

上海交通大学

SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY

学士学位论文

THESIS OF BACHELOR



论文题目：超宽带时间拉伸光子模数转换技
术研究

学生姓名：雷萌

学生学号：5110309647

专 业：电子科学与技术

指导教师：邹卫文

学院(系)：电子信息与电气工程学院

超宽带时间拉伸光子模数转换技术研究

摘要

模数转换器（ADC）是现代数字信号处理（DSP）技术的核心部件，而传统的电 ADC 性能受到时间误差和量化误差的限制，且采样率不高，无法对瞬态信号进行采样和量化处理，利用光子学辅助的方法可以提高电 ADC 的性能，本文主要研究了光子时间拉伸的原理，即利用光纤的色散效应将输入的模拟信号在时域拉伸，频域压缩，大幅提高电 ADC 的模拟带宽和采样率。本文对单踪和连续模式的光子时间拉伸模数转换（PTS-ADC）系统分别做了理论分析，并实验验证了单踪模式下的方案可行性，系统的模拟带宽可达 60GHz，采样率可达 200GSa/s。另外，本文将时间拉伸的原理应用到光纤传感领域，实现了基于时间拉伸的高速分布式 FBG 传感解调系统，时间拉伸原理的应用将频域波长的位移映射到时域时间的位移，因此可以实现实时测量并能够显著提高传感解调精度。实验验证了这一传感解调系统的采样速率达到 201MHz，动态范围为 84.2nm，解调分辨率为 0.114nm。

关键词：光子时间拉伸，模数转换器，色散，光纤布拉格光栅（FBG）

THE RESEARCH OF ULTRA-WIDE-BAND PHOTONIC TIME-STRETCH ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER

ABSTRACT

Analog-to-digital converter (ADC) is a central component in the modern digital signal processing (DSP) technique. But the sampling rate and bandwidth of electronic ADCs are limited by factors such as timing jitter in the sampling clock, so the single-shot signal cannot be sampled and quantified. Many photonic analog-to-digital converters (PADC) have been proposed to significantly improve the performance of the traditional electronic ADCs. This thesis mainly studied the principle of photonic time-stretch method, which is the signal modulated onto the pulse is stretched in the time domain due to the dispersion effect of fiber. This can significantly increase the bandwidth and sampling rate of the electronic ADCs. This thesis theoretically analyzed the single-shot and continuous-time PTS-ADC systems, respectively. As proof of the concept, 200 GSa/s real-time digitization of a 60GHz signal is demonstrated. Finally, design issues and performance features of a continuous-time time-stretch system are discussed. In addition, in this thesis, the time-stretch method is employed in the fiber sensing area and we demonstrate an ultrahigh-speed multipoint FBG interrogation system based on time-stretch method. Thanks to time-stretch, the wavelength shift in frequency domain is mapped to the time shift in time domain, so the single-shot measurement without carrying out any averaging can be performed in real time and the measurement accuracy can be increased. Finally, real-time interrogation of FBG strain sensors at a sampling speed of 201 MHz and a dynamic range of 84.2 nm with an interrogation resolution of 0.114 nm is experimentally demonstrated.

Key words: Photonic time-stretch (PTS), Analog-to-digital converter (ADC), Dispersion, Fiber Bragg grating (FBG)

目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 研究背景与意义.....	1
1.2 光子模数转换技术概述.....	2
1.3 光子时间拉伸模数转换 (PTS-ADC) 研究现状.....	3
1.4 论文的组织结构与章节安排.....	4
第二章 PTS-ADC 系统原理与设计.....	5
2.1 基本原理.....	5
2.2 系统设计.....	8
2.3 本章小结.....	9
第三章 超宽带 PTS-ADC 实验.....	10
3.1 系统组成.....	10
3.1.1 宽谱光源.....	10
3.1.2 调制器.....	10
3.1.3 微波信号源.....	12
3.2 单踪模式 PTS-ADC 系统.....	13
3.2.1 实验系统结构.....	13
3.2.2 实验结果.....	14
3.2.3 实验数据处理与分析.....	16
3.3 本章小结.....	18
第四章 基于 PTS 原理的传感解调方法.....	20
4.1 基本原理.....	20
4.2 系统组成.....	23
4.3 实验结果及分析.....	24
4.4 本章小结.....	27
第五章 结论.....	29
5.1 主要工作总结.....	29
5.2 后续研究工作展望.....	29
参考文献.....	30
谢辞.....	错误!未定义书签。
研究成果.....	32

第一章 绪论

1.1 研究背景与意义

数字信号处理 (DSP: digital signal processing) 技术由于其良好的性能与广泛的适应性, 革命性地改变了现代通信和雷达系统。近几十年来, 随着 CMOS (complementary metal-oxide-semiconductor) 技术的持续快速发展, 数字信号的处理能力得到很大提升。再结合光通信的发展, 这些优势使大规模信息数据的存储、处理和传输变得更简单、经济, 从而引起了一场“数字革命”。然而, 现实生活中大多数信号都是模拟的, 所以我们需要用模数转换器 (ADC: analog-to-digital converter) 将模拟信号转化为数字信号。^[1]

因此 ADC 是链接模拟信号和数字信号必不可少的纽带, 是电子系统中基础而又重要的关键部件之一。超宽带高精度的 ADC 在无线通信、雷达系统、测试测量以及生物医学成像方面具有极其重要的应用, 图 1-1 展示了 ADC 在不同应用中的需求, 不管是军用还是商用, ADC 都是朝着超宽带高精度的方向不断发展。

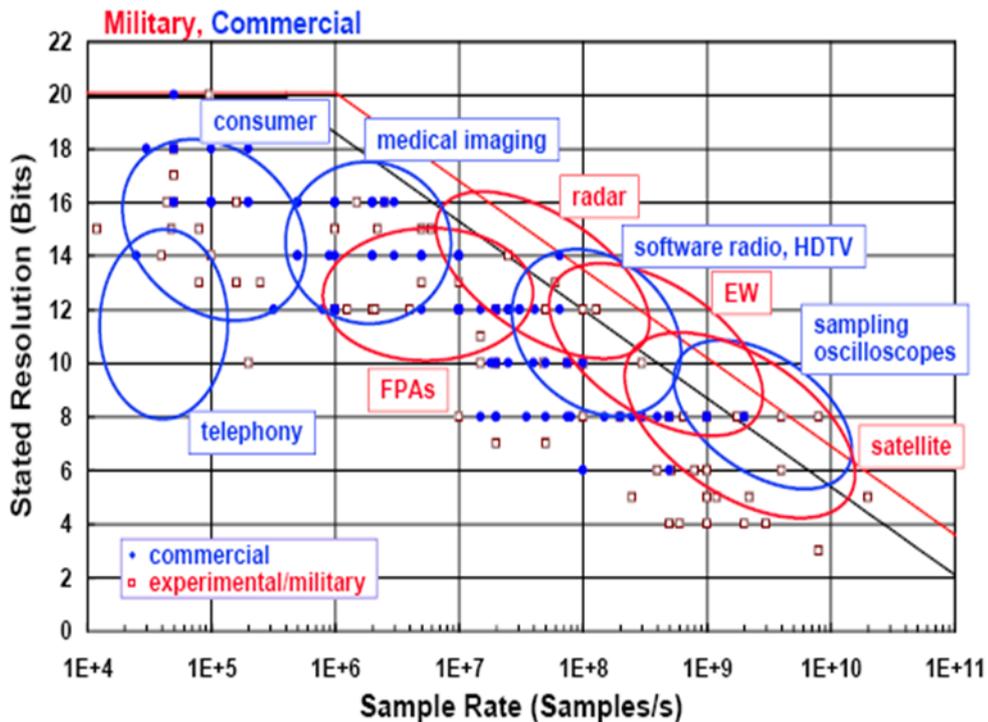


图 1-1 ADC 的各种应用场景^[2]

电 ADC 通常对模拟信号随时间变化的幅值电压进行两方面的操作: 一是采样并且保持一定的时间; 二是将幅度电压进行量化。因此, 电 ADC 通常由几个采样保持模块、量化器和时钟产生电路组成。电 ADC 的采样率和它量化等级的个数是两个最基本也是最重要的指标。其性能受到时间误差和量化误差的限制, 这些误差都会降低电 ADC 的有效比特位 (ENOB)。但由于电子瓶颈的限制, 如电采样时钟抖动、电子器件热噪声以及比较器模糊等因素, 如今的电 ADC 发展缓慢而艰难, 图 1-2 说明了电 ADC 性能提升的限制因素。要想在电模数转换器上

同时兼顾带宽和精度更是不易，因此，迫切需要新技术来提升传统 ADC 性能。^[3]

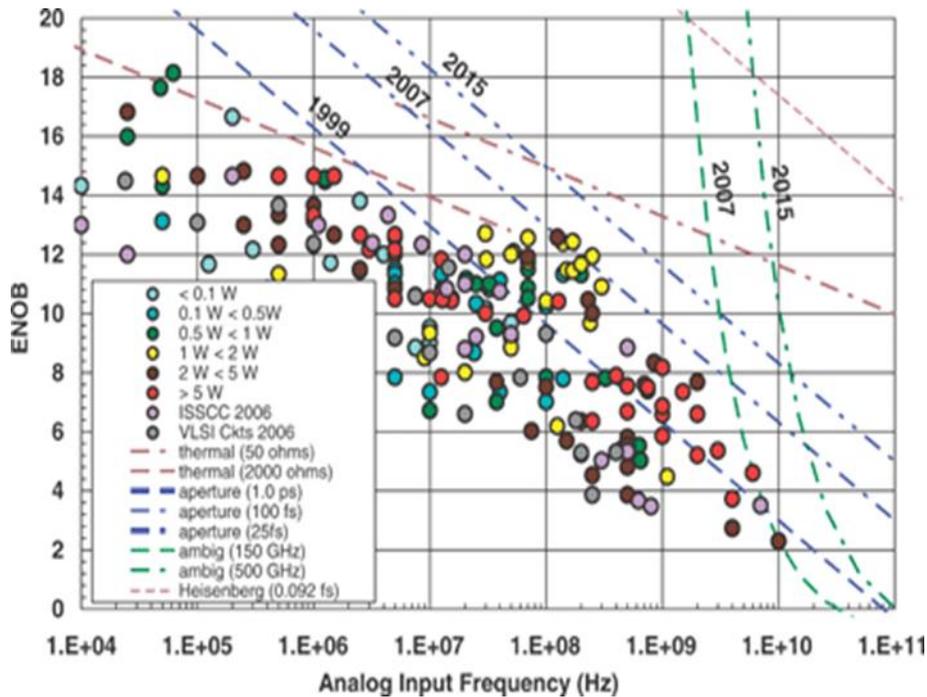


图 1-2 电 ADC 性能提升的限制因素^[4]

在模拟信号中，有一类瞬态信号持续时间仅为几到几十个纳秒，而电 ADC 的采样率和模拟带宽受限于采样时钟抖动、采样保持电路的建立时间、比较器模糊、晶体管的阈值和无源元件值不匹配等因素，现在已有的商用电 ADC 的采样率一般不超过 50GSa/s，无法对这类瞬态信号进行采样和量化处理。^[1]因此我们迫切需要探索其它技术来提高电 ADC 的性能，例如，利用光子学辅助的方法来提高电 ADC 的性能是目前研究的主要方向。

1.2 光子模数转换技术概述

光子的很多特性可以用来提升电 ADC 的性能。例如，与电时钟相比，锁模光纤激光器（MLL: mode-locked laser）的时间抖动要小几个量级，这在高精度采样超高速模拟信号时具有极大优势，大的光学带宽和低损耗的光色散介质也提供了大的时延能力。另外，光子系统还更容易恢复通道间的串扰，同时具有抗电磁干扰等特性，这些优势推进了基于光子学方法的模数转换器（PADC: photonic analog-to-digital converters）采样宽带信号技术的发展。^[3]

基于时间拉伸的光子模数转换（PTS-ADC: photonic time-stretch analog-to-digital converter）系统是 PADC 中的一种，其主要原理是利用色散光纤中的色散效应将输入的模拟信号在时域展宽、频域压缩，因此可以利用采样率和模拟带宽不是很高的电 ADC 对模拟信号进行量化处理，提升电 ADC 的性能。该系统可实现超高的采样率和超宽模拟带宽，但因为较长的色散光纤引入较大的传输损耗，所以有效比特位（ENOB: effective number of bit）比其他 PADC 系统低。

传统的时间交织型 ADC 如图 1-3 (a) 所示，信号被一组平行的低速数字转换器获取，每一个的时钟都是奈奎斯特频率的几分之一，则奈奎斯特准则只能在信号被重构之后才会满足。每个数字转换器之间的失配问题将会限制这种时间交织型 ADC 系统的动态范围和分辨率。

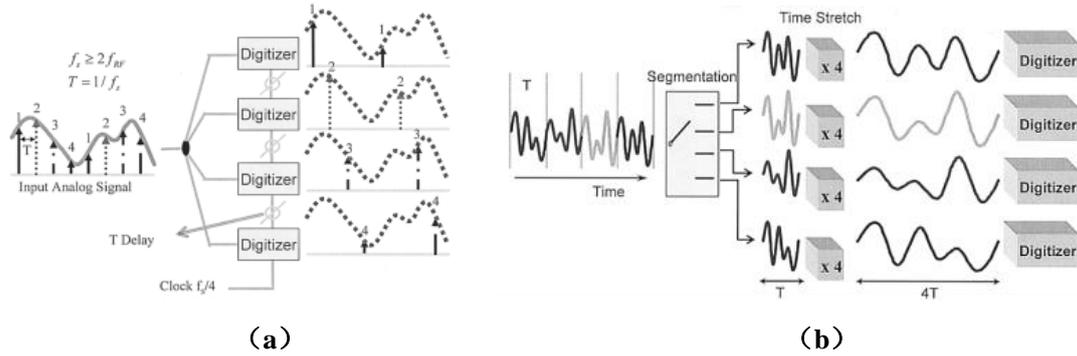


图 1-3 (a) 传统时间交织型 ADC 概念框图, (b) 连续模式 PST-ADC 概念框图^[2]

1.3 光子时间拉伸模数转换 (PTS-ADC) 研究现状

美国 UCLA 大学的 Jalali 教授课题组最先提出了基于时间拉伸的光子模数转换系统 (PTS-ADC), 该系统通过利用光子特性来提高电 ADC 的性能, 相比于其它的 PADC 系统, 具有超高采样率和超宽模拟带宽的优点。单踪的 PTS-ADC 系统结构框图如图 1-4(a)所示, 其主要由宽谱光源、色散介质、电光调制器、光电探测器和电 ADC 组成。PTS-ADC 系统的主要原理是利用色散介质将输入的模拟电信号在时域拉伸, 频域带宽得到压缩, 因此可以被后端较低模拟带宽和较低采样率的电 ADC 量化处理, 从而降低对高性能电 ADC 的需求。^[2]

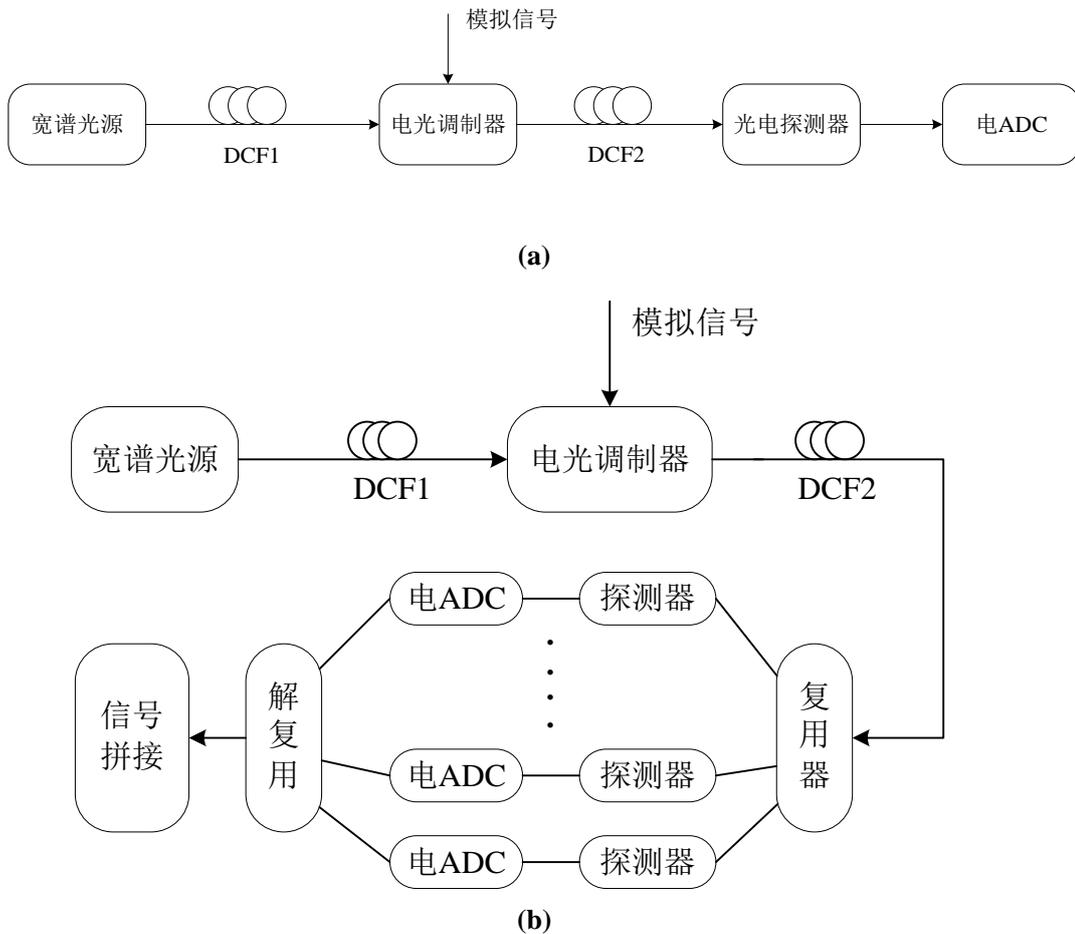


图 1-4 (a) 单踪 PTS-ADC 系统结构框图; (b) 连续模式 PTS-ADC 系统框图

连续模式 PTS-ADC 系统框图如图 1-4 (b) 所示, 相比单踪模式的系统, 连续模式系统增加了复用和解复用的过程。波分复用器将光脉冲的波长分成几个通道分别进行量化处理, 最后各通道量化得到的采样点在时域完成信号拼接。其概念框图如图 1-3 (b) 所示。相较于传统的时间交织型 ADC 系统, 在 PTS-ADC 系统中, 模拟信号在被电子数字转换器采样和量化之前已经被减慢, 这带来的好处是对于拉伸倍数 M , 数字转换器的有效采样率和输入带宽均为原来的 M 倍。而两个系统最根本的区别在于, PTS-ADC 系统的每个通道的信号都是以大于或等于奈奎斯特频率来进行采样。这一特点也可以被用来校正各通道间的失配问题, 即允许两相邻通道的信号间有一定的重叠, 比较这一重叠区域, 失配可以被计算并加以实时校正。

迄今为止, 单踪模式的 PTS-ADC 系统已经有过不少报道, 其采样率最高达 10TSa/s, 输入模拟信号频率约为 108GHz。^[4]而用于连续时间信号采样(即连续模式)的多通道 PTS-ADC 系统研究还处于起步阶段, 目前的最高记录是 4 通道的 PTS-ADC 系统, 其采样率为 150GSa/s、模拟带宽为 45GHz, 但有效比特位(ENOB)并不高, 约为 2.5。^[3]

1.4 论文的组织结构与章节安排

本文共分为五个章节。第一章为绪论部分, 主要介绍了课题的研究背景以及课题的研究现状, 在此二者的基础上提出了本文的研究内容以及结构框架。第二章对 PTS-ADC 系统的工作原理和设计做了一定阐述。第三章介绍了实验的具体内容, 主要是单踪模式的 PTS-ADC 系统, 并对实验数据做了一定的处理与分析, 然后阐述了连续模式的系统架构, 并在理论上对其可行性做了推导。第四章介绍了将时间拉伸的原理应用在光纤传感, 介绍了 FBG 传感及解调的基本原理与方法, 并对基于时间拉伸的高速分布式 FBG 传感解调系统进行了实验验证。第五章则是对本文所做工作的一个总结以及对后续可做的研究工作的一个展望。

第二章 PTS-ADC 系统原理与设计

2.1 基本原理

时间拉伸 (TS-ADC) 包括前端的预处理部分与后端的电 ADC 部分, 在 PTS-ADC 系统中, 通过前端光子学方法的预处理过程, 将波形在时域上拉伸, 因此电信号的带宽也因为时间拉伸作用被压缩, 且与降频转换有区别。前者是载波频率和带宽被同时压缩, 而后者只有载波频率被压缩, 带宽不发生变化。为了完成时间拉伸, 电信号被调制到一个线性啁啾光脉冲上, 这一光脉冲是由飞秒锁模激光器的输出经过色散得到的。在色散光纤中的传输将调制信号在时域拉伸, 接着光电探测器 (PD: photon detector) 将光信号再转化为电信号, 此时得到的电信号是原信号的复制, 但是其模拟带宽已经被大大降低。于是, 用低速的电 ADC 无法采集的原信号在经过时间拉伸后就能被采集了。

单踪模式 PTS-ADC 的基本原理如图 2-1 所示。超级连续光谱一般用一个高度非线性的光纤 (HNLF: highly non-linear fiber) 展宽一个高峰值窄线宽的脉冲来获得。

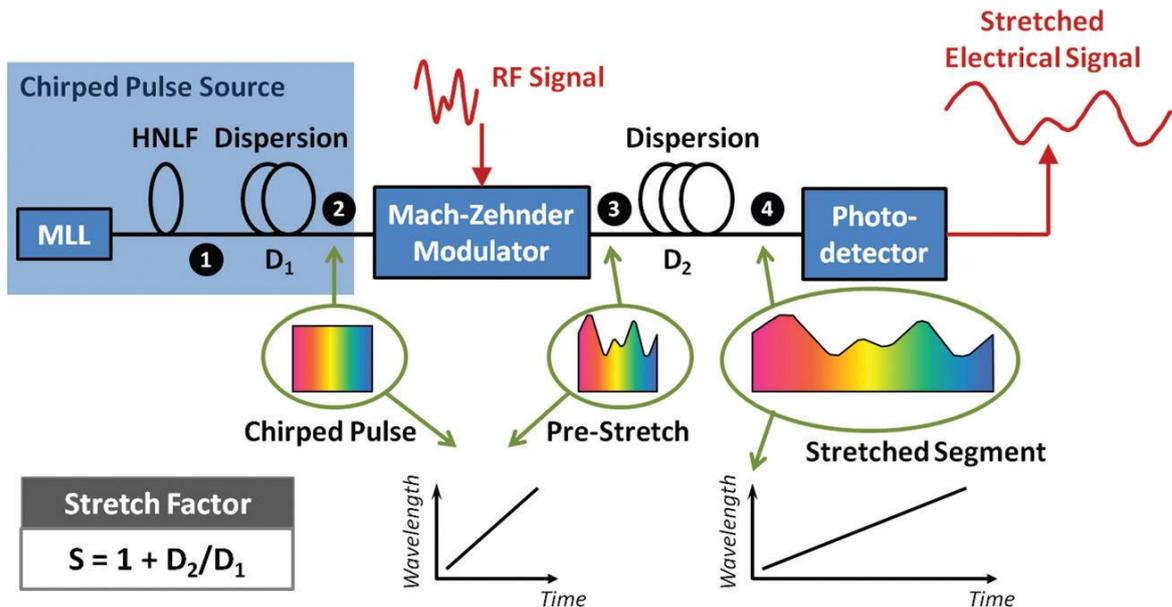


图 2-1 单踪模式 PTS-ADC 系统基本原理^[1]

其工作原理为:

(1) 首先被动锁模光纤激光器 (MLL) 发出的超短光脉冲经过第一段色散介质 (此处为一段长度为 L_1 , 色散量为 D_1 的色散光纤), 由于群速度色散 (GVD: Group Velocity Dispersion) 效应, 不同波长在光纤中的传播速度不同, 这一过程导致了光脉冲在时间上展宽, 形成啁啾光脉冲, 完成了时间到波长的映射;

(2) 输入的模拟电信号通过电光调制器 (此处为马赫-曾德尔 (Mach-Zehnder) 调制器) 加载到啁啾光脉冲, 这一过程将输入信号的时域映射到频域;

(3) 再经过第二段色散介质 (此处为一段长度为 L_2 , 色散量为 D_2 的色散光纤) 后, 调制后的啁啾脉冲及其携带的模拟电信号在时域被展宽, 在频域被压缩;

(4) 模拟电信号被光电探测器检测下来, 用电 ADC 进行量化处理。
当第一段和第二段使用的色散光纤的色散系数相同时, 色散拉伸倍数可以表示为^[5]

$$S = \frac{D_1 + D_2}{D_1} = \frac{L_1 + L_2}{L_1} \quad (2-1)$$

单踪模式 PTS-ADC 系统因其采样时间窗口有限 (通常为几纳秒), 仅适用于瞬态高速信号的捕捉。而为了实现连续时间模式, PTS-ADC 系统必须产生充满整个时域的光载波。信号在前端光子学预处理部分除了被时间上拉伸以外, 还被分为了多个片段, 这些被拉伸过的片段被数字化后又在数字域被连接在一起, 从而获得连续时间信号。

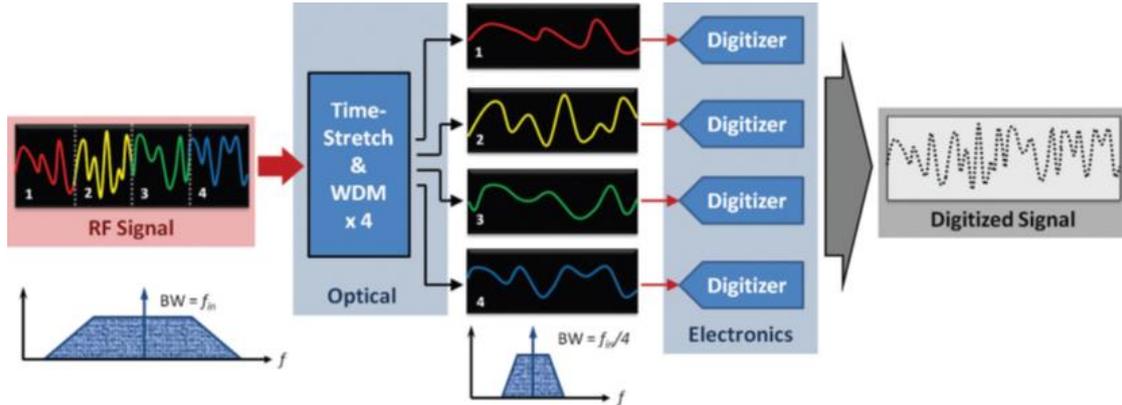


图 2-2 连续模式 PTS-ADC 系统基本原理图^[1]

以 4 通道为例, 连续模式 PTS-ADC 基本原理如图 2-2 所示。前面部分与单踪模式相同, 在时域上拉伸信号, 接着啁啾光脉冲通过一个波分复用器 (WDM: wavelength division multiplexing) 将信号分为几段, 波分复用器的滤波作用保证了拉伸后的信号不会重叠和互相干扰。接着每段信号分别经过一个慢的电 ADC 来采样转化为数字信号, 最后, 这些采样点经过数字信号处理 (DSP) 来重新构成原模拟信号的数字域信号。DSP 也消除时间拉伸预处理过程中引入的失真。^[6]

以上是关于时间拉伸的定性描述, 接下来为了更加充分地理解光子时间拉伸的工作机理, 做一些具体的数学上的分析推导。作为一个经过改进的通信链路, 理解并量化其性能需要理解载波和调制边带的性质以及它们在整个系统传输的过程中发生了什么。

PTS-ADC 系统中不同位置的时域电场分别用 E_1 、 E_2 、 E_3 、 E_4 来表示, 对应图 2-1 中系统的标示了数字 1 到 4 的不同位置, 时域电场的傅里叶变换在频域用 \tilde{E} 表示。首先, 通过第一阶段的 GVD 对超级连续脉冲 (其时域电场用 E_1 表示) 进行色散得到啁啾载波脉冲, 时域电场用 E_2 表示, 在频域, GVD 在载波 \tilde{E}_2 上引入了一个由频率决定的相位移动:

$$\tilde{E}_1(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} E_1(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2-2)$$

$$\tilde{E}_2(\omega) = \tilde{E}_1(\omega) e^{-j\omega^2 \beta_2 L_1 / 2} \cdot e^{-j\omega^3 \beta_3 L_1 / 6} \quad (2-3)$$

这里, 同时包括了线性 GVD (β_2) 和它的色散斜率 (β_3), 为了简化数学上的运算, 在接下来的推导中, 忽略了 β_3 项。

电信号通过 MZ 调制器调制到载波上, 调制器的偏置点设置在其正交点。假设我们获得了一个如 $\cos(\omega_{RF} t)$ 的随时间变化的单音电信号, 调制系数设为 m , 则

$$E_3(t) = \frac{E_2(t)}{2} [e^{j(m/2) \cos(\omega_{RF} t)} + e^{-j(\frac{m}{2}) \cos(\omega_{RF} t) + j\pi/2}] \quad (2-4)$$

为了简化分析, 我们假设一个线性近似, 即指数上的泰勒级数展开项的 $(m/2) \cos(\omega_{RF} t)$

的二次和高次项被忽略。线性近似的结果是一个双边带调制的啁啾载波，

$$\begin{aligned} E_3(t) &\approx \frac{E_2(t)}{\sqrt{2}} e^{j\pi/4} \left[1 + \frac{m}{2} \cos(\omega_{RF}t) \right] \\ &= \frac{E_2(t)}{\sqrt{2}} e^{j\pi/4} \left[1 + \frac{m}{4} (e^{j\omega_{RF}t} + e^{-j\omega_{RF}t}) \right] \end{aligned} \quad (2-5)$$

这一双边带调制场的频域表示为

$$\tilde{E}_3(\omega) = \frac{e^{j\pi/4}}{\sqrt{2}} \left[\tilde{E}_2(\omega) + \frac{m}{4} (\tilde{E}_2(\omega - \omega_{RF}) + \tilde{E}_2(\omega + \omega_{RF})) \right] \quad (2-6)$$

当这一电场经过第二段色散介质后，表达式变为

$$\begin{aligned} \tilde{E}_4(\omega) &= \tilde{E}_3(\omega) e^{-j\omega^2 \beta_2 L_2 / 2} \\ &= \frac{e^{j\pi/4}}{\sqrt{2}} e^{-j\omega^2 \beta_2 L_2 / 2} \times (\tilde{E}_1(\omega) e^{-j\omega^2 \beta_2 L_1 / 2} \\ &\quad + \frac{m}{4} \tilde{E}_1(\omega - \omega_{RF}) e^{-j(\omega - \omega_{RF})^2 \beta_2 L_1 / 2} \\ &\quad + \frac{m}{4} \tilde{E}_1(\omega + \omega_{RF}) e^{-j(\omega + \omega_{RF})^2 \beta_2 L_1 / 2}) \end{aligned} \quad (2-7)$$

对于宽带超级连续脉冲（满足 $\Delta\omega_{optical} \gg \Delta\omega_{RF}$ ），有

$$\tilde{E}_1(\omega \pm \omega_{RF}) \approx \tilde{E}_1(\omega) \approx \tilde{E}_1\left(\omega \pm \frac{\omega_{RF}}{S}\right) \quad (2-8)$$

其中，S 为色散拉伸倍数，如式（2-1）定义。再分别定义由色散引入的相位和包络函数为

$$\varphi_{DIP} = \omega_{RF}^2 \beta_2 L_2 / 2S$$

$$\tilde{E}_{env}(\omega) = \frac{e^{j\pi/4}}{\sqrt{2}} \tilde{E}_1(\omega) e^{-j\omega^2 \beta_2 (L_1 + L_2) / 2}$$

则，式（2-7）可写成

$$\tilde{E}_4(\omega) = \tilde{E}_{env}(\omega) + \frac{m}{4} e^{-j\varphi_{DIP}} \times \left[\tilde{E}_{env}\left(\omega - \frac{\omega_{RF}}{S}\right) + \tilde{E}_{env}\left(\omega + \frac{\omega_{RF}}{S}\right) \right] \quad (2-9)$$

$$E_4(t) = E_{env}(t) \left[1 + \frac{m}{4} e^{-j\varphi_{DIP}} \times (e^{j\omega_{RF}t/S} + e^{-j\omega_{RF}t/S}) \right] \quad (2-10)$$

没加电信号时，光电流表示为

$$I_{env}(t) = \frac{c\varepsilon_0 n}{2} \eta A_{eff} E_{env}(t) E_{env}^*(t) \quad (2-11)$$

则加了 RF 调制后的输出电流为

$$\begin{aligned} I_{out}(t) &= \frac{c\varepsilon_0 n}{2} \eta A_{eff} E_4(t) E_4^*(t) \\ &\approx I_{env}(t) \times \left[1 + m \cos\left(\frac{\omega_{RF}t}{S}\right) \cos(\varphi_{DIP}) \right. \\ &\quad \left. + \frac{m^2}{4} \cos^2\left(\frac{\omega_{RF}t}{S}\right) \right] \end{aligned} \quad (2-12)$$

当调制系数很小（ $m \ll 1$ ）时， m^2 项可以被忽略，利用式（2-13）可将包络调制去掉：

$$I_{signal}(t) = \frac{I_{out}(t) - I_{env}(t)}{I_{env}(t)} = m \cos\left(\frac{\omega_{RF}t}{S}\right) \cos(\varphi_{DIP}) \quad (2-13)$$

这一输出信号的频率为 ω_{RF}/S ，对比输入信号频率 ω_{RF} 可以看出：频率（以及带宽）被

压缩或者说信号在时域被拉伸了 S 倍。

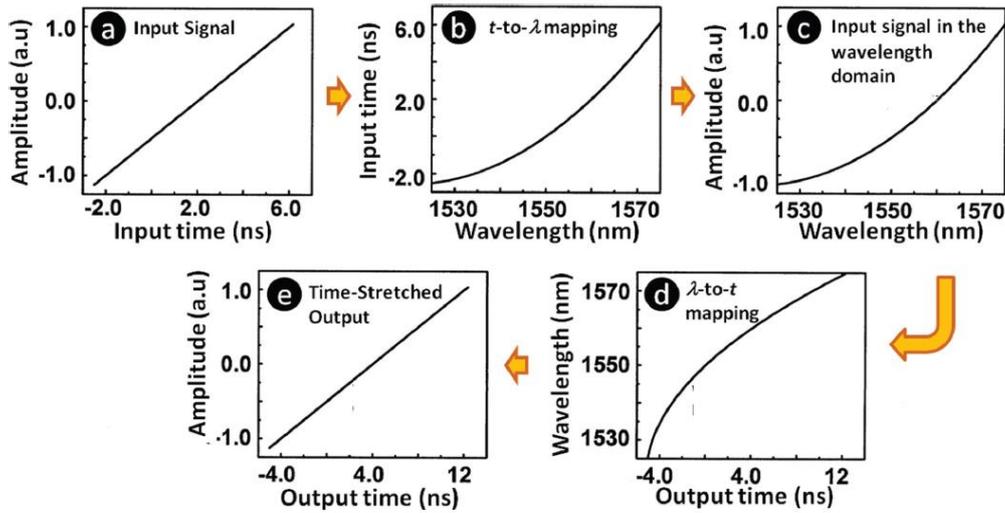


图 2-3 时间到波长转化图解。(a) 输入信号；(b) 时间到波长的映射；(c) 时间到波长映射后的输入信号；(d) 波长到时间的映射；(e) 输出的时间拉伸后的信号。^[1]

还可以物理上来理解时间拉伸，图 2-3 揭示了信号在经过整个系统时的演变过程。为了强调与波长密切相关的 GVD 在系统中的作用，我们选取 $\beta_3 = 1\text{ps}^3/\text{km}$ ，这一数值比单模光纤 (SMF-28) 高一个数量级。为了方便分析，我们假定输入信号波形如 (a) 图所示为一线性斜坡，并假定工作在反常色散机制，则时间到波长的映射是非线性的，且成凹形，((b) 图)，因此当斜坡信号被调制到啁啾脉冲上时，时域信号明显发生了扭曲 ((c) 图)，然而，第二段光纤上波长到时间的映射，其凹凸性与第一段相反 ((d) 图)，所以在 PD 之后输出的信号仍为一线性斜坡信号，但已被拉伸，如图 (e) 所示。就像之前分析过的，只要两段光纤的 GVD 相同，这一性质与光纤的长度无关，与色散拉伸倍数也无关。

2.2 系统设计

对于连续模式 PTS-ADC 系统，假设被动锁模光纤激光器 (MLL) 发出的超短光脉冲重复频率为 f ，则其周期为 $T = 1/f$ 。波分复用器 (WDM) 将信号分为 N 个通道，各通道的中心波长依次设为 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3 \dots \lambda_N$ ，假定通道带宽均为 $\Delta\lambda$ ，则每个子脉冲的脉冲宽度为 $t_1 = \Delta\lambda \times D_1$ 。经过 WDM 复用过程后，在一个脉冲周期 T 中会有 N 个中心波长分别为 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3 \dots \lambda_N$ 的子脉冲，则系统实际的重复频率提升为 $N \times f$ ，相邻脉冲之间的时间间隔变为 $1/Nf$ 。当每个子脉冲宽度 t_1 与相邻脉冲时间间隔 $1/Nf$ 满足以下关系：

$$t_1 \geq \frac{1}{N \times f} = \frac{T}{N} \quad (2-14)$$

系统将会产生连续的光载波。当 $t_1 > T/N$ 时，虽然两相邻脉冲之间会产生重叠，但是该重叠也是校准通道间失配的有效途径。

经过 DCF2 后，每个子脉冲被进一步展宽 (假设脉冲宽度为 t_2)。因为脉冲串在时间上相互混叠，无法直接利用 PD 和 ADC 进行电量化，可采用与之前参数一致的 WDM 进行解复用，单个通道中的脉冲具有相同的波长，相邻脉冲中心间隔时间为 T ，则脉冲宽度为：

$$t_2 = \Delta\lambda \times (D_1 + D_2) \quad (2-15)$$

解复用多通道化设计的一个重要条件是确保单个通道中的脉冲不能发生交叠，即：

$$t_2 \leq T \quad (2-16)$$

而 PTS-ADC 系统的拉伸倍数由式 (2-1) 定义, 结合不等式(2-14)和(2-16), 可得该系统拉伸倍数与通道数之间的关系:

$$S = \frac{t_2}{t_1} = \frac{\Delta\lambda \times (D_1 + D_2)}{\Delta\lambda \times D_1} \leq N \quad (2-17)$$

即要实现连续模式的 PTS-ADC 系统, 其系统拉伸倍数不能大于通道数。^[7]

2.3 本章小结

本章首先对单踪模式和连续模式的 PTS-ADC 系统的原理分别做了阐述, 并给出了色散拉伸倍数的基本计算公式。接着对连续模式的 PTS-ADC 系统的实现条件做了理论推导与分析, 说明了系统产生连续光载波时, 经第一段色散介质后, 需要在相邻脉冲之间产生交叠, 且该交叠也是校准通道间失配的有效途径, 同时也得到了其系统拉伸倍数不能大于通道数的结论。

第三章 超宽带 PTS-ADC 实验

3.1 系统组成

PTS-ADC 系统主要由宽谱 (ASE: amplified spontaneous emission) 光源、两段色散介质、波分复用器 (WDM)、光放大器 (EDFA)、调制器、微波信号源组成。下面主要对实验中所用的宽谱光源、调制器以及微波信号源做说明。

3.1.1 宽谱光源

在光纤通信系统中, 普遍将半导体激光器当作光源, 然而当激光被耦合进入光纤时, 会存在耦合损耗的问题, 光纤激光器能够解决这一问题, 因为光纤到光纤的耦合不仅损耗低、效率高, 而且非常稳定, 特别是当耦合点被熔接之后, 效果会更好。

光纤激光器已经被广泛用在光纤通信、光纤传感等领域, 随着现在人们对大容量光纤通信的需求不断增加, 作为高速通信系统光源的锁模光纤激光器成为研究的热门。光纤激光器具有高转换效率、低激光阈值、光谱调谐范围大、增益高、噪声小等诸多优点。

利用锁模技术可以使光纤激光器产生超短光脉冲, 而超短脉冲光源是目前非线性光学、超快光学技术领域中的一个非常活跃的前沿课题, 也是实现光纤通信系统超高速、大容量传输的关键技术之一。按照锁模机制的不同, 锁模激光器主要可以分为三类: 主动锁模光纤激光器、被动锁模光纤激光器和主被动混合锁模光纤激光器。被动锁模光纤激光器的锁模机制是光纤的非线性效应, 其产生的光脉冲宽度较其他锁模方法产生的脉宽更窄, 可直接产生飞秒光脉冲, 它的结构简单, 激光腔内不需要主动器件, 不足之处是输出的脉冲重复频率不能受外界调控, 温度等外界环境因素也可能对其造成扰动。

本实验中所用的宽谱光源是一个重复频率为 37MHz 的被动锁模光纤激光器。

3.1.2 调制器

持续增加的来自数据、声音和多媒体服务的信息传输的需要, 急需适宜近程和远程的 40Gbps 以上速率数据通信的设备。聚合物电光调制器在增加材料的电光系数, 降低工作电压和减小封装尺寸方面有显著优势, 另外, 聚合物调制器也可以提供最大的带宽和最低的制造成本。

实验中所使用的调制器是型号为 LX8901 的 100Gb/s MZ(Mach-Zehnder)调制器。这款调制器是一个为 100G 光通信设计的聚合物调制器, 它有大带宽、低功率损耗、光学性能卓越、耐辐射等基本特征。

根据该聚合物调制器的稳定性研究报告得知, 用其专利材料制作的带有尾纤的器件并密封好, 将其置于 85℃ 的环境中, 激光器输入的功率为 20mW, 调制频率为 3GHz。每隔一段时间, 器件都会被移开来完全表征经过一段时间的驱动电压的改变, 并验证材料和设备的稳定性。

实验的结果表明, 半波电压 V_{π} 的数值在材料层面上始终保持一致, 在 85℃ 的环境中工作 250 小时以内约有 12% 的材料松弛, 之后表现平稳。带宽数值随时间推移没有变化, 验证了基础材料性能在这种条件下, 4000 小时内不会受到影响。 V_{π} 参数数值在此温度下有 10% 到 20% 的增加。这些结果表明这一设计和材料的合成在 85℃ 下能稳定驱动 25 年, 即该调制器的稳定性能得到了验证。

图 3-1 为 100Gb/s MZ 调制器的实物引脚图。



图 3-1 调制器实物引脚图

其引脚分配及建议工作条件分别见表 3-1 和表 3-2。

表 3-1 引脚分配

引脚编号	引脚名称	引脚功能
1	VIN	接 RF 信号
2	Ibias	接偏置电流源
3	GND	接地

表 3-2 建议工作条件

符号	参数	典型值	单位
V_{bias}	直流偏置电压	0.3	V
I_{bias}	直流偏置电流	60	mA
$Optical_{in}$	输入光功率	20	mW

调制器的输出经过一个耦合器分出一小部分光，接入一个偏置控制电路，对调制器所加偏置电流形成反馈控制。这一反馈是为了在工作时将调制信号的消光比最优化。调制器与偏置控制电路板的连接方式如图 3-2 所示。

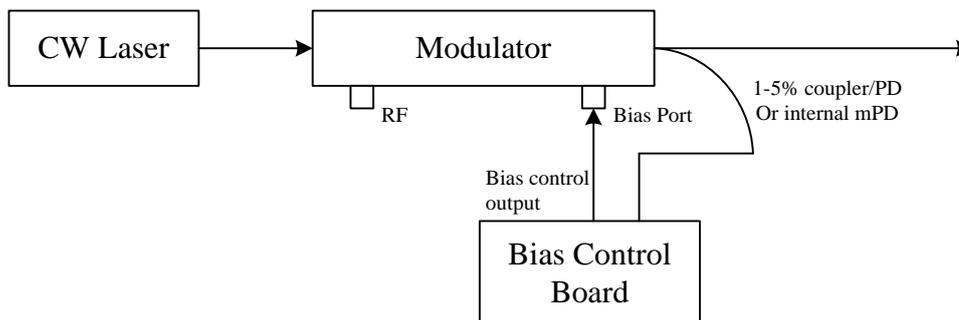


图 3-2 调制器与偏置控制电路连接图

在进行色散拉伸实验之前，首先我们使用网络分析仪对该调制器进行了测试分析，测试时搭建的实验平台如图 3-3 所示



图 3-3 测试调制器实验平台

S_{21} 为正向传输系数，也就是增益。实验测得的 S_{21} 参数结果如图 3-4 所示。这个图是经过平均之后得到的结果，多次观察发现起始低频的地方不够稳定，所以去掉起始端的突降，该调制器的实际带宽为 60GHz 左右，满足实验要求。

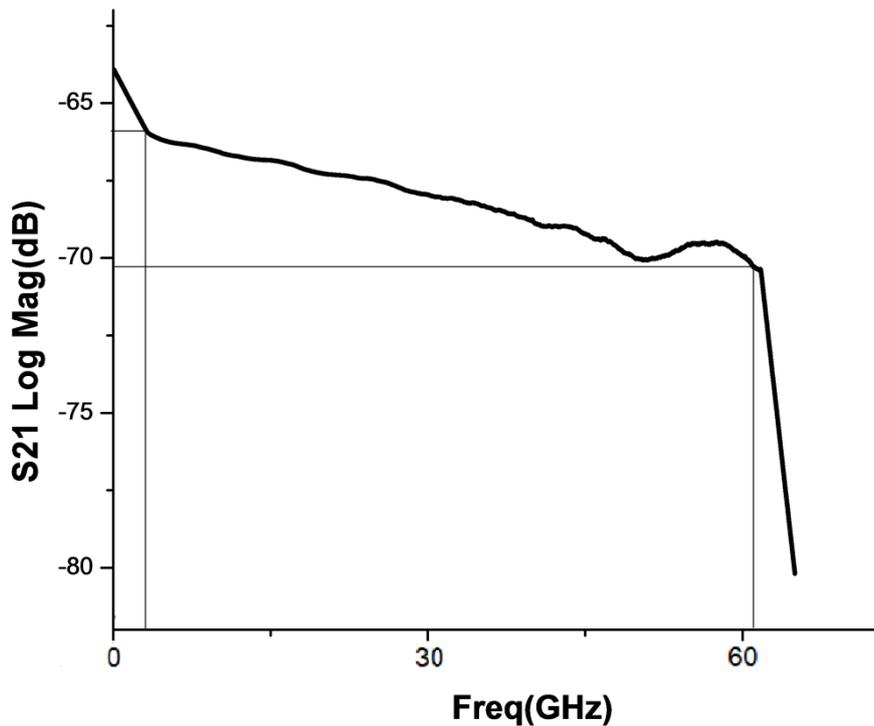


图 3-4 调制器 S_{21} 参数

3.1.3 微波信号源

微波信号源又称信号源或信号发生器，在科研和生产领域有着广泛的应用。它是一种能够提供不同波形、频率和输出功率的电信号的设备，常在测量或调试各种系统及设备的振

幅、频率、传输特性或者某些元器件的特性及参数时，被用作信号源或激励源。

实验中所用的微波信号源为安捷伦的 E8257D，图 3-5 所示为其实物图。它是一种高性能全合成信号发生器，具有输出功率高、相位噪声低等特点。该信号源的频率范围从 250kHz 到 40GHz，频率分辨率为 0.001Hz，拥有多个触发源。



图 3-5 微波信号源实物图

3.2 单踪模式 PTS-ADC 系统

3.2.1 实验系统结构

图 3-6 所示为单踪模式系统实验架构图。

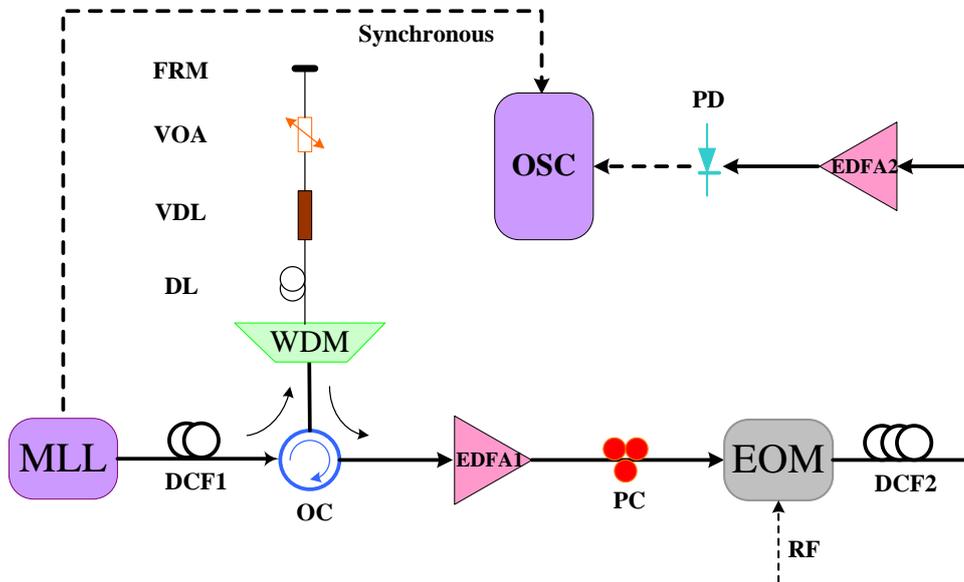


图 3-6 单踪模式系统实验架构图 (OC:光环形器; WDM:波分复用器; DL: 光纤延迟线; VDL: 可调光纤延迟线; VOA: 可调光衰减器; FRM: 法拉第旋转镜; EDFA: 光放大器; PC: 偏振控制器; EOM: 电光调制器; PD: 光探测器; OSC: 示波器)

其中，宽谱光源 MLL 的中心波长为 1550nm，脉冲宽度为 120fs，重复频率为 37MHz；

实验中采用的是色散系数为 120ps/nm/km ，损耗为 0.6dB/km 的 DCF 作为色散介质，DCF1 的色散量为 -360ps/nm ，DCF2 的色散量为 -2876ps/nm ，则理论拉伸倍数为 $S = 2876/360 = 7.99$ ；调制器为上节所述的模拟带宽为 60GHz 的聚合物调制器；微波信号源的型号为 Agilent Technologies E8257D，加载在 EOM 上的 RF 信号为 40GHz ；电子示波器型号为 Tektronix DSA70804，其采样率为 25GSa/s ，模拟带宽为 8GHz ，示波器的两个通道中，一个通道与锁模激光器的同步信号连接作为触发，另一个通道则用来记录信号的数据。单踪模式下，实验接入的是通道 1，其带宽为 1.5nm ，中心波长为 1556nm 。

图 3-7 所示为 PTS-ADC 系统实验平台。

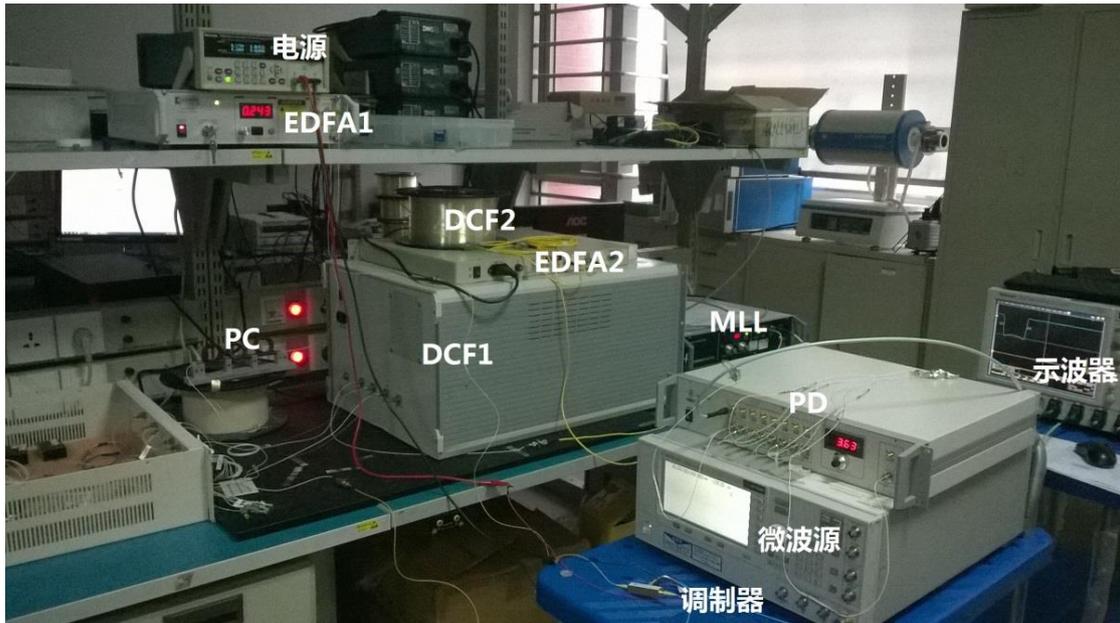
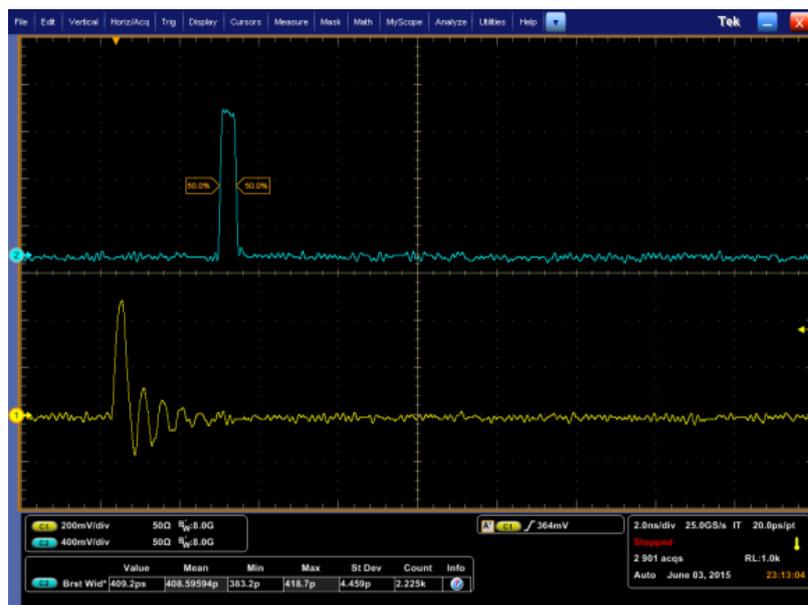
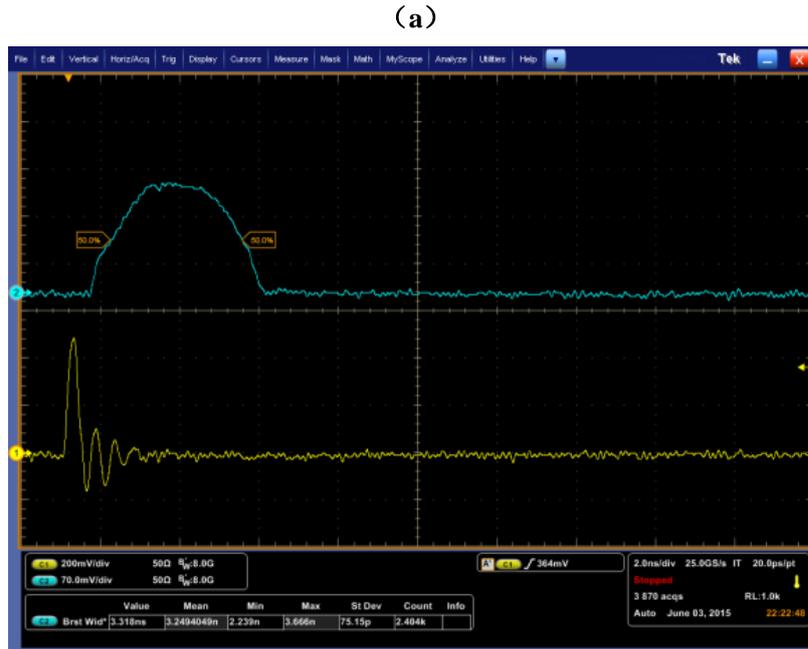


图 3-7 PTS-ADC 系统实验平台

3.2.2 实验结果

首先，测出实际的拉伸倍数，图 3-7 为在不加调制器的情况下的通道 1 波形，其中 3-8 (a) 为经过 DCF1 后的波形，3-8 (b) 为经过 DCF1 和 DCF2 之后的波形。

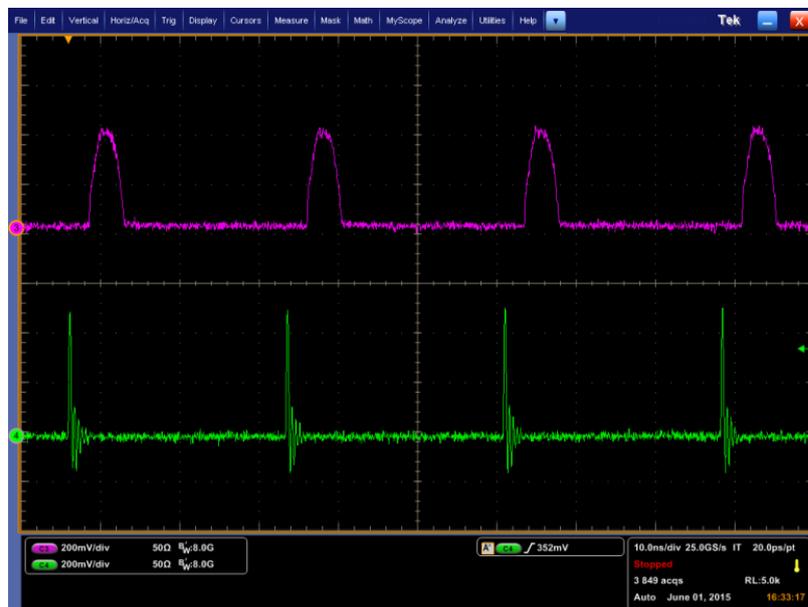




(b)
图 3-8 通道 1 经过 (a) DCF1; (b) DCF1+DCF2 后的波形

用示波器自带的测量功能，通过平均后测得经过 DCF1 的脉冲宽度为 408.60ps，经过 DCF1 和 DCF2 后的脉冲被展宽为 3.249ns，则实际的拉伸倍数为 $3.429 \times 10^3 / 408.60 = 7.95$ ，与理论值 7.99 误差较小。

接着，加入调制器进行实验，依然只接入通道 1。图 3-9 为示波器上实时观测到的光脉冲，(a) 为未加载模拟信号的光脉冲，(b) 为加载模拟信号后的光脉冲。



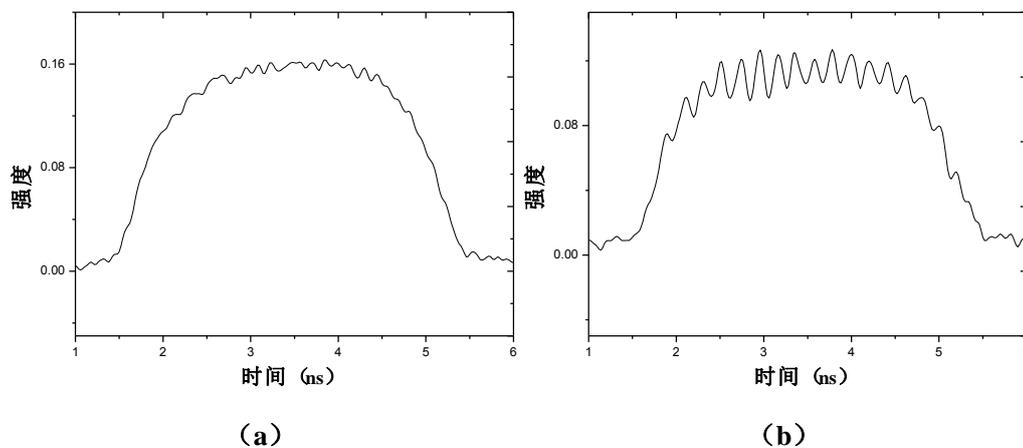
(a)



(b)

图 3-9 示波器实时观测到的光脉冲串。(a) 未加载模拟信号；(b) 加载模拟信号

将加载了模拟信号的单个脉冲波形单独拿出来分析，用 origin 作图，如图 3-10 所示，其中，(a) (b) 分别为未加模拟信号和加载模拟信号后的波形。



(a)

(b)

图 3-10 单个脉冲波形。(a) 未加载模拟信号；(b) 加载模拟信号

3.2.3 实验数据处理与分析

为了得到经过色散拉伸之后的信号频率，需要对时域信号进行傅里叶变换求其频域波形，这里使用 matlab 编程来实现。

数字信号处理 (DSP) 的主要手段是进行傅里叶变换。而傅里叶变换研究的是整个时域和频域的关系。当用计算机进行信号处理时，不可能直接对无限长的信号进行运算，而需要提取有限的时间片段来进行分析。其方法是：从时域信号中截取一段，然后用对该段进行周期延拓后，再对信号进行傅里叶变换等信号处理。无限长的信号在被截断之后，其频谱会发生改变，原来集中在 $f(0)$ 处的能量被分散，我们称这种现象为频谱能量泄漏。为了减少频谱能量泄漏，可以用不同的截取函数对信号来进行截断，截断函数即窗函数，简称窗。而如何选择窗函数，应该综合考虑被分析信号的性质和对它的处理要求。若仅要求读出主瓣频率，

而不用考虑幅值精度，可选用主瓣宽度较窄、便于分辨的矩形窗；若是分析窄带信号，且有较强的干扰噪声，应该选择旁瓣幅度小的窗函数。

汉宁窗，又称为升余弦窗，可以看作是 3 个 $\text{sinc}(t)$ 型函数之和，它能使旁瓣互相抵消，从而消去高频干扰和能量泄漏。容易看出，汉宁窗的主瓣加宽且降低，而旁瓣则明显减小，从减少频谱能量泄漏观点出发，汉宁窗要优于矩形窗。^[8]

所以，首先对从示波器上获得的加载和未加载调制信号的时域波形相减进行去包络处理，再加一个汉宁窗，求快速傅里叶变换 (fft)，得到图 3-11 (a)，用 matlab 读出经色散拉伸后，信号的主峰在 5.0049GHz，则其拉伸倍数为 $40/5.0049 = 7.99$ ，与理论值一致。由于从图 3-11 (a) 看出其频谱有较多的谐波分量，因此，加了一个以信号主峰频点 (即 5GHz) 为中心频率，激光器重复频率 (即 37MHz) 为带宽的带通滤波器对其进行滤波，结果如图 3-11 (b) 所示。

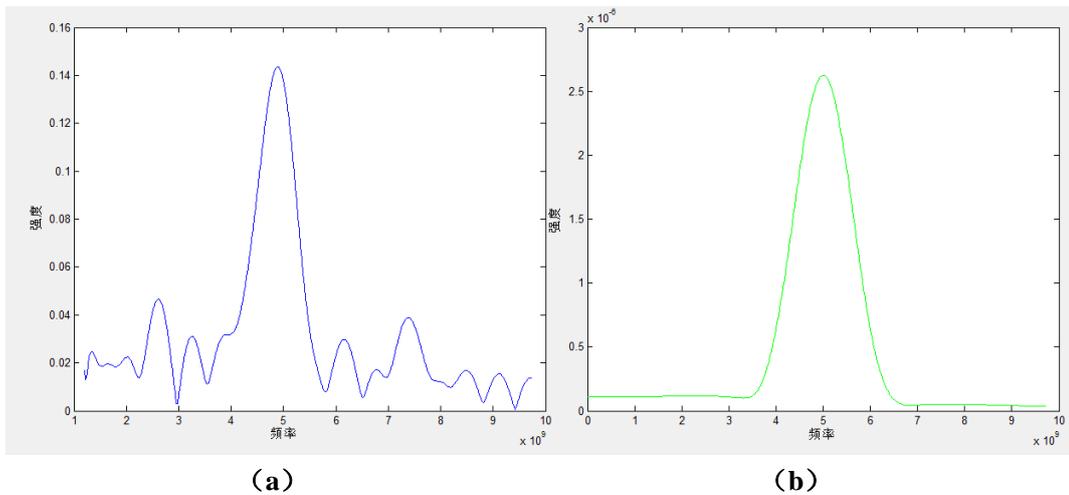


图 3-11 信号频谱图。(a) 加汉宁窗后；(b) 加汉宁窗和带通滤波器后。

实验中所使用的示波器的模拟带宽为 8GHz，采样率为 25GSa/s，因此经这一系统进行时间拉伸后，模拟带宽可达 $8 \times 7.99 = 63.92\text{GHz}$ ，受限于调制器的带宽，实际能达到 60GHz，采样率为 $25 \times 7.99 = 199.75\text{GSa/s}$ 。

另外，我对连续模式的 PTS-ADC 系统方案进行了设计并在理论上证实了其可行性。图 3-12 所示为连续模式系统实验架构图。

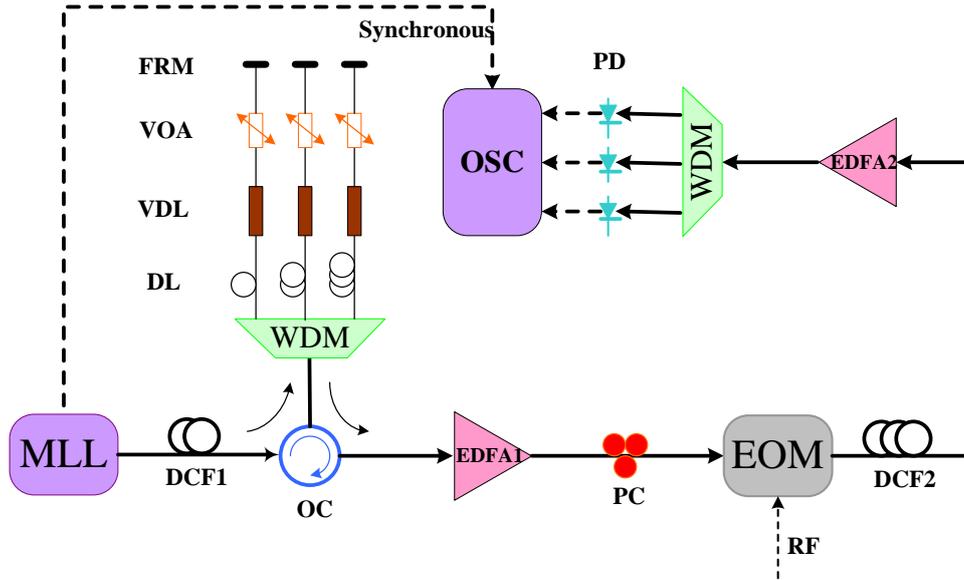


图 3-12 连续模式系统实验架构图

与单踪模式的区别是：因为脉冲串在时域混叠，所以需要在后端加了一个与前端 WDM 参数一致的 WDM 进行解复用。脉冲串经解复用后，单个通道具有相同的波长，假设相邻通道间重叠区域的带宽对应不同波长分别为 $\Delta\lambda_1$ 、 $\Delta\lambda_2$ ，重叠的区域时域宽度为 Δt ，则有：

$$\Delta t = \Delta\lambda_1 \times D_{11} = \Delta\lambda_2 \times D_{12} \quad (3-1)$$

其中， D_{11} 、 D_{12} 分别为两个波长对应的 DCF1 的色散量。重叠部分经过第二段色散介质后， Δt 在时域分别被拉伸为：

$$t_1 = \Delta\lambda_1 \times (D_{11} + D_{21}) \quad (3-2)$$

$$t_2 = \Delta\lambda_2 \times (D_{12} + D_{22}) \quad (3-3)$$

其中， D_{21} 、 D_{22} 分别为两个波长对应的 DCF2 的色散量，且有如下基本关系：

$$D_{11} \neq D_{12}, D_{21} \neq D_{22}, \frac{D_{22}}{D_{12}} = \frac{D_{21}}{D_{11}}。$$

将式 (3-1) 代入式 (3-2) 和式 (3-3) 可得：

$$t_1 = \frac{\tau}{D_{11}} \times (D_{11} + D_{21}) = \tau \times \left(1 + \frac{D_{21}}{D_{11}}\right) \quad (3-4)$$

$$t_2 = \frac{\tau}{D_{12}} \times (D_{12} + D_{22}) = \tau \times \left(1 + \frac{D_{22}}{D_{12}}\right) \quad (3-5)$$

即 $t_1 = t_2$ 。这一推导结果说明两个通道重叠的部分经过 DCF2 拉伸后，时域宽度相同，与通道的中心波长以及带宽无关，这一结论也在理论上验证了这一方案的可行性。

3.3 本章小结

本章主要对 PTS-ADC 的实验做了说明。首先对整个系统的组成和主要模块的原理和功能进行了阐述，包括锁模激光器的原理分类，调制器的特性和稳定性分析，然后具体说明了单踪 PTS-ADC 系统的实验框架与实验结果，并对实验数据进行了处理分析。实验证实了 PTS-ADC 技术利用光纤的色散效应将被采样信号在时域拉伸，频域压缩，可以显著提高传统的电 ADC 的采样率和模拟带宽，基于传统 LiNO₃ 调制器的模拟带宽受限于 40GHz 左右而此次实验所采用的聚合物调制器使得系统的模拟带宽可达 60GHz，采样率可达 199.75GSa/s。但是受限实验室目前微波信号源的最高频率，实验能验证的最大模拟带宽

为 40GHz。

接着简要阐述了连续模式的 PTS-ADC 系统架构，与单踪模式进行了比较，从理论上推导了相邻通道的重叠部分经过第二次拉伸后，时域宽度相同，与其他因素无关，即该多通道的结构可以保证不同的通道的色散拉伸倍数不受中心波长和通道带宽，甚至环境漂移的影响，验证了该方案的可行性。

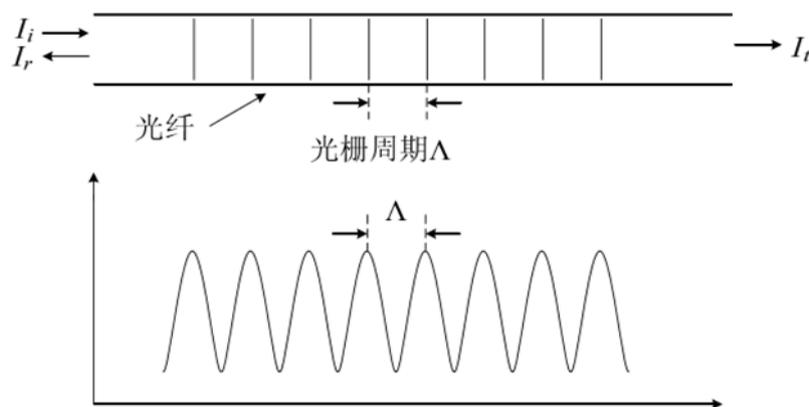
第四章 基于 PTS 原理的传感解调方法

在实现了超宽带的 PTS-ADC 系统后,在剩下的时间里,我跟随实验室的博士进行了 FBG 传感的实验,并将 PTS 的原理应用到光纤传感中,实现了较高的性能。

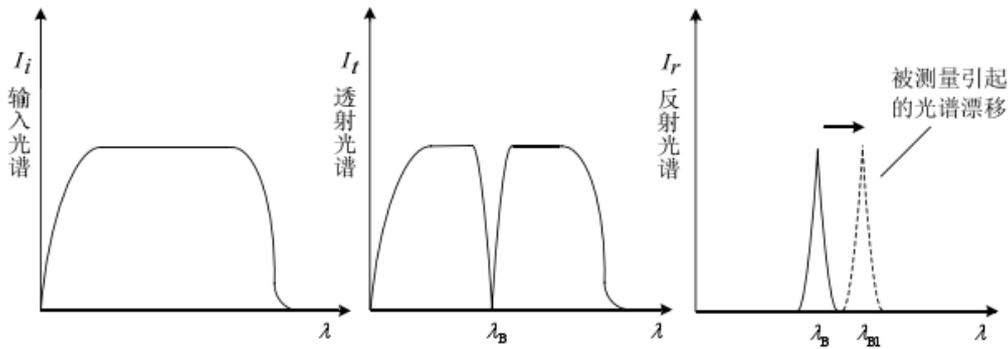
4.1 基本原理

光导纤维具有感测和传输双重功能以及柔韧易弯曲、质量轻、抗电磁干扰、耐高温、耐腐蚀、传输频带宽和优良的可埋入性等优点。光纤布拉格光栅(FBG: fiber Bragg grating)传感器除了具有一般光纤传感器的优点外,还有一些特别的优势,最主要的一点就是它是基于波长调制而且其复用能力强。这一特点的好处在于测量的信号不会受到光纤弯折、连接损耗、光源波动和探测器老化等因素的影响,避免了一般光纤传感器的测量模糊等问题。在一根光纤上串联多个 FBG 传感头,再把光纤固定于被测结构,即可同时获得多个测量目标的信息,实现多点分布式测量。^[11]因此 FBG 随着光纤通讯技术的快速发展而得到了日益广泛的应用,成为近年来发展最为迅速的光纤无源器件之一。

首先简要叙述 FBG 传感的基本原理,FBG 实质就是在光纤的纤芯形成一个带宽很窄的透射镜和反射镜,对入射到光纤内部的光信号进行透射和反射,如图 4-1 (a) 所示。宽带光源射出的光信号从 FBG 的一端射入,由于其折射率呈周期性变化,使得纤芯内相向传输的光波进行耦合,当其满足布拉格条件时,波长为 λ_B 的两束光波相互耦合,在光谱中形成了波长为 λ_B 的峰值,而另外大部分光形成透射光谱,如图 4-1 (b) 所示。^[11]



a) 光线折射率变化



b) FBG 光谱特性

图 4-1 FBG 传感器传感原理^[11]

布拉格条件如式 (4-1) 所示。

$$\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda \quad (4-1)$$

式中: λ_B — 光纤光栅的中心波长;

Λ — 光纤光栅的栅格周期;

n_{eff} —FBG 的纤芯的有效的折射率。

Λ 和 n_{eff} 是温度和应变的函数。

当物理参量作用到 FBG 上的时候, FBG 的中心波长的漂移量如式(4-2)所示。

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = \frac{\Delta n_{eff}}{n_{eff}} = \frac{\Delta\Lambda}{\Lambda} \quad (4-2)$$

由公式(4-2)容易得到,通过测量 FBG 的中心波长漂移量,也可测量外界其他物理参量。由于 FBG 对等于其中心波长的光具有反射作用,而且其反射中心波长会随着温度、应变等物理量的变化而变化,因此 FBG 具有优良的温度和应变响应特性,在传感领域得到了广泛的应用。

我们主要做的实验是应变传感,所以简要介绍一下 FBG 的应变传感特性。

在外界温度稳定的条件下,当有应力作用在 FBG 上时,应变会使其机械性延展从而改变 FBG 的光栅常数,同时由于弹光效应使得其折射率产生改变,FBG 的轴向应变 ε 和有效折射率发生变化,FBG 的中心波长会发生漂移,其漂移量如图

FBG 中心波长的漂移量如式(4-3)所示:

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\lambda_B} = (1 - P_e)\varepsilon \quad (4-3)$$

硅纤介质中有效弹光系数 P_e 为 0.22, 所以应变与 FBG 中心波长的漂移量之间的关系如式(4-4)所示。

$$\frac{\Delta\lambda_B}{\varepsilon} = 0.78\lambda_B \quad (4-4)$$

由于 FBG 的应变一般比较小,所以我们常用 $\mu\varepsilon$ ($1\mu\varepsilon = 10^{-6}\varepsilon$) 作为单位来衡量其应变量的大小。当光纤光栅的中心波长为 1550 nm 时, FBG 中心波长对应变的灵敏度的典型值为 $1.2\text{pm}/\mu\varepsilon$ 。于是通过测量其中心波长的漂移量就能够测量出 FBG 传感器的应变变化量。

最后简要说明 FBG 的分布式传感特性。因为 FBG 窄线宽的优势,它可以用来实现高效的多点分布式传感。由中心波长不同的多个 FBG 组成的分布式传感系统如图 4-2 所示。在光源的带宽范围内,可加入多个 FBG,而每条光路上 FBG 可加的最大数量由光源的带宽

和每个 FBG 所占用的波长范围决定, 不同位置的 FBG 由于所在不同监测位置环境温度、应变或者其他可以引起光线中 FBG 产生应变的物理量的变化, 各自产生中心波长的漂移, 即实现了分布式传感。常用 FBG 分布式传感器实时测量的物理量有应变、负荷、振动和温度等。^[12]

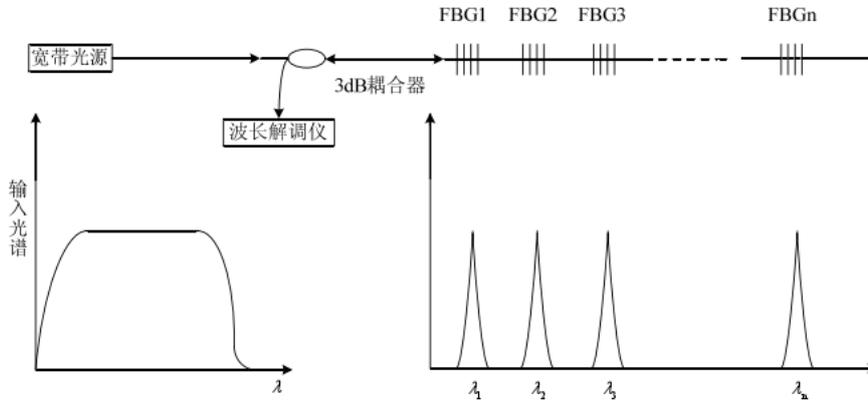


图 4-2 分布式 FBG 测量系统^[9]

利用 FBG 特性进行传感后, 需要选择适当的方法来获得到传感的结果, 这一过程称为解调, 解调是传感中最重要的一个环节, 因为解调方法的选用直接影响了传感的精度、速度、范围等参量。

传统的解调方式由于检测方法的不同可大致分为两种, 第一种是基于无源检测的, 即使用鉴频器来将 FBG 信号的中心波长漂移转化为光强的变化或者光强空间的位移, 这一方法可以用边缘滤波器、阵列波导光栅、波分复用器或者基于全息光栅的光谱电荷耦合器件来实现, 无源检测的优点在于系统简单、经济, 但是光源的抖动或者环境的干扰可能会被当作传感器的信号被反射回来而导致解调的精度不高, 另外, 无源检测也难以实现高速的动态传感。第二种是有源检测, 它是基于光学干涉量度法将 FBG 中心波长的位移转化为接收信号的相位改变, 干涉的结构可以是非平衡马赫增德尔干涉仪(MZI: MZ interferometer)^[13]、法布里珀罗干涉仪、迈克尔逊干涉仪或者长周期光纤光栅(LPG: long-period grating)干涉仪, 总的来说, 有源检测由于消除了光源的抖动, 其测量精度比无源检测要高很多, 但是由于有源的方式是基于光学干涉, 所以对环境扰动, 比如温度变化或微小的震动, 很敏感, 因此会对系统的稳定性带来影响, 另外, 基于有源检测方法的解调速度被限制在了几千赫兹, 动态范围也较小。^[14]

然而, 高速的 FBG 解调系统在很多研究方面都有极大需求, 大动态范围、快速且高精度的读出 FBG 中心波长的变化在监测特殊结构, 比如石油工业, 地球物理和海洋学科方面都有极大关联。大多数的传统 FBG 解调系统速度低于 1000 Sa/s, 动态范围也只有几个纳米。^[15]为了获得高速、高精度、大动态范围的多点 FBG 传感解调系统, 锁模激光器(MLL)被选作了合适的光源, 再使用一段色散介质可以将 MLL 发出的超短光脉冲从频域映射到时域, 其主要的优点在于 FBG 中心波长的位移可以被线性地映射到时域上时间的位移, 频域中由 FBG 反射回来的脉冲串位置恰好与时域反射信号脉冲串的位置相对应, 这样就能实时地被一个高速的示波器记录并处理。^[16]

在本文中, 我们利用时间拉伸的原理, 实验验证了一个超高速的多点 FBG 传感解调系统。图 4-3 所示是利用时间拉伸的 FBG 解调原理图。系统包括一个锁模激光器(MLL), 两段色散介质(此处用的是单模光纤(SMF: single mode fiber))和 FBG。MLL 发出的超短光脉冲经过 SMF1 后被展宽为啁啾光脉冲, 由于群速度色散效应, 即不同波长的成分在光纤中传播速度不同, 这一过程完成时间到波长的映射; 接着, 脉冲经过 FBG 反射回来, 它所携

带的 FBG 中心波长的信息也反射回来，然后经过 SMF2 被进一步拉伸。^[17]图 4-3 上方显示的是经过每个模块后时域波形的变化，下方显示的是对应的频域变化。假设 SMF1 长为 L_1 ，群速度色散量为 D_1 ，SMF2 长为 L_2 ，群速度色散量为 D_2 ，则整个系统的色散拉伸系数为

$$S = \frac{D_1 + D_2}{D_1} = \frac{L_1 + L_2}{L_1} \quad (17)$$

由于时域的信号处理精度更高，因此利用时间拉伸的原理后，FBG 传感系统的解调精度能被显著地提高。

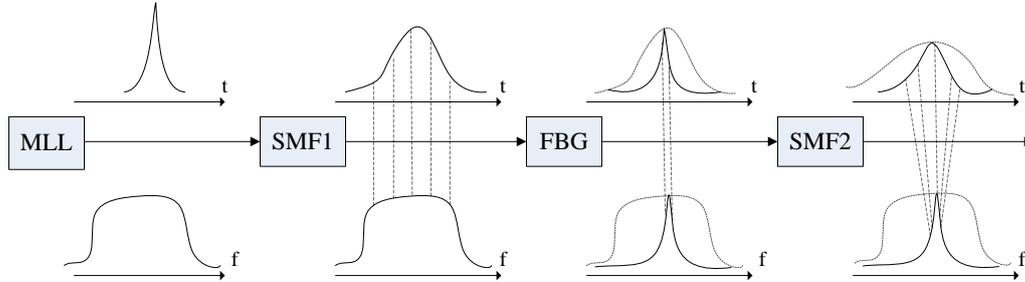


图 4-3 基于时间拉伸的多点 FBG 传感解调原理

4.2 系统组成

图 4-3 所示为基于时间拉伸的 FBG 传感解调系统实验框图。包括一个实验室自制的锁模激光器，一个光环行器，两个光耦合器 (OC1, 99:1 和 OC2, 50:50)，两段单模光纤 SMF1 和 SMF2 (SMF28, 反常群速度色散值为 $-22 \text{ fs}^2/\text{mm}$)，5 个串联的中心波长不同的 FBG (其中两个被固定在压电平台上以方便对其施加应变)。

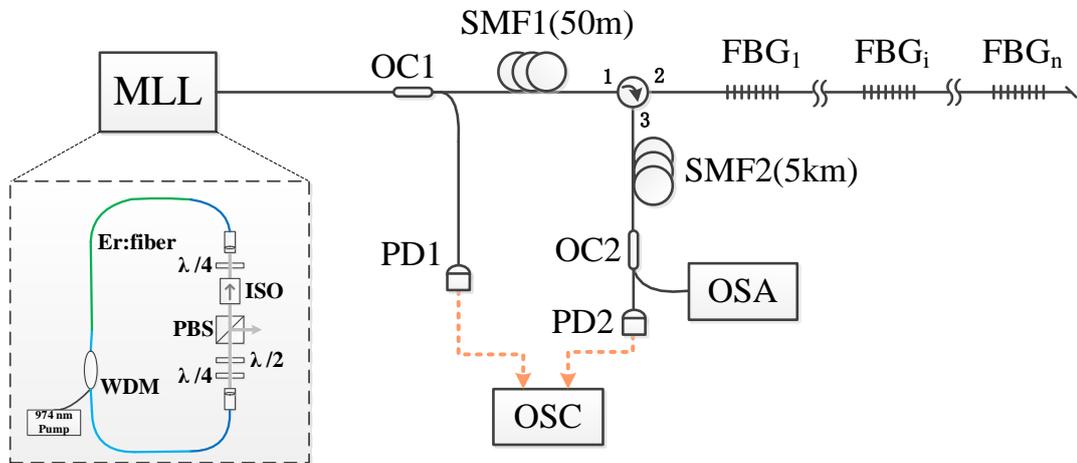


图 4-3 基于时间拉伸的多点 FBG 传感实验框图

这里所使用的锁模激光器为典型的基于非线性偏振旋转 (NPR: nonlinear polarization rotation) 的被动锁模激光器，它运用了色散和非线性管理，使得在 1550nm 处激光腔的净色散值接近于 0，所以激光器能产生超短脉冲且它的谱很宽。图 4-4 所示为锁模激光器的特性，其重复频率为 201.64 MHz，如图 4-4 (a) 所示，基频的信噪比可达 85dB，如图 4-4 (b) 所示，经过调节，在实验时谱宽达到 84.2nm，如图 4-4 (c) 所示，激光器直接输出的脉冲宽度为 91.6fs，平均输出功率为 50.2mW，如图 4-4 (d) 所示。

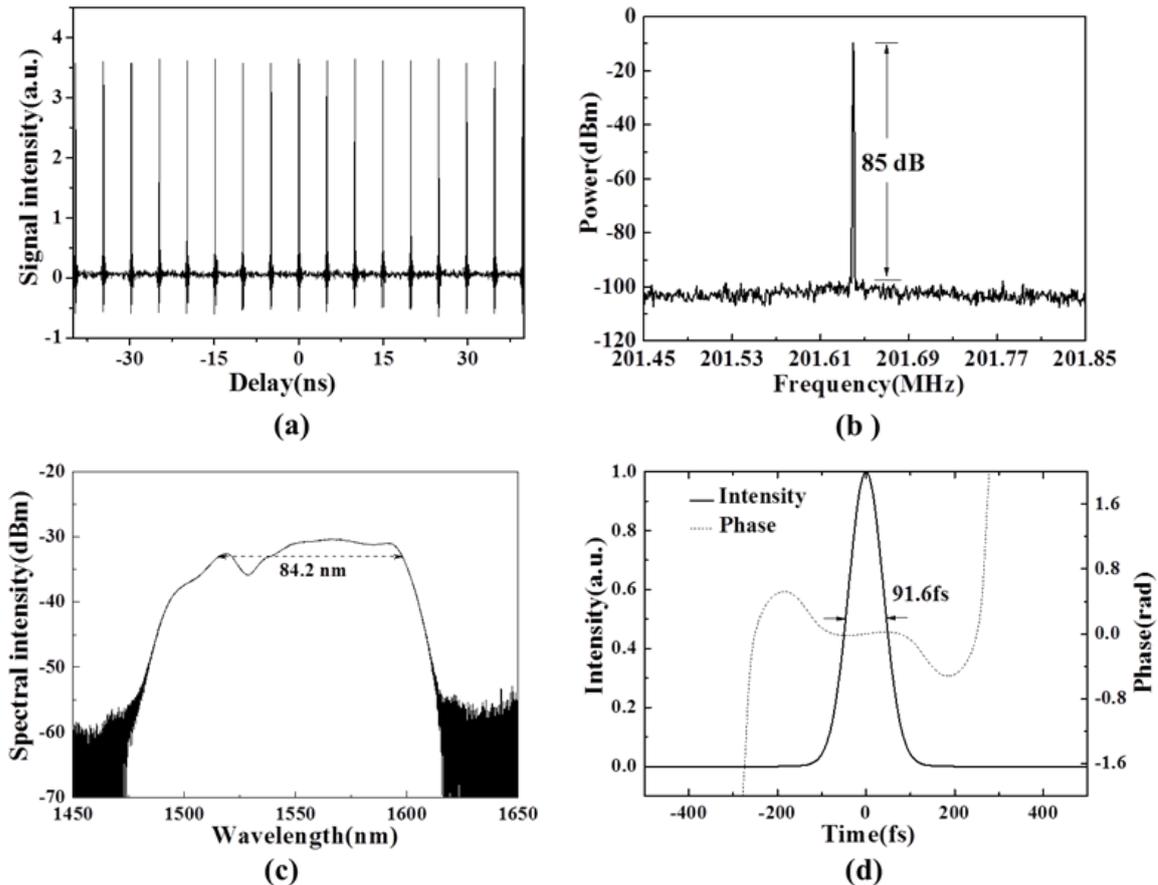


图 4-4 实验室自制锁模激光器的特性。(a) 重复频率；(b) 基频信噪比；(c) 谱宽；(d) 输出脉冲宽度和功率。

如图 4-3 所示，激光器发出的光脉冲被 OC1 分成两束，其中一束（1%光功率）经过一个 1 GHz 的光电探测器（PD: photon detector）后被示波器(OSC: oscilloscope)测量，第二束（99%光功率）射入 SMF1 并由 1 口进入光环行器，由 2 口输出进入串联的 FBG 序列，FBG 序列包含 5 个 FBG，其中心波长分别为 1545 nm, 1550 nm, 1558 nm, 1567 nm 和 1575 nm，其中 FBG3 和 FBG4 被固定在了压电平台上，另外三个 FBG 作为参考用来消除周围环境的影响，由 FBG 反射回来的脉冲从光环行器的 3 口射出进入 SMF2，由 OC2 将功率平均分为两束，分别用示波器和频谱分析仪（OSA: optical spectrum analyzer）来记录时域和频域的波形。因为经过 SMF2 后，脉冲在时域被进一步拉伸，频域压缩，所以利用时间拉伸后，对 PD 和示波器的带宽要求大大降低。

4.3 实验结果及分析

实验验证了一个采样速率为 201MHz 的超快实时解调 FBG 传感解调系统，解调分辨率为 0.114nm。解调分辨率的定义是能检测到的最小波长位移，当给定了一个时间分辨率一定的示波器后，这一参数是由色散拉伸系数来决定，因此增大色散拉伸系数或者采用一个更高性能的示波器都能提高解调分辨率。另外，解调速率即激光器发出的脉冲串的重复频率，在这个实验中，为 201MHz，所以提高锁模激光器的重复频率也能提高解调的速率。

图 4-5 (a) (b) 分别为未加 FBG 时经过 SMF1 和 SMF2 后的脉冲波形。其中 4-5 (a) 由自相关仪测得，4-5 (b) 由示波器测得，可以看到激光器输出的脉冲经过 SMF1 后被展宽到 40.64ps，然后经过 SMF2 后被进一步展宽到 1.85ns，即实际的色散拉伸系数为

$$1.85 \times 10^3 / 40.64 = 45.5.$$

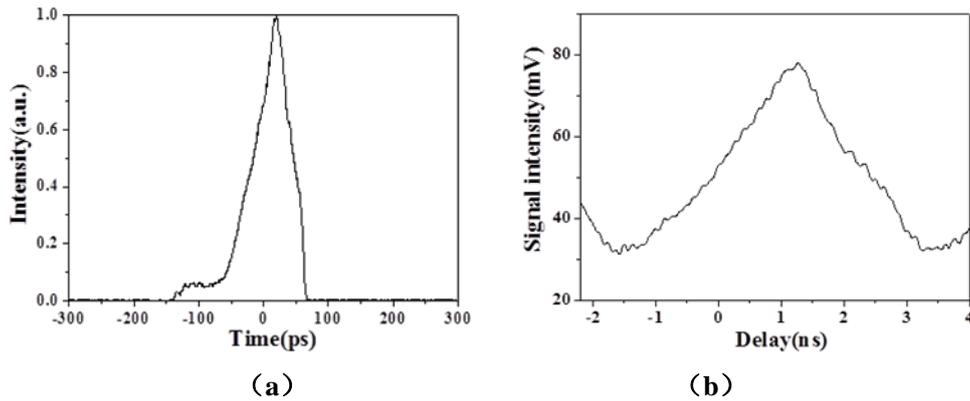


图 4-5 脉冲时域波形。(a) 经过 SMF1; (b) 经过 SMF1 和 SMF2。

两个用作传感的 FBG 受到不同应力作用而反射回来的谱由光谱仪来测量，图 4-6 的 (a) (b) 分别对应只有 SMF1 和 SMF1、SMF2 一起使用时的频谱。两图对比可以发现：在两种不同的实验条件下，都能清晰地分辨出施加不同应变时波长的位移，唯一的不同之处在于加了 SMF2 后的光功率更低，这是因为存在 SMF2 上的传输损耗和光纤连接处的插入损耗。说明通过频域的检测，是否加入第二段光纤对结果并无影响。

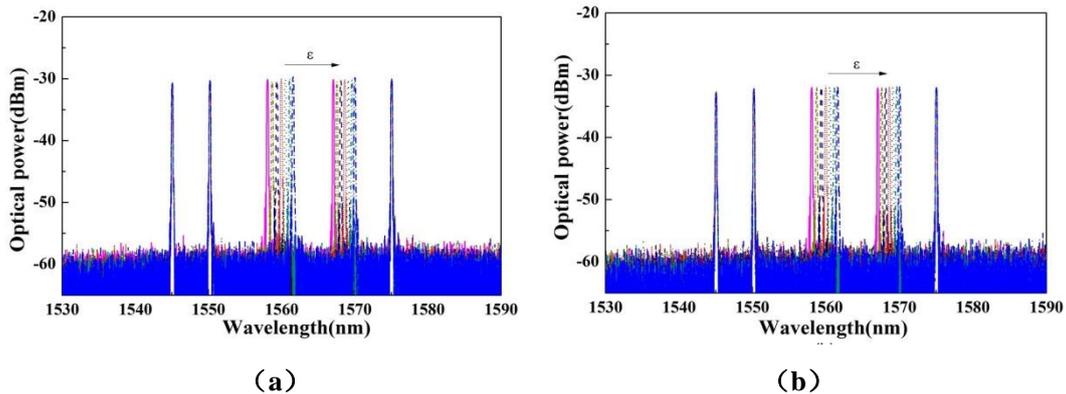


图 4-6 FBG 的反射谱 (a) 仅使用 SMF1; (b) 使用 SMF1 和 SMF2

图 4-7 显示了波长位移随应变的改变而变化，经过 origin 线性拟合后，由曲线的斜率可以得到所使用的 FBG 的波长-应变灵敏度，为 $0.35\text{pm}/\mu\epsilon$ 。这一数值比其典型值 $1.2\text{pm}/\mu\epsilon$ 要小，经分析，可能的原因是由于 FBG 裸光纤外层有一个包层，我们将 FBG 固定在 PZT 上时，粘贴的是 FBG 的包层，当对 FBG 传感器施加应力时，FBG 的包层与内芯发生了相对移动，所以实际施加的应力比测得的要大。

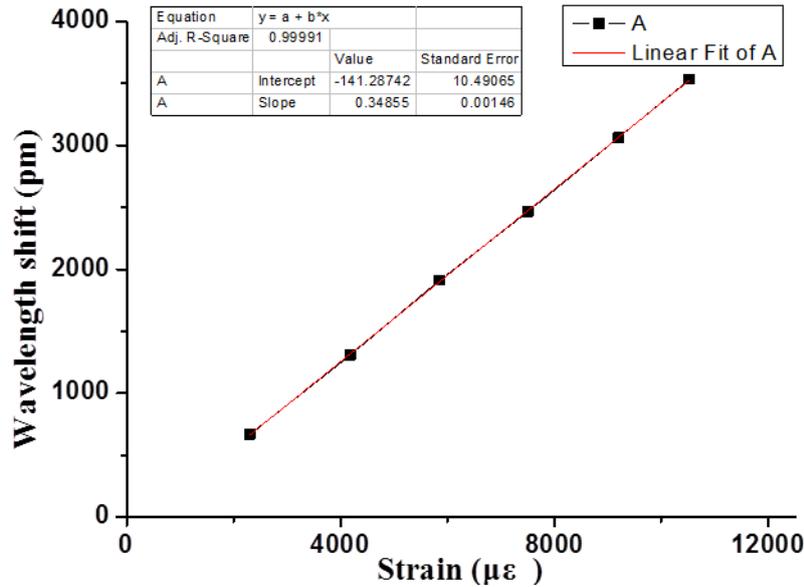


图 4-7 波长漂移随应变的变化曲线

根据 SMF 的波长到时间的映射关系，检测 FBG 中心波长的位移被转化到用示波器来测时间的位移，如图 4-8 所示。其中图 4-8 (a) 是当只有 SMF1 时的两个 FBG 序列完整周期的时域波形，注意到在这种条件下，时间的位移几乎都重叠了，无法正确分辨出来；而当加入 SMF2 后，脉冲间隔被明显拉大，如图 4-8 (b) 所示，第三个和第四个脉冲明确地表征了两个周期的 FBG3 和 FBG4 的时间位移。当应变增加时，FBG 的中心波长右移，对应的时域信号也像右移。时域的波形结果反映了所加入的第二段光纤对整个系统的作用，而且由于时域的信号更容易检测，且检测精度更高，所以在传感解调方面有更大的优势。

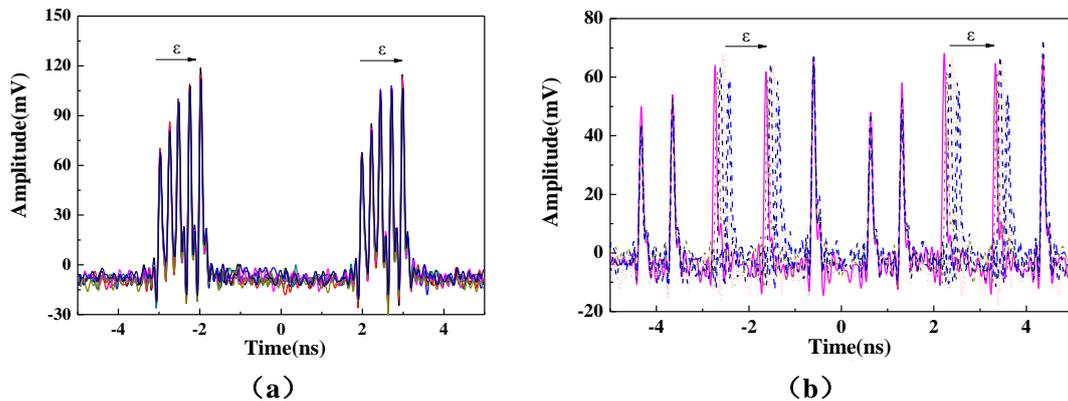


图 4-8 FBG 反射信号的时域波形 (a) 仅使用 SMF1; (b) 使用 SMF1 和 SMF2

图 4-9 显示了时间位移随应变的变化而变化，其响应率即经线性拟合后的斜率，为 $0.033\text{ps}/\mu\epsilon$ 。

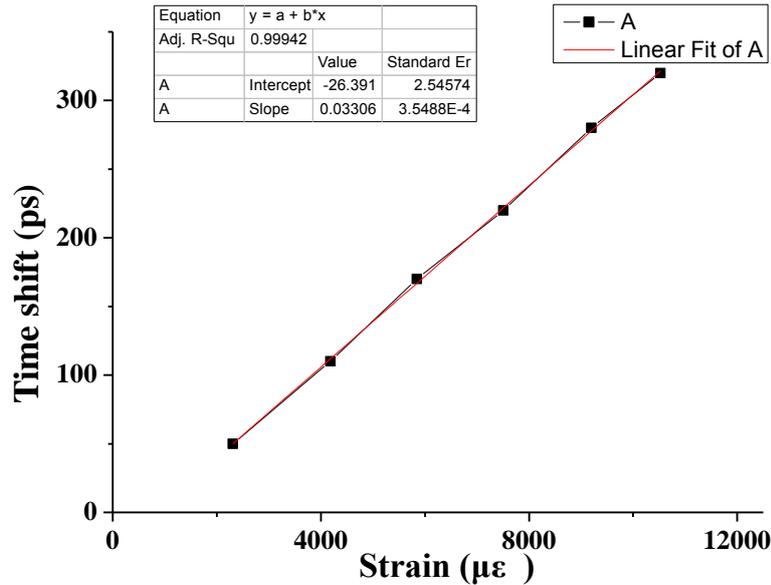


图 4-9 时间位移随应变的变化曲线

图 4-10 是测得的 FBG3 和 FBG4 的时间位移与波长位移的曲线,经线性拟合后发现其线性度很好,为 0.9985,时间-波长位移系数即斜率,为 0.088ns/nm,这个参数对两个作为传感的 FBG 都适用,表明不同的 FBG 的传感特性是一样的,对应上面理论推导的式 (3-4) 和式 (3-5),这一结果则是在实验中验证了波长位移到时间位移的映射关系不会受 FBG 的中心波长和带宽的影响,也标志着只要激光器的谱够宽,传感的动态范围就能更大,我们也就加更多的 FBG 来实现多点分布式传感。此次实验中使用的由实验室的博士自制的 MLL 大谱宽可以达到 149nm。

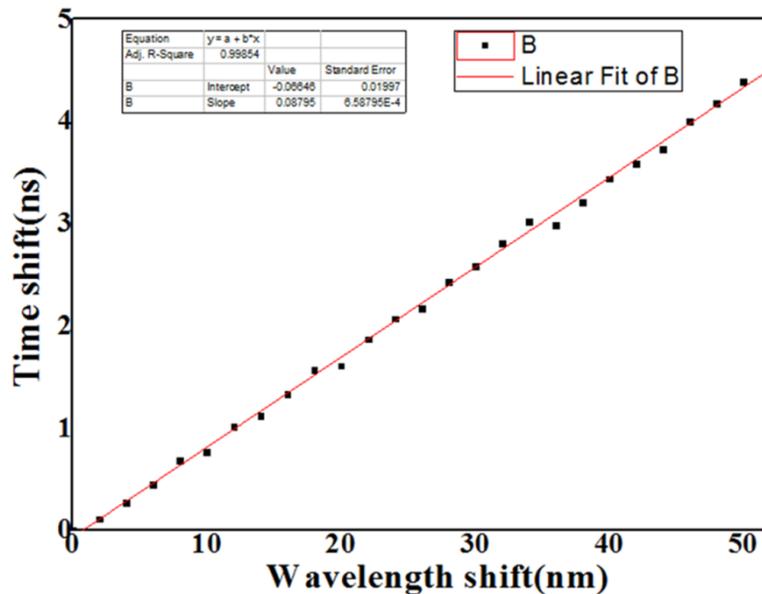


图 4-10 不同应变下拉伸后的时间位移-波长位移曲线

4.4 本章小结

这一章主要讲了利用时间拉伸原理的 FBG 传感解调系统。首先介绍了 FBG 传感的基本原理和应用,以及相对于其他传感方式的优势,接着重点叙述了 FBG 对应变的传

感和分布式传感的原理，然后分析了 FBG 传感解调的方法，主要分为有源和无源解调两种，阐明了每种方法的优缺点，最后，因为利用时间拉伸的原理能显著提高 FBG 解调的精度，所以我们将其运用在了 FBG 传感解调中，并进行了实验验证。

一个基于时间拉伸原理的超高速 FBG 传感解调系统被实验验证了，通过使用实验室自制的重复频率为 201MHz，谱宽 84.2 nm 的被动锁模激光器，这一传感系统可以工作在超高速率，且能实现大的动态传感范围。目前实验室自制的锁模激光器谱宽最大可达 149nm。利用两段单模光纤，脉冲在时域被展宽，且色散拉伸系数越大，脉冲以及脉冲之间的间隔会被展宽的越大，因此测量的精度就会更高。我们也证明了与波长相关的时间位移不会受 FBG 中心波长及带宽的影响，当多个 FBG 同时用作传感时，甚至连周边环境的影响也能被消除。这一实验表明了这样一个基于时间拉伸的解调系统在高精度、高速的多点 FBG 传感方面是有前景的。另外，增大激光器的谱宽能增加传感的动态范围，也能实现更多点的传感，而使用一个更高性能的示波器，则能实现更高的解调分辨率。

第五章 结论

5.1 主要工作总结

本文主要研究了光子时间拉伸的原理及相关应用。

(1) 介绍了光子时间拉伸模数转换(PTS-ADC)系统, 对其工作原理和系统结构进行了说明, 利用聚合物调制器, 实验上得到了色散拉伸系数为 7.99、采样率为 199.75GSa/s、模拟带宽为 40GHz 的单踪模式 PTS-ADC 系统, 受限于目前实验条件, 实际最大模拟带宽能达到 60GHz。然后简要分析了连续模式 PTS-ADC 系统的实现条件, 并对所提出的方案的可行性做了理论验证。

(2) 将时间拉伸的原理应用在了光纤传感上, 对 FBG 应变传感解调做了一定理论研究, 然后设计并实验验证了基于时间拉伸的高速分布式 FBG 传感解调系统, 证明了由于时间拉伸原理的应用, 使得传感的分辨率得到了显著提高, 实验上得到该传感解调系统的采样速率为 201MHz、动态范围为 84.2nm、分辨率为 0.114nm。并且, 结合对连续模式 PTS-ADC 系统可行性的公式推导验证, 得到了以下结论: 与波长相关的时间位移不会受 FBG 中心波长及带宽的影响, 当多个 FBG 同时用作传感时, 甚至连周边环境的影响也能被消除。

5.2 后续研究工作展望

对于 PTS-ADC 系统, 还有一些重要的问题需要进一步思考解决。首先, 对于单踪的 PTS-ADC 系统, 后续的数据处理目前还很简陋, 以后应该更加完善, 例如学习用数字域滤波法来去除频谱非均匀性等, 然后再对系统的参数, 比如信噪比和有效比特位等信息, 能进行更详细的分析, 这样才能够更好地评估以及提升系统的性能。另外, 为达到设计时的拉伸倍数, 系统需要非常长的色散补偿光纤作为色散介质和传输介质, 因此降低系统的传输损耗以及探索新型色散介质是非常重要的且迫切的工作, 目前可以考虑 LCFBG 作为替代。这样也可以降低系统规模, 有望实现系统的小型化和集成化。

对于连续模式的 PTS-ADC 系统, 本文仅进行了理论上的研究论证, 后续应该进行相关的实验将这一系统实现, 同时, 要学习如何实现分段信号的拼接, 如何利用通道间的交叠来消除失配, 如何分析偏置误差、增益误差和时钟倾斜等对连续模式 PTS-ADC 系统的影响。

对于运用时间拉伸原理的 FBG 传感解调系统, 它的分辨率还可以进一步的提高, 首先可以思考改进向 FBG 施加应力的方法, 减小应力的测量值与实际值之间的误差, 其次, 增大色散拉伸系数以及使用一个更高性能的示波器也能得到更高的分辨率。另外, 目前所加的应变是静态的, 后续也可以对施加动态应变的传感系统进行研究。

最后, 还可以探索时间拉伸技术的更多应用领域, 如光谱分析、快速成像等。

参考文献

- [1] A. M. Fard, S. Gupta, and B. Jalali, "photonic time-stretch digitizer and its extension to real-time spectroscopy and imaging," *Laser & Photon. Rev.*, 2013:207-263.
- [2] F. Coppinger, A. S. Bhushan, and B. Jalali. Photonic Time Stretch and Its Application to Analog-to-Digital Conversion [J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1999, 47(7).
- [3] Walden R.H. Analog-to-digital converter survey and analysis[J]. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, 1999, 17(4): 539-550
- [4] Walden R.H. Analog-to-digital Conversion in the Early Twenty - First Century[J]. *Wiley Encyclopedia of Computer Science and Engineering*, 2008.
- [5] Jason Chou, Josh A. Conway, George A. Sefler et al. Photonic Bandwidth Compression Front End for Digital Oscilloscopes [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2009, 27(22):5073-5077.
- [6] J. Mallari, C. Wei, D. Jin, G. Yu, A. Barklund, E. Miller, P. O'Mathuna, R. Dinu, A. Motafakker-Fard, and B. Jalali, *Optical Fiber Communication Conference (OFC)*, p. OThU2 (2010).
- [7] Yan Han and Bahram Jalali. Photonic Time-stretched Analog-to-digital Converter: Fundamental Concepts and Practical Considerations [J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2003, 21(12):3085-3103.
- [8] 夏楠, 陈颖, 陈向宁等. 光纤非线性效应对光子时间拉伸模数转换系统性能的影响[J]. *光学学报*, 2014, 06:53-60.
- [9] 钱阿权, 邹卫文, 吴龟灵, 陈建平. 光子时间拉伸模数转换系统的多通道化设计与实现[J]. *中国激光*, (2015).
- [10] 刘兴钊, 李力利. 数字信号处理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010.
- [11] 孙汝蛟, 孙利民, 孙智. FBG 传感技术在大型桥梁健康监测中的应用[J]. *同济大学学报* 42.12 (2009): 2002-2005.
- [12] 李佰鹤. 基于 FFP-TF 的 FBG 传感器解调系统[J]. 太原科技大学, (2013).
- [13] A. D. Kersey and T. A. Berkoff, "Fiber-optic Bragg grating differential temperature sensor," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 4, no. 10, 1992(8):1183-2285.
- [14] M. L. Dennis, M.A. Putnam, J.U. Kang, T.-E. Tsai, I.N. Duling, and E. J. Friebele, "Grating sensor array demodulation by use of a passively mode-locked fiber laser," *Opt. Lett.*, vol. 22, no. 17, 1997(9):1362-1364.
- [15] C. Wang, and J. P. Yao. "Ultrafast and ultrahigh-resolution interrogation of a fiber Bragg grating sensor based on interferometric temporal spectroscopy." *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 19, 2011(10):2927-2933.
- [16] H. Y. Fu, H. L. Liu, X. Dong, H. Y. Tam, P. K. A. Wai, and C. Lu, "High-speed fibre Bragg grating sensor interrogation using dispersion compensation fibre," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 10, 2008(5): 618-619.
- [17] W. L. Liu, M. Li, C. Wang, and J. P. Yao. "Real-time interrogation of a linearly chirped fiber Bragg grating sensor based on chirped pulse compression with improved resolution and signal-to-noise ratio." *J. Lightw. Technol.*, vol. 29, no. 9, 2011(5): 1239-1247.

[18] H. Xia, C. Wang, S. Blais, and J. P. Yao, "Ultrafast and precise interrogation of fiber Bragg grating sensor based on wavelength-to-time mapping incorporating higher-order dispersion," *J. Lightw. Technol.*, vol. 28, no. 3. 2010(2): 254-261.

研究成果

- [1] **Meng Lei**, Weiwen Zou, Xing Li, and Jianping Chen, "201-MHz FBG Interrogator Based on Time-Stretch Method," *Photonics Journal* (to be submitted).

THE RESEARCH OF ULTRA-WIDE-BAND PHOTONIC TIME-STRETCH ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER

In this thesis, we discussed the fundamental concepts of time-stretch ADC technology, analyzed the working principle of PTS-ADC in both mathematical and physical point of view. Then we experimentally achieved a practical ultra-wideband ADC using an EO polymer modulator. We demonstrate a single-shot experimental system with a time-stretch factor of 7.99, a sampling rate of 199.75GSa/s and a bandwidth of 60 GHz. However, because of the limit of existing experimental conditions, that is the signal generator's maximum output frequency is 40GHz, we can only achieve a bandwidth of 40 GHz.

Real-time wideband digitizers are the key building block in many systems including oscilloscopes, signal intelligence, electronic warfare, and medical diagnostics systems. Continually extending the bandwidth of digitizers has hence become a central challenge in electronics. Fortunately, it has been shown that photonic pre-processing of wideband signals can boost the performance of electronic digitizers. In the TSADC, amplified dispersive Fourier transform is used to slow down the analog signal in time domain and hence to compress its bandwidth in frequency domain. This powerful concept transforms the analog signal's time scale such that it matches the slower time scale of the digitizer.

Photonics is an ideal platform for performing the time-stretch because the process requires a broadband chirped carrier wave as well as a low-loss wideband dispersive medium to transform the fast time scale of the input signal to a slower time-scale output signal. The time stretch pre-processor is a modified analog optical link. It consists of an optical source, an electro-optic modulator making up the transmitter, a fiber link, and a receiver consisting of a photo-detector and electronics ADC. The optical source is typically a mode-locked laser (MLL) producing ultrashort optical (supercontinuum) pulses (typically 100 to 200 femtoseconds long) followed by a group velocity dispersive (GVD) element such as dispersion compensating fibers (DCF) or chirped fiber Bragg grating (CFBG), or a recently-developed chromo modal dispersion device (CMD).

The single-shot time-stretch ADC consists of an analog front-end preprocessor and an electronic ADC back-end. In the PTS-ADC [also called time-stretch enhanced recorder (TiSER)], the bandwidth of the electrical signal is compressed prior to digitization by stretching the waveform in time using a front-end optical pre-processor. Bandwidth compression occurs because of time stretching and is different from down conversion. In the former, both the carrier frequency and the bandwidth are reduced, while in the latter, only the carrier is reduced and the bandwidth remains unchanged. To accomplish the time stretch, the electrical signal is modulated over a linearly chirped optical pulse that is obtained by dispersing a femtosecond mode-locked laser output. Propagation through dispersive fiber stretches the modulated pulses in time. The photo-detector converts these optical signals back to the electrical domain and the resultant electrical signal is the stretched replica of the original signal with much reduced analog bandwidth. So, this signal can now be recorded by a slow real-time electronic digitizer that would have been

too slow to capture the original signal.

To achieve continuous operation, the signal is divided into multiple segments by the front-end optical pre-processor, in addition to time stretching. These time-stretched segments are digitized and then combined to obtain the continuous-time signal in the digital domain. The time-stretch technique effectively extends the bandwidth of back-end electronics digitizers and hence TSADC is one of the most practical approaches to wideband ADCs. In this thesis, we only did the basic explanation of the continuous-time PTS-ADC and gave an implementation scheme. The feasibility of the scheme is verified mathematically. Additionally, we get the result that the overlap of the adjacent channels will not be influenced by the center wavelength and bandwidth of the channel, even the influence of environmental change can be eliminated. This result can also be used in the following experiment.

For the PTS-ADC system, there are still some strict problems need to be further considered. First of all, for the single-shot system, the following data processing can be improved in many aspects, such as learning the methods of removing the non-uniformity of the spectral. Then, we can get parameters, such as effective number of bits (ENOB) and signal to noise ratio (SNR), and have a more detailed analysis of the system. So we can improve the system's performance much easier. In order to obtain the time-stretch ratio we want, we used two very long dispersion compensation fibers as the dispersion and transmission medium. Thereby, reducing the transmission loss of the system and to explore new dispersive medium is a very important and urgent work. At present we can consider the LCFBG instead. The use of LCFBG can also reduce the system size; in that case, we can achieve the miniaturization and integration of the system. For the continuous-time PTS-ADC system, we only did the theoretical research and demonstration. Following experiment should be carried out to realize the system. At the same time, we should learn how to rearrange the subsection signals and eliminate the mismatch using the overlap between the adjacent channels, and analyze the influence of offset error, gain error and clock skew, etc.

After accomplishing the ultra-wide-band PTS-ADC, in the spare time, I applied the time-stretch method to the fiber sensing and did an experiment of Fiber Bragg grating (FBG) interrogation with a doctor in the laboratory, using a home-made broadband passive mode-locked fiber laser (MLL).

First, I did some theoretical study of FBG sensing interrogation, and then we design and experimentally demonstrate an ultra-fast FBG interrogator based on time-stretch method. Through the experiment, we proved that the application of the PTS principle significantly improved the interrogation resolution. As a result, we achieved an ultrafast real-time interrogation of FBG strain sensors at a sampling speed of 201 MHz with an interrogation resolution of 0.114 nm and a dynamic range of 84.2 nm.

FBG can be highly multiplexed which enables efficient quasi-distributed sensing because it has the advantage of narrow linewidths. FBG-based optical sensors have been extensively investigated and developed in the last decades, for it could find a wide range of applications in the monitoring of strain, temperature, and other mechanical, chemical, and biomedical parameters in smart structures, civil engineering, maritime area or other harsh environments due to the advantages such as small size, low cost, multipoint sensing capability, high resistance to chemical corrosion, and immunity to electromagnetic interference .

Most of the FBG sensors are functioning based on wavelength modulation, in which the

sensed information such as strain or temperature variation is directly encoded as the grating wavelength change. To monitor the wavelength shift reflected from an FBG, various FBG sensor interrogation techniques have been developed.

High-speed interrogation of FBG sensors with a speed up to hundreds of megasamples per second is desirable in many applications such as molecular dynamics sensing and aerospace diagnostics. In particular, the ability to high-resolution readout variations of the wavelength at high speed and large dynamic range can be of great relevance for monitoring special structures, such as oil industry, geophysical and maritime area research. Most conventional FBG interrogator with a speed of less than 1,000 samples per second and dynamic range are limited to a few nanometers. In order to obtain high-speed, high precision and large dynamic range interrogation of multiple FBG sensor system, the mode-locked fiber laser has been proposed as a suitable optical source. The use of an optical dispersive element to map the power spectrum of an ultrashort pulse to a temporal waveform has been first proposed for FBG interrogator by M. L. Dennis. Its main advantage with a mode-locked fiber laser is that the FBG wavelength change is linearly mapped to time shift for an ultrashort pulse which can be recorded and processed in a high-speed real-time oscilloscope. The series of reflected wavelengths in the spectral domain exactly correspond to the series of pulse positions of the reflected signals in the temporal domain. Furthermore, the pulsed nature of the optical sensing signal enables an ultrafast and single-shot measurement.

As a result, the sensing system can operate at an ultrafast speed, a large dynamic range is also ensured. With two SMFs, the pulse is stretched in time. In addition, the larger the time stretch factor, the wider the pulse and the time spacing will extend in the time domain. As a result, the measurement accuracy is significantly increased. We also demonstrate that the wavelength-related time shift will not be influenced by the center wavelength and bandwidth of the FBG, even the influence of environmental change can be eliminated when more than one FBG sensor are used. This result is inspired by the demonstration of continuous-time PTS-ADC system. The experiments show that such time-stretch-based interrogation system is promising for multi-point FBG sensing with a high accuracy and ultrafast measuring speed. Moreover, by broadening the spectrum of the MLL, the maximum dynamic range may be larger and more FBG sensors can be interrogated. With a higher performance OSC, a higher interrogation resolution can be realized.