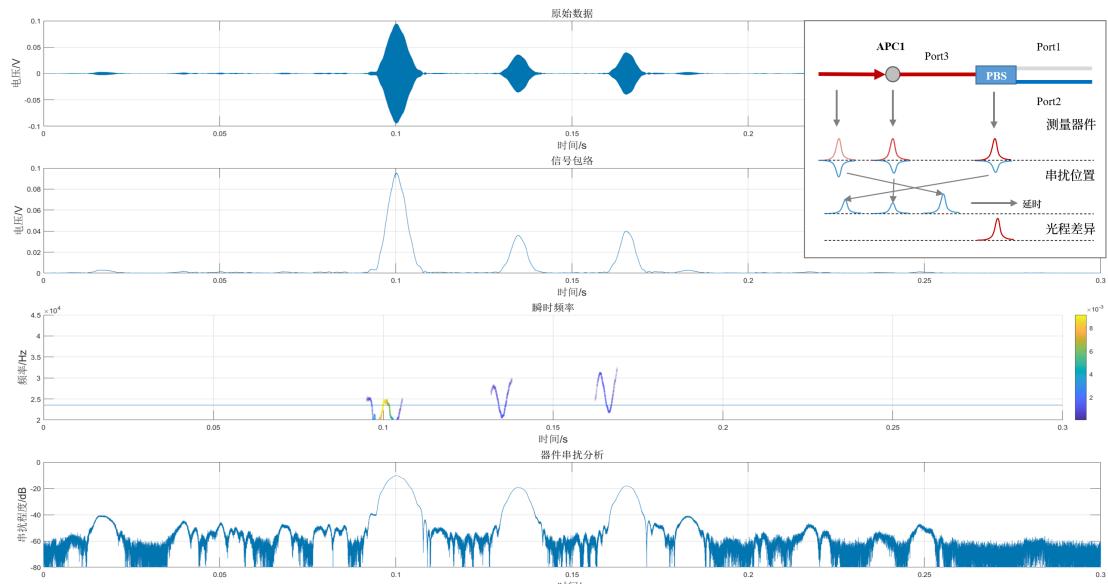


图 3.10 无待测器件时的偏振串扰分析

Figure 3.10 DPXA Results When No Device Under Test

进一步地在本系统中加入不同的待测器件观察测试结果(图 3.11)，通过对齐体系中的最后一处主要串扰光，可以明显的从 DPXA 干涉信号中看出测量器件的主要串扰分布。根据实验结果计算得到使用光纤的拍长约为 1.8 mm，与出厂检测范围 1-2 mm 吻合。

$$L_B = \lambda_c / B \quad B = D / L_{DUT} \quad (3.40)$$

其中 L_B 为拍长， λ_c 为光源中心波长，B 为不同轴群折射率差，D 为干涉信号峰值延迟量差，L 为待测器件长度。

当器件换为 5m 光纤的时候，可以观察到两个 APC 接口的串扰光延时距离有了明显的增大，其采样时间间隔为 2m 的 2.5 倍左右，但具体空间距离需要通过瞬时频率进行反推，但未干涉区域的瞬时频率无法获取，所以更精确的延迟距离计算方法见第四章：总结与展望。

当器件进一步加长后，每出现一个 APC 接口都会增加一个 20dB 左右的串扰信号，且有效信号的扫描范围伴随着增加。串扰信号之间的相对距离基本匹配实际物理空间的串扰分布。

图 3.11 左侧展示的是一段人为的、特殊缠绕方式的 2m 光纤与正常 2m 光纤的实验结果对比，这种缠绕方式通过在主要缠绕柱的一侧引入一半径远小于主

要缠绕柱的铁棒，改变了光纤缠绕时的局部曲率半径，当光纤整体紧密缠绕时，会在曲率半径突变处引入应力，从而使得主光在该处产生比较大的串扰。对比上下两幅图可以发现缠绕引入应力的光纤在两个 APC 信号中间有 -40dB 到 -50 dB 的信号，由于在 2m 内引入了 20 处曲率突变，应空间分布周期为 10cm，由 APC 接口信号推算出的群折射率差可知，该周期下的一阶串扰信号间隔为 31 微米，相较于 APC 信号的半峰宽 (60 微米) 而言，此间隔会导致多个信号光混叠，以至此空间尺度下的讨论从空间距离足够够远的点应力变为无法分辨清楚的连续点应力，信号光与参考光的自相关函数半峰宽不够小，限制了系统测试分辨率，从而得不到准确的应力分布。

综合来看，本系统可以实现 50 dB 动态范围的串扰信号测量，同时光程分辨率可以达到 60 微米以上，针对不同保偏特性的体系，实际空间分辨率会有差异。保偏性能越好，其主轴和次轴的群双折射率差异越大，在空间尺度固定的情况下，主光与串扰光的光程差异也就越大，所以同样的光程分辨率可以实现更小的空间尺度探测。本系统测量到保偏光纤物理空间分辨率约为 20cm，如果测量光芯片等群双折射率差异更大的材料，空间分辨率可以进一步提高，同时系统本身的光程分辨率也需要进一步提升。

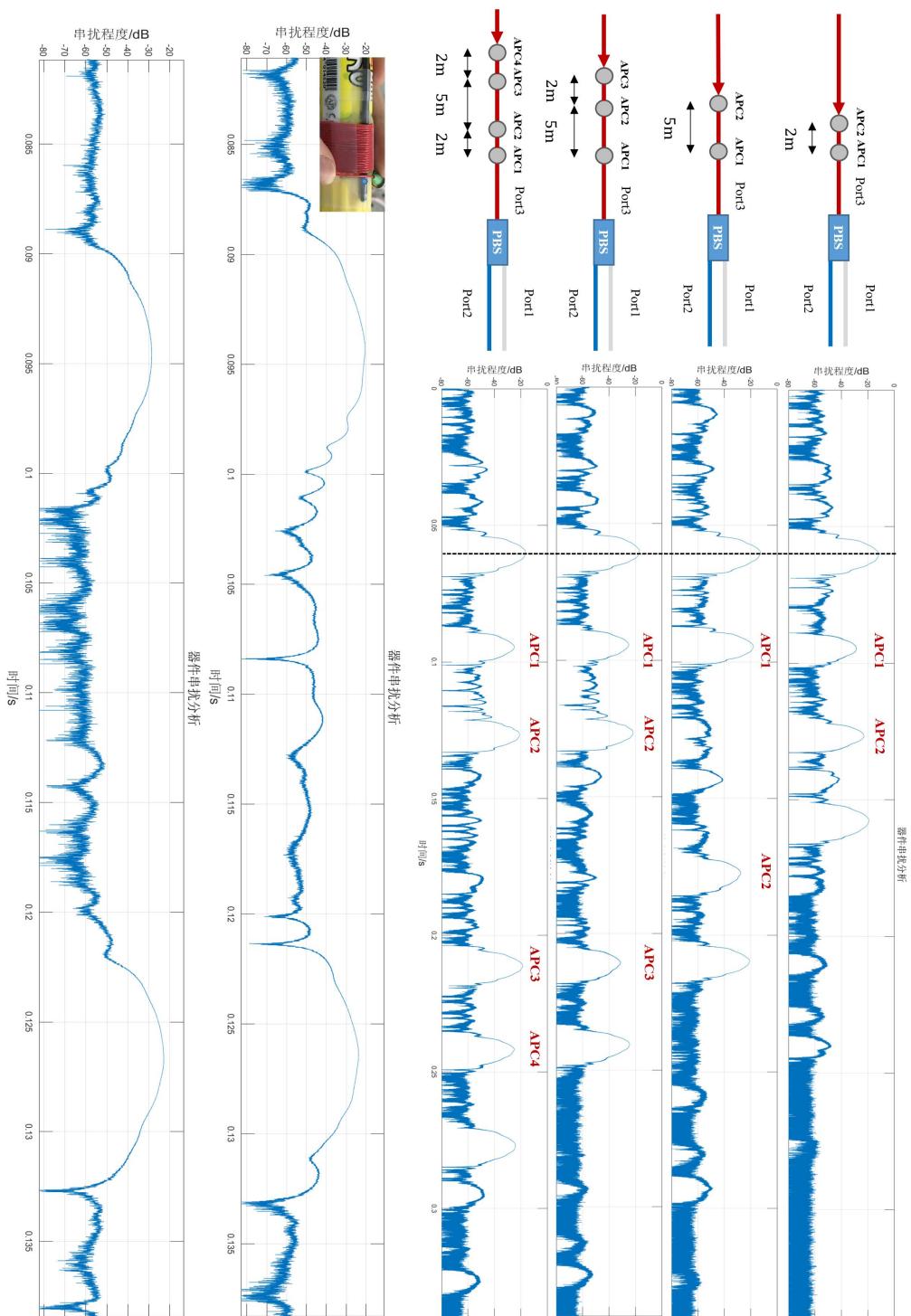


图 3.11 不同测器件时的偏振串扰对比

Figure 3.11 DPXA Results When Different Device Under Test

第4章 未来改进与总结

4.1 空间分辨率问题改进

在第三章关于系统测试一节中，通过人为缠绕引入应力分布的测试结果发现，本系统的空间分辨率过低。按照光谱功率密度函数 25nm 计算出空气中的自相关函数半峰宽应该为 24.45 微米，但是通过搭建 MZI 测试干涉结果，按照希尔伯特黄变换的瞬时频率均值计算得到为 $60\text{-}70$ 微米。

实验中首先排除了光源因素，光源在进入 BPD 之前仍然为一高斯线型，且光谱功率密度函数的半峰宽约为 28nm ，可以排除光源问题的影响；进一步地，通过增加待测器件的长度至 19m ，相当于整个体系的光纤长度翻倍，MZI 干涉结果的自相关半峰宽基本没有变化，所以可以忽略色散在本系统中对空间分辨率的影响。

同时还验证了延迟线扫描电机速度、扫描范围和 DAQ 采样率等因素对 MZI 结果的影响，改变上述因素对半峰宽均没有影响，这几个因素皆可排除。

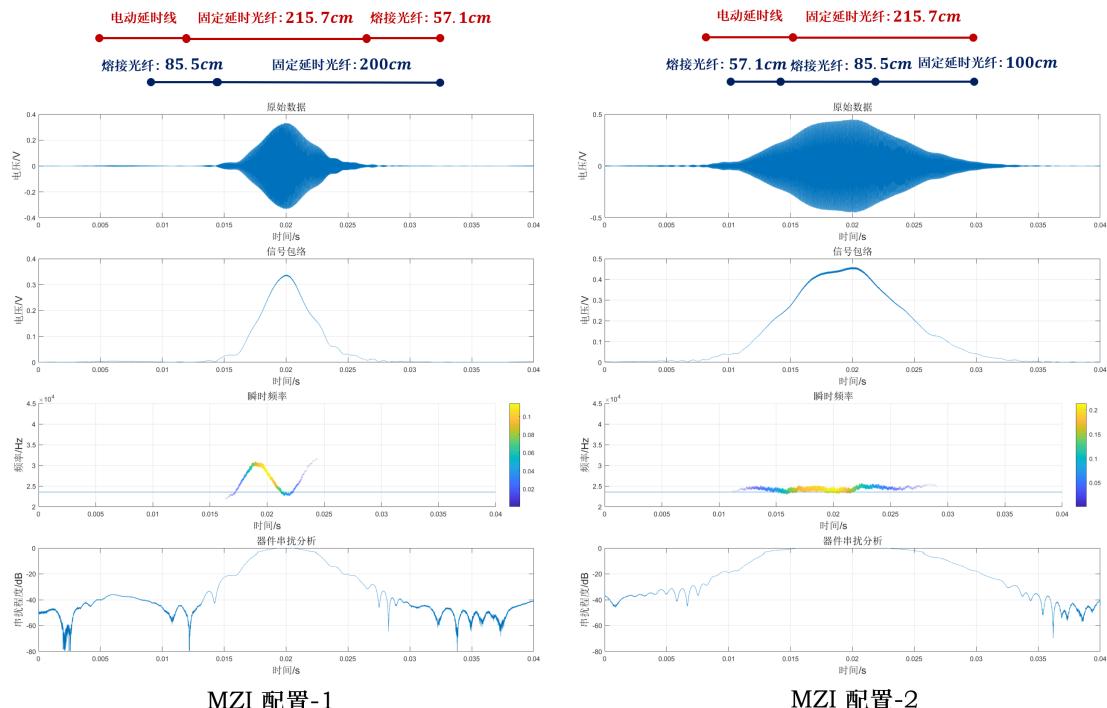


图 4.1 不同 MZI 配置的自相关函数相干探测

Figure 4.1 Self Correlation Function Coherent Detection Under Different MZI Settings

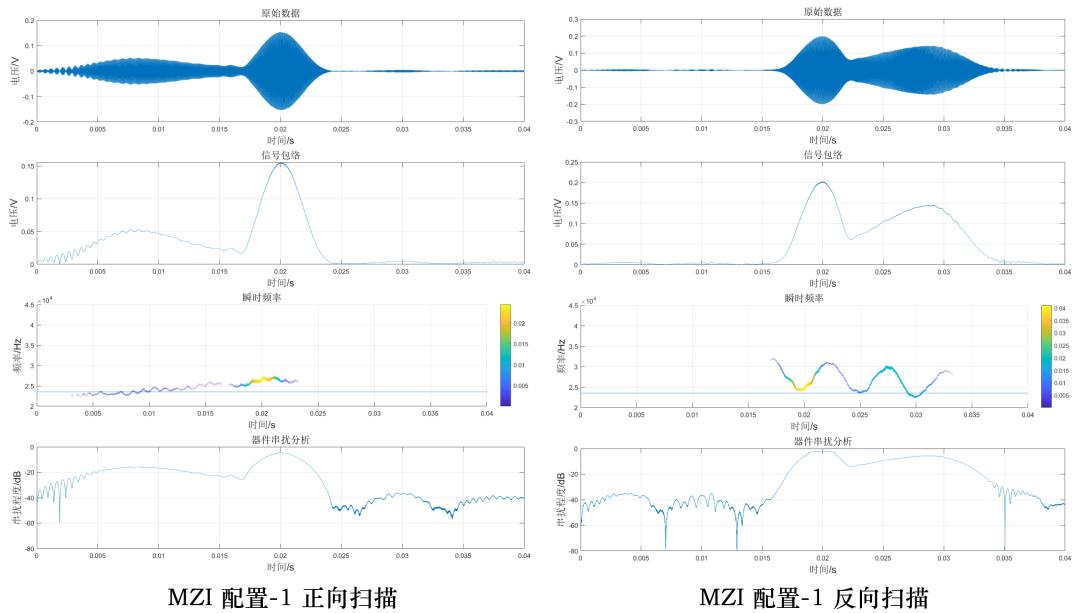


图 4.2 正向和反向扫描自相关函数相干探测

Figure 4.2 Self Correlation Function Coherent Detection Under Forward and Backward Delay Scan

唯一一个造成 MZI 结果有明显变化的验证实验是改变了 MZI 双臂配置，前述实验的配置为一臂延迟线 +57.1cm 熔接光纤 +PBS，一臂 2m 保偏光纤 +85.5cm 熔接光纤 +PBS，当配置修改成一臂延迟线 +PBS，一臂 1m + 保偏光纤 +85.5cm 熔接光纤 +57.1cm 熔接光纤 +PBS 后，MZI 干涉自相关函数的半峰宽达到了 106 微米，而且从相干探测图样来看有多峰混叠的现象。理论上自相关函数的测量结果应该是对称的，其对称性与光谱功率密度函数无关，于是实验中我们又使用了平台型的宽谱 SLD 进行补充测试，结果发现延迟线正向扫描与倒向扫描的结果是互为镜像对称的，这也证明了系统中存在多峰混叠的情况。

为了解决这一问题，下一步计划使用声光调制器 (AOM) 完成频移功能，从而将多普勒移频部分从延迟线分离，这样可以在稳定光程的同时测量相干信号的振幅，实现更精准的光程控制。进一步地，由于目前的参考光传播过程中经历过很多系统器件，其光信息成份复杂，有可能导致最终干涉峰混叠，可以在系统的最前端，进入待测器件之前加入一个功率非对称分配的耦合器 (eg. 30:70, 20:80)，让参考光的传播过程足够简单，以防止引入干扰光。

如图所示，经过 04 PBS 后，利用 80: 20 或者 90: 10 的耦合器分出一路参考光，经过一段设计计算过光程的光纤 11，直接连接到相干探测的耦合器 12 中，



另一路光经过待测器件 06 后，一阶耦合光和二阶耦合光经过 PBS 07，这两路信号均可接入后续的光路进行 08 AOM 移频和 09 延迟，其中一阶串扰信号作为主分析，二阶串扰信号作为辅助分析，在 12, 13 出发生相干探测。

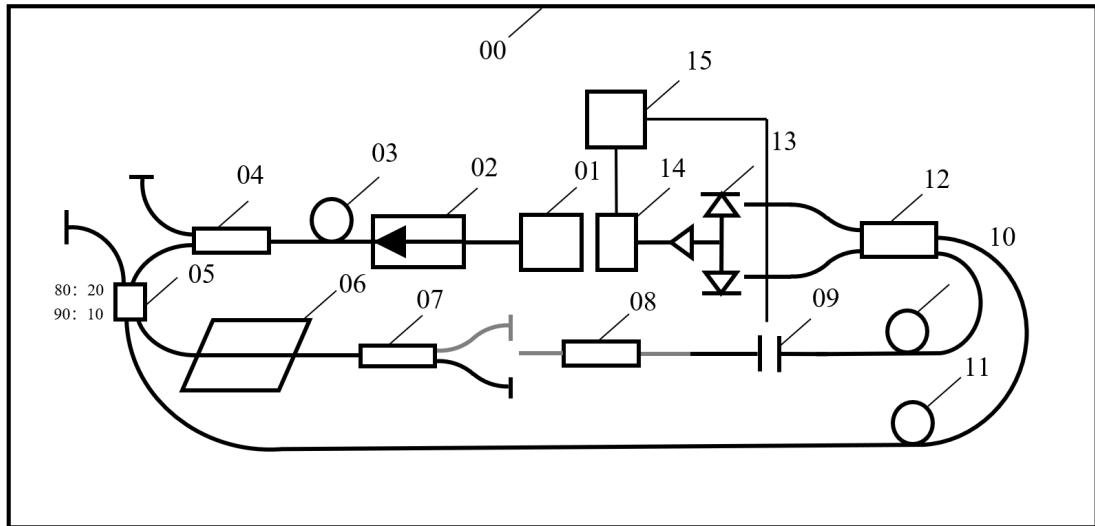


图 4.3 改进的系统设计图

Figure 4.3 Improved System Design Demonstration

4.2 三角波移频

为了降低 $1/f$ 噪声对探测结果的影响，外差探测技术广泛地应用于相干探测领域，该技术的核心是将信号光进行移频，而实现移频从物理上主要是通过改变信号光走过的光程进而引发多普勒频移。改变光程需要改变传播介质的折射率，实现折射率调制的物理手段主要有电光效应，声光效应，热光效应和等离子体扩散效应等。为了能和集成光学工艺兼容，热光效应和等离子扩散效应是目前主流研究的方式。

从信号处理的角度上讲，对信号振幅、相位进行调制也可以实现移频的效果。而调制的方法有很多，如何保证移频同时不产生边带频率是衡量一个调制方法好坏的重要标准。对于光学探测来说，为了保证信号光功率稳定保持，通常使用相位调制的方法来获得移频，1949 年 G. Diemer 和 K. S. Knol^[10] 从理论上证明了三角波调制是最好的相位调制方法，该方法可以最大程度遏制边带的产生。

假设信号为：

$$i = g(t)e^{\omega_s t + \varphi(t)} \quad (4.1)$$

其中 $g(t)$ 为振幅调制项, $\varphi(t)$ 为相位调制项。

展开其实数部分, 通过傅里叶变换可以得到:

$$i = \frac{a_n - d_n}{2} \sin(\omega_s t - n\omega_0 t) + \frac{b_n + c_n}{2} \cos(\omega_s t - n\omega_0 t) + \dots \quad (4.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g(t) \cos(\varphi(t)) \cos n\omega_0 t d(\omega_0 t) \quad (4.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g(t) \cos(\varphi(t)) \sin n\omega_0 t d(\omega_0 t) \quad (4.4)$$

$$c_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g(t) \sin(\varphi(t)) \cos n\omega_0 t d(\omega_0 t) \quad (4.5)$$

$$d_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g(t) \sin(\varphi(t)) \sin n\omega_0 t d(\omega_0 t) \quad (4.6)$$

可以得到调制后的信号的振幅为:

$$g_{cn}^2 = \frac{1}{4\pi^2} \left[\int_0^{2\pi} g(t) \cos(\varphi(t) + n\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right]^2 + \frac{1}{4\pi^2} \left[\int_0^{2\pi} g(t) \sin(\varphi(t) + n\omega_0 t) d(\omega_0 t) \right]^2 \quad (4.7)$$

在振幅调制项有上限 g_0 时, 相位调制项取 $\varphi(t) = \varphi_0 + n\omega_0 t$, 可以使得 $g_{cn} = g_0$, 从而满足能量移频效率最高, 抑制边带信号。

三角波调制就是在每个周期内对信号相位从零线性增加到 $2n\pi$, 在时域上看宛如一个个连续的直角三角形而得名。前述过程证明了三角波调制的理论优势, 但实际过程三角波调制过程不能理想的满足, 包括主要以下四个问题, 一是每个周期的相位调制和 $2n\pi$ 会存在差异, 二是从调制顶点回到零点的过程占据整个周期的比例会影响边带的抑制程度, 三是相位调制过程中无法满足完全线性的增长曲线, 四是振幅调制和相位调制耦合在一起。四种效应在不同的调制手段中往往会出现且不满足简单的叠加原理, 为了和集成光学工艺兼容, 目前主要采用的是热光调制技术和反向 PN 结技术, 其中前者的主要问题是稳定的调制带宽上限在 Mhz, 后者则可能在调制相位的同时影响了信号的振幅^[11]。

本系统未来可以如若有片上集成的需求可以采用三角波相位调制的方式对信号进行移频，以提高相干探测信噪比。

4.3 总结

集成无源器件的工艺检测对硅光产业的发展具有重要意义，器件中设计不合理或者工艺误差导致的应力分布不均的位置处会导致 TE 模式耦合到 TM 模式，为了能分析这种模式耦合现象，本文提出了一种基于分布式偏振串扰和相干探测的光芯片检测系统。我们首先回顾了系统所使用部分器件和测量方法的原理，给出了系统搭建的方案及相关器件光程的设计。在测试环节，系统出现了偏振态转换和光程不匹配的问题，问题的排查过程也在本文中进行了描述。最后本系统测试了五种光纤器件的串扰分布，可以实现 50dB 的动态范围和 60 微米的光程分辨率，按照测量得到的光纤的群双折射率差为 0.31×10^{-3} ，60 微米的光程分辨率可以实现保偏光纤体系下的 $2 \times 10^{-1}m$ 量级的空间分辨率。但从理论上分析，高斯型的光谱功率密度函数对应的自相关函数半峰宽应该在 24 微米左右，在展望一部分中，我们讨论了色散，延迟线扫描速度，扫描范围等因素对测量结果的影响，并在更改MZI 设置和延迟线扫描方向时发现了测量结果的半峰宽明显增宽和不对称等问题，猜测系统内部的光存在混叠等问题，为了解决混叠并精确控制延迟同时实现移频，可以增加 AOM 且另设一路主光作为系统的改进方案。最后本文从理论的角度出发讨论了外差探测中的重要移频手段三角波调制的优势。

附录 A

A.1 系统器件参数

表 A.1 本系统所用 SLD 关键参数

Table A.1 Key Parameters of System Utilized SLD

中心波长 (nm)	830	光谱 3dB 带宽 (nm)	25
工作温度范围 (摄氏度)	0-70	最大工作电流 (mA)	220

表 A.2 本系统所用 SLD 关键参数

Table A.2 Key Parameters of System Utilized SLD

中心波长 (nm)	830	光谱 3dB 带宽 (nm)	55
工作温度范围 (摄氏度)	0-70	最大工作电流 (mA)	330

表 A.3 本系统所用 PMF 关键参数

Table A.3 Key Parameters of System Utilized PMF

工作波长 (nm)	≥ 780	纤芯 NA	0.14	传输损耗 (dB/km)	3.0
包层直径 (微米)	125 ± 0.5	纤芯直径 (微米)	4.0	涂层直径 (微米)	245 ± 10
工作温度范围 (摄氏度)	-60-85	弯折损耗 (dB/turn)	<0.05	纤芯折射率	1.463 @651nm

表 A.4 本系统所用耦合器关键参数

Table A.4 Key Parameters of System Utilized Coupler

工作波长 (nm)	830	带宽 (nm)	± 50
分光比 (%)	50/50	插入损耗 port 1 - port 3/port 4(dB)	3.65/4.05
插入损耗 port 3 - port 1/port 2(dB)	3.75/3.89	消光比 port 1 - port 3/port 4(dB)	26/27
消光比 port 3 - port 1/port 2(dB)	28/24	工作温度 (摄氏度)	-5 – 70

表 A.5 本系统所用 PBS 关键参数

Table A.5 Key Parameters of Systme Utilized PBS

工作波长 (nm)	830	带宽 (nm)	± 50
插入损耗 port 3 - port 1(dB)	0.93	插入损耗 port 3 - port 2(dB)	0.74
插入损耗 port 3 - port 1/port 2(dB)	3.75/3.89	消光比 port 1 - port 3/port 4(dB)	26/27
消光比 port 3 - port 1 2(dB)	22	消光比 port 3 - port 2 2(dB)	22
工作温度 (摄氏度)	-5~70		

表 A.6 本系统所用 BPD 关键参数

Table A.6 Key Parameters of Systme Utilized BPD

工作波长 (nm)	400-1100	带宽 (kHz)	50kHz
探测器响应度 (A/W)	0.55 @850nm	跨组增益 (V/A)	30k
输出阻抗 (欧姆)	50	供电电压 (V)	12
输出方式	RF	共模抑制比 (dB)	>25

表 A.7 本系统所用数据采集卡 USB-6366 关键参数

Table A.7 Key Parameters of Systme Utilized DAQ USB-6366

模拟输入 ADC 位数	16 bits	模拟输入采样率 (Ms/s)	2.00
最大输入阈值 (V)	± 10	模拟输出 ADC 位数	16 bits
模拟输出采样率 (Ms/s)	3.3	最大输出阈值 (V)	± 10

表 A.8 本系统所用电动延迟线关键参数

Table A.8 Key Parameters of Systme Utilized Motor Delay Line

电机速度 (RPM)	600–1500	延迟范围 (ps)	0–1500	最小延迟单位 (ps)	0.0001
------------	----------	-----------	--------	-------------	--------

参考文献

- [1] K. Takada, J. Noda, and K. Okamoto, "Measurement of spatial distribution of mode coupling in birefringent polarization-maintaining fiber with new detection scheme," Opt. Lett. 11, 680-682 (1986).
- [2] Z. Li, X. S. Yao, X. Chen, H. Chen, Z. Meng and T. Liu, "Complete Characterization of Polarization-Maintaining Fibers Using Distributed Polarization Analysis," in Journal of Lightwave Technology, vol. 33, no. 2, pp. 372-380, 15 Jan.15, 2015, doi: 10.1109/JLT.2014.2377091.
- [3] Zhangjun Yu, Jun Yang, Yonggui Yuan, Hanyang Li, Changbo Hou, Chengcheng Hou, Haoliang Zhang, Shuaifei Tian, Xu Lu, Xiaojun Zhang, Fuqiang Jiang, Zheng Zhu, Jianzhong Zhang, Yu Zhang, Zhihai Liu, and Libo Yuan, "High-resolution distributed polarization crosstalk measurement for polarization maintaining fiber with considerable dispersion," Opt. Express 26, 29712-29723 (2018).
- [4] J. Noda, K. Okamoto and Y. Sasaki, "Polarization-maintaining fibers and their applications," in Journal of Lightwave Technology, vol. 4, no. 8, pp. 1071-1089, August 1986, doi: 10.1109/JLT.1986.1074847.
- [5] Saleh, B.E.A, Teich, M. C. (2019). Fundamentals of photonics. Wiley.
- [6] Hui, R, O'Sullivan, M.(2022). Fiber Optic Measurement Techniques (2nd ed.). Academic Press.
- [7] Martin Bauer, F. Ritter, and Georg Siegmund "High-precision laser vibrometers based on digital Doppler signal processing", Proc. SPIE 4827, Fifth International Conference on Vibration Measurements by Laser Techniques: Advances and Applications, (22 May 2002); <https://doi.org/10.1117/12.468166>.
- [8] Junghwan Kim, W. B. Johnson, S. Kanakaraju, W. N. Herman, and Chi H. Lee, "Demonstration of balanced coherent detection using polymer optical waveguide integrated distributed traveling-wave photodetectors," Opt. Express 17, 20242-20248 (2009).
- [9] Chapman, Mark (2002). "Heterodyne and homodyne interferometry". Renishaw plc (UK). Archived from the original on 26 July 2017. Retrieved 14 February 2017.

[10] G. Diemer and K. S. Knol, "Frequency conversion by phase variation," Philips Res. Rep., vol. 4, pp. 161-167; June, 1949.

[11] Li, Y. (2013). Miniaturized laser doppler vibrometer integrated on a silicon photonics platform. Department of Information technology, Ghent, Belgium.

致 谢

感谢上海科技大学物理系刘晓平教授对本毕设项目的指导和支持，从理论原理的指导到实验中问题的发现和分析，刘老师全程给予了充分的指点和帮助。感谢我的同学加同事，2018 级物理学本科万家君同学的工作和付出，万家君同学与我共同合作本课题，一起学习理论，搭建系统，分析测试问题，给予了我精神和学术上的双重支持。感谢刘晓平教授课题组内，张莅学长和陈诚学长的帮助，带领我熟悉了实验室的仪器和操作流程，同时在我遇到实验上的问题时也给予了我很多解决的思路建议。

感谢学校在生活上和疫情防控上的支持，最后一个学期恰遇上海疫情，实验器材快递滞留，实验室工作环境出现风险，学校的努力让我们这些困难短时间内得到了解决，保障了我们的食品安全和生命安全，并让我们很快恢复了实验的节奏。

感谢上海科技大学信息学院邹毅教授及其组内学长学姐对我们实验器材缺失的帮助，在我们缺失特定长度光纤的条件下，教我们使用了其组内的光纤熔接机，解决了这一关键问题。

