



上海交通大學

SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY

学士学位论文

THESIS OF BACHELOR



论文题目: 光脉冲压缩反射测量技术研究

学生姓名:_	杨硕
学生学号:	5100309794
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



光脉冲压缩反射测量技术研究

摘要

光反射测量技术是光纤传感领域的关键技术之一,在光纤通信网络、深海监测、石油 化工、工程建筑健康监测、电力系统及航空航天等各个领域中都有广泛应用。测量和分析 待测光纤中的反射特性,可探测待测光纤中不同位置处的损耗、温度、应力等信息。现有 的光反射测量技术主要包含两大类:光时域反射测量技术(OTDR)和光频域反射测量技术 (OFDR)。其中,OTDR 结构简单且原理简明,但存在空间分辨率和探测范围的相互矛盾 关系;而 OFDR 虽然可实现超高空间分辨率,但其探测范围受限于光源相干长度。

本文提出一种新型的光反射测量技术,即光脉冲压缩反射测量技术(OPCR),旨在突破 OTDR 和 OFDR 的技术瓶颈。首先,本文建立了 OPCR 的基本方案,通过理论分析、数 值仿真和初步实验,验证了其可行性,证明了其空间分辨率与脉冲宽度无关,可以打破 OTDR 空间分辨率与探测范围的相互制约,同时也验证了其探测范围可以超过光源的相干长度,突破了 OFDR 探测范围受限的瓶颈。

然后,本文通过进一步的理论分析和数值仿真,讨论了光源相位噪声对 OPCR 空间分 辨率以及探测范围的影响。理论证明了时域平均法对于消除光源相位噪声影响、拓展探测 范围的有效性,此外还分析证明了 OPCR 的动态范围比 OTDR 和 OFDR 都要大。

最后,本文进一步优化了实验结构和方案,验证了相位噪声的影响以及时域平均法的 有效性。通过实验分析了单边带电光调制器载波抑制以及波形失配现象对系统性能的影响, 为实验方案的进一步优化提供了参考。实验结果还表明,在2km相干长度的光源以及1GHz 的扫频范围的条件下,OPCR实现了10.8km探测范围和15cm空间分辨率的优越性能。

关键词: 光反射测量技术,脉冲压缩技术,匹配滤波,相位噪声,相干检测



STUDY ON OPTICAL PULSE COMPRESSION REFLECTOMETERY

ABSTRACT

Optical reflectometry is one of the most important technologies in fiber optical sensing, and it has many applications in telecom networks, deep-sea monitoring, petrochemical industry, structural health monitoring, power system, aerospace, and so on. By analysis of the characteristic of reflection light in different time, it can be used to measure the loss, break point of different locations in a fiber under test. In terms of the basic principle, optical reflectometry can be classified as Optical Time Domain Reflectometry (OTDR) and Optical Frequency Domain Reflectometry (OFDR). OTDR has simple structure and well-known principle, but it has a tradeoff between spatial resolution and measurement range. OFDR breaks this tradeoff but its measurement range is physically limited by source coherent length.

This thesis proposes a novel optical reflectometry technology, called Optical Pulse Compression Reflectometry (OPCR), aiming to break the inherent technical bottlenecks of both OTDR and OFDR. First, this thesis establishes the basic system structure and verifies the feasibility of OPCR through theoretical analysis, numerical simulation and preliminary experiment. It also proves that the spatial resolution is irrelevant to the initial pulse width, which breaks the tradeoff between spatial resolution and measurement range in OTDR. The preliminary experiment also demonstrates that the measurement range of OPCR can be beyond source coherent length, which solves the problem of measurement range in OFDR.

Secondly, this thesis performs further theoretical analysis and numerical simulation to discuss the influence of phase noise on OPCR's spatial resolution and measurement range. It also proves the effectiveness of time averaging method on improving the influence of phase noise and extending the measurement range. Furthermore, it proves that OPCR's dynamic range is higher than those of both OTDR's and OFDR's.

Eventually, this thesis presents a novel proposal to optimize and simplify the experimental implementation, which can further verify the influence of phase noise and the effectiveness of time averaging method. It also analyzes the influence of carrier suppression of a single side-band modulator (SSBM) in the simplified experiment and waveform mismatch phenomenon on system performance. As a result, the experimental result shows that the optimized OPCR can achieve 15 cm spatial resolution and 10.8 km measurement range under the conditions of 2-km coherent length of and 1-GHz sweeping range.

Key words: Optical Reflectometry, Pulse compression technology, Matched filtering, Phase

noise, Coherent detection



第一章 绪论	1
1.1 课题研究背景	1
1.2 光反射测量技术的原理及关键性能指标	1
1.3 光反射测量技术的研究现状	2
1.3.1 光时域反射测量技术	2
1.3.2 光频域反射测量技术	
第二章 光脉冲压缩反射测量技术的基本万案	6
2.1 脉冲压缩技术的基本原理	6
2.2 光脉冲压缩反射测量技术的基本方案	8
2.3 光脉冲压缩反射测量技术的实验验证	
2.4 本草小结	11
第三章 光脉冲压缩反射测量技术的性能分析	12
3.1 相位噪声模型与相干长度	12
3.2 相位噪声对空间分辨率和探测范围的影响	13
3.3 时域平均法对探测范围的提升	15
3.4 动态范围	
5.5 平早小结	18
第四章 光脉冲压缩反射测量技术的优化方案	20
4.1 线性调频光脉冲产生与获取的优化方案	20
4.2系统方案的优化与性能分析	23
4.2.1 系统结构	23
4.2.2 基本性能验证	23
4.2.3	
4.2.4 相位噪严的影响以及的现于场法的有效性验证	25
4.2.6 脉冲波形失配现象	
4.3 本章小结	
第五章 总结与展望	31
参考文献	33
2 3 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2	25
·	36



第一章 绪论

本章节将主要介绍光反射测量技术的应用背景、基本原理和研究现状。

1.1 课题研究背景

光纤传感作为一种新型传感技术,近年来受到越来越多人的关注。光纤传感技术采用光 纤作为传输介质,与电类或其他机械类传感技术相比,具有空间占用体积小、设备重量轻、 工作能耗低、使用寿命长、耐高温、抗腐蚀和电磁干扰等优势^[1,4,5]。它能够在狭窄空间、强 电磁干扰等众多恶劣环境中投入使用。光反射测量技术是光纤传感领域的关键技术之一,在 医疗、深海监测、石油化工、工程建筑健康监测、电力系统及航空航天等各个领域中都有广 泛应用^[1,4,5]。

1.2 光反射测量技术的原理及关键性能指标

(1) 光纤散射机制

光反射探测技术基于光纤中的散射机制,其中包括瑞利散射机制、拉曼散射机制和布里 渊散射机制^[6]。



图 1-1: 光纤散射机制: (a)光纤散射机制示意图; (b)不同散射机制下的频偏示意图

图 1-1 给出了三种光纤散射机制的原理图。由图 1-1(b)可知,瑞利散射为弹性散射,即 散射光与入射光之间没有频偏,而拉曼散射与布里渊散射为非弹性散射,即其散射光与入射 光之间有频偏,其中拉曼散射的频偏较大,约十几 THz,而布里渊散射的频偏较小,约十几 GHz^[6]。由于瑞利散射不引起频偏,故仅能通过分析其散射光的强度和相位信息来探测光纤 中的损耗、振动和断点信息。但对于拉曼散射或布里渊散射,由于其引起的散射光频偏量决 定于光纤的工作环境,因此还可以用来探测光纤中的应力、温度等变化。本文主要讨论基于 瑞利散射的光反射测量技术,但是其系统架构和原理可以迁移到基于拉曼散射或布里渊散射 的光反射技术中^[4,5]。

(2) 后向散射曲线

由于在光纤传感应用中,光纤的直径(微米到毫米量级)相对于其探测长度(米到千米 量级)可以忽略不计,因此可以视光纤为理想一维介质,即仅存在前向和后向的散射光(如 图 1-1(a)所示)。通过检测不同时刻后向散射光的强度,可以得到后向散射光强度随着时间 的变化关系曲线。将得到的时间和光纤中的光速相乘,就可以进一步得到后向散射光强度与 距离的变化关系曲线,即后向散射曲线(如图 1-2 所示),一般纵坐标取分贝(dB)刻度, 横坐标取线性刻度^[5]。





图 1-2: 后向散射曲线与不同事件示意图

由于光纤的传播损耗和距离成指数关系^[6],故取强度为 dB 坐标后,强度与距离成线性 关系,其斜率即被测光纤的单位传播损耗。通过分析该曲线,可以得到光纤中不同位置处的 断点或损耗信息。图 1-2 定性给出了典型的后向散射曲线,其中 a 点处曲线向下弯折,表明 该处衰减过大,可能该处光纤有损坏或弯折,b 点处曲线向上跳变,可知该处光反射率过大, 即该处光纤有断裂,探测光与空气产生了菲涅尔反射(菲涅尔反射率大于瑞利散射率,前者 约-10 dB 而后者仅约-60 dB),c 点处反射峰后变为噪声,表明 c 处为光纤尾端,在光纤尾端 同样也产生了菲涅尔反射。习惯上称上述 a,b,c 为事件,其中 a 为衰减事件,b 为反射事件, c 为结束事件。

(3) 关键性能指标

在光反射测量技术中有如下关键指标,空间分辨率、探测范围以及动态范围^[5]。

- (a) 空间分辨率 Z: 最小能够分辨的两个事件的距离。
- (b) 探测范围 R: 能够探测到事件的最大距离。
- (c) 动态范围 D: 始端后向散射功率与背景噪声峰值之间的 dB 差。

1.3 光反射测量技术的研究现状

目前,应用最广泛的光反射测量技术主要可以分为两类,光时域反射测量技术(Optical Time Domain Reflectometry),简称 OTDR,以及光频域反射测量技术(Optical Frequency Domain Reflectometry),简称 OFDR^[1,2,4,5,7-20]。

1.3.1 光时域反射测量技术



图 1-3: 传统 OTDR 系统结构示意图

第2页共36页



图 1-3 为传统 OTDR 的结构示意图,它以光脉冲作为探测光,通过探测不同时刻的后向散射光强度,以时间-空间的映射关系来得到后向散射曲线。其空间分辨率 Z 决定于脉冲宽度 *T*^[7],

$$Z = \frac{c}{2n}T\tag{1-1}$$

式中 c 为真空中光速, n 为光纤介质折射率。

由式(1-1)可知,探测脉冲宽度越窄,空间分辨率越高。然而,考虑实际系统中,输 出光脉冲功率存在上限,因而光脉冲宽度越窄也意味着输出光能量越小,从而使得探测光更 容易埋没在噪声中,降低了动态范围。由于在光时域反射测量技术中,探测范围决定于动态 范围,因此,传统光时域反射测量技术的空间分辨率和探测范围存在相互制约的矛盾关系。

为了提高 OTDR 的动态范围从而获得更高的探测范围,提出了相干 OTDR (Coherent OTDR),简称 C-OTDR^[8,9]。





图 1-4 为 C-OTDR 的结构示意图。 C-OTDR 运用相干检测代替传统 OTDR 中的直接检测,通过利用高功率的本地参考光来放大功率较小的后向瑞利散射光,增加了后向散射光的 检测灵敏度,从而提高了动态范围。不过这种方法并没有解决 OTDR 中空间分辨率与探测 范围之间的相互制约。

近年来,为了探测光纤中不同位置处的扰动信息,提出了相位 OTDR (Phase OTDR), 简称 φ -OTDR ^[10,11]。





图 1-5 为 φ-OTDR 的结构示意图。φ-OTDR 与常规 OTDR 一样,通过测量注入脉冲与接收到的信号之间的延时来获得光纤中扰动的位置。当光纤中发生扰动时,由于弹光效应,光纤相应位置的折射率发生改变,从而引起该位置光相位的变化,由于采用了相干性较好的光源,干涉作用明显,相位的变化将会引起后向瑞利散射光光强变化,通过将不同时刻探测到的后向瑞利散射曲线相减来检测这种效应,相减曲线上光强发生变化的位置及发生扰动的位置。



φ-OTDR 是一种光纤中扰动的新型探测方案,进一步拓宽了光反射技术的应用前景,但 其空间分辨率仍然和注入脉冲宽度有关,仍存在空间分辨率与探测范围之间的相互制约。

1.3.2 光频域反射测量技术



图 1-6: OFDR 系统结构示意图

图 1-6 为 OFDR 的结构示意图,不同于 OTDR,它以线性调频的连续光作为探测光,光 纤中不同位置反射回来的光信号与线性调频连续光间存在相位差从而形成光拍频信号,其拍 频大小与光纤中的位置有关。通过相干检测转换成电信号后,将其变换到频域,再通过频率 -空间的映射关系,即可得到后向散射曲线。OFDR 的空间分辨率 Z 为^[12],

$$Z = \frac{c}{2nB} \tag{1-2}$$

式中B为线性调频的调频范围。

式(1-2)表明,由于其空间分辨率与输入光的能量无关,故 OFDR 打破了光时域反射 技术中的空间分辨率与探测范围的相互制约。此外,由于 OFDR 同样采用了相干检测,其 动态范围也比 OTDR 广,不过因为其还利用相干检测来获取相位调制信号,故当散射光与 本地参考光之间的延时大于光源的相干时间后会产生明显的相位噪声,影响探测效果^[12]。 因此 OFDR 的探测范围受限于系统光源的相干长度,理论上最大不超过相干长度的二分之 一^[13]。故为了得到更高的探测范围,必须用更窄线宽的光源,但这样增加了系统成本。

为了消除 OFDR 光源相干长度对探测范围的限制,近年来提出了相位补偿 OFDR (Phase Noise Compensated OFDR),简称 PNC-PFDR ^[17-20]。图 1-7 为其结构示意图,该方法通过引入辅助干涉仪来补偿远端散射光与本地参考光之间的相位差,从而有效地让探测范围延伸至数倍光源相干长度,不过其系统结构较为复杂。



图 1-7: PNC-OFDR 系统结构示意图(FFT: 快速傅里叶变换)



1.4 本文的主要内容

鉴于光反射测量技术的现状,本文提出了一种新型的光反射测量技术,即光脉冲压缩反射测量技术(Optical Pulse Compression Reflectometry),简称 OPCR,旨在打破 OTDR 空间 分辨率与探测范围之间的相互制约,获得比 OFDR 更高的探测范围,以及比 PNC-OFDR 低 的系统复杂度。

本文的主要内容包括:

第二章将给出 OPCR 的基本方案及工作原理并通过初步实验,验证 OPCR 系统的可行性、空间分辨率和探测范围。

第三章将进一步讨论 OPCR 的性能,通过理论与仿真,分析相位噪声对其空间分辨率 和探测范围的影响以及动态范围,此外还验证了时域平均法对提升探测范围的有效性。

第四章将给出一种优化后的 LFM 光脉冲产生方法以及 OPCR 实验系统,并验证了相位 噪声对系统性能的影响以及时域平均法的有效性,此外还通过实验分析了微波放大器的作 用、单边带电光调制器载波以及波形失配对系统性能的影响,为系统方案的进一步优化提供 了指导建议。

第五章对本次研究工作进行一个总结,指出本次工作的不足之处,同时也为日后在该方 向上继续从事研究的研究者们给出一些建议。



第二章 光脉冲压缩反射测量技术的基本方案

本章将介绍脉冲压缩技术的基本原理以及 OPCR 的基本方案和结构。此外,还会通过 初步实验来验证 OPCR 的空间分辨率和探测范围。

2.1 脉冲压缩技术的基本原理

(1) 脉冲压缩技术的原理

脉冲压缩技术源于雷达系统[21],图 2-1 给出了脉冲压缩技术的原理图。



图 2-1: 脉冲压缩技术原理图

记相位调制脉冲为x(t),

$$x(t) = rect\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[j2\pi f_0 t + \phi_m(t)\right], \qquad (2-1)$$

式中 f_0 为脉冲的初始频率, j为单位虚数, $\phi_m(t)$ 为相位调制函数, rect(x)为矩形函数, 定义

记匹配滤波器的冲击响应为 h(t),则根据匹配滤波原理可知^[21]

$$h(t) = ax^{*}(t_{0} - t) \stackrel{\mathcal{F}}{\leftrightarrow} H(\omega) = aX^{*}(\omega)\exp(j\omega t_{0}), \qquad (2-2)$$

式中*号表示取共轭, \mathscr{P} 表示傅里叶变换, $a \approx t_0$ 为任意常数, $H(\omega) \approx X(\omega)$ 分别为h(t) = x(t)对应的频域表达式。

取 a=1, $t_0=0$, 则压缩后脉冲为 y(t)的频域表达式 $Y(\omega)$ 为

$$Y(\omega) = X(\omega)H(\omega) = |X(\omega)|^{2}.$$
(2-3)

由式(2-3)可知,匹配滤波将原始输入脉冲的相位抹平,因此根据时域和频域之间的 对应关系,当输入相位调制信号的时间带宽积足够大时,得到的压缩脉冲 y(t)的绝大部分能 量都集中在同一个时间区间内,该时间区间的长度仅与输入相位调制脉冲的带宽大小有关, 即输入信号的带宽越大,该时间区间越短。由于脉冲压缩后的脉冲宽度与初始输入脉冲宽度 无关,故将脉冲压缩技术应用到光反射技术中可以打破 OTDR 中空间分辨率与探测范围之 间的相互制约。

常用的相位调制方式有两种,频率调制法和相位编码法^[21]。

(a) 频率调制法^[21]:

频率调制法又分为线性频率调制(Linear Frequency Modulation),简称 LFM,和非 线性频率调制(Nonlinear Frequency Modulation),简称 NLFM。其中 LFM 优点在于实 现简单,缺点在于压缩后脉冲旁瓣过高,而 NLFM 的优点在于可以有效抑制旁瓣,缺 点在于实现结构复杂,部分方法需要同时调频和调相。



(b) 相位编码^[21]:

相位编码常所用到的码型有格雷码,二元码,贝克码等,其优点在于脉冲压缩后 的旁瓣很低,有的码型基本没有旁瓣,缺点在于系统实现比较复杂。

鉴于本文的主要目的是将脉冲压缩的方法应用到光反射测量技术中,为了便于原理阐述和系统构建,故本文采用基于 LFM 的脉冲压缩技术,简称 LFM 脉冲压缩技术。



(2) 线性调频脉冲压缩技术

图 2-2: LFM 调频脉冲示意图: (a)频率变化; (b) LFM 脉冲

由于 LFM 脉冲的频率变化为线性的(见图 2-2(a)),相位调制函数 $\phi_m(t)$ 可表示为

$$\phi_m(t) = \int Kt dt = \frac{1}{2}Kt^2, \qquad (2-4)$$

式中K表示调频的斜率。

因此 LFM 脉冲可以表示为(见图 2-2(b))

$$x_{LFM}(t) = rect\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[j2\pi f_0 t + j\pi K t^2\right].$$
(2-5)

根据式 (2-2), 匹配滤波器的冲击响应可表示为

$$h_{LFM}(t) = x_{LFM}^*(-t) = rect\left(-\frac{t}{T}\right) \exp\left[j2\pi f_0 t - j\pi K t^2\right].$$
(2-6)

则匹配滤波后的信号可表示为

$$y_{LFM}(t) = x_{LFM}(t) * h_{LFM}(t) = rect\left(\frac{t}{2T}\right) \frac{T\sin\left[\pi B\left(1 - \frac{|t|}{T}\right)t\right]}{\pi Bt} \exp(j2\pi f_0 t), \quad (2-7)$$

式中B = KT为LFM脉冲信号的带宽。

根据脉冲压缩理论,为了取得良好的脉冲压缩效果,信号的时间带宽积要远大于一,即 *BT* >>1^[21]。图 2-3 给出了不同 *BT* 情况下的 LFM 脉冲频谱和匹配滤波后信号的模的仿真结 果图。

由图 2-3 可知,当 *BT* 仅为 10 的时候,LFM 脉冲的频谱扫频特性不显著,脉冲压缩后的波形较宽,旁瓣较高,当 *BT* 为 50 的时候,LFM 信号的频谱近似可认为是矩形函数,故经过匹配滤波器后得到的信号的时域波形近似为 sinc 函数,主瓣宽度为 1/B (见图 2-3(e)中插图)。当 *BT* 为 100 的时候,其频谱和压缩后脉冲波形质量比 *BT* 仅为 50 的时候有稍许提升,主要体现在频谱更平坦,脉冲压缩后波形的旁瓣更低(见图 2-3(e)和(f))。因此,在实际系统中取 *BT* 大于 100 后,匹配滤波后的脉冲的脉宽可视为 1/B,脉冲压缩比为 *T*/B。这里还需要指出,由式(2-7)可知,压缩后的脉冲信号持续时间展宽了一倍,不过由于[-*T*/2, *T*/2]时间区间外(见图 2-3(f))信号的能量很小,因此可以忽略其对脉冲压缩处理的影响。





图 2-3: 不同 BT 积下 LFM 脉冲频谱和脉冲压缩后波形: (a)-(c)BT 分别为 10, 50, 100 时 LFM 脉冲频谱; (d)-(e) BT 分别为 10, 50, 100 时脉冲压缩后波形

2.2 光脉冲压缩反射测量技术的基本方案



图 2-4: 光脉冲压缩发射技术系统结构图

图 2-4 给出了光脉冲压缩反射技术的系统结构图,将连续光源输出的光分为两路,一路 经过线性调频脉冲产生模块产生线性调频光脉冲,记其光场为 *E_p(t)*,则

$$E_{p}(t) = A_{0}rect\left(\frac{t}{T}\right)\exp\left[j2\pi f_{c}t + j2\pi f_{0}t + j\pi Kt^{2}\right],$$
(2-8)

式中A₀为LFM脉冲光场幅值,f_c为光载波频率。

另一路作为相干检测的本地参考光,其光场记为 Elocal(t),则

$$E_{local}(t) = A_{\rm l} \exp(j2\pi f_c t), \qquad (2-9)$$

式中A1为本地参考光光场幅值。

产生的线性调频脉冲经由环形器注入待测光纤,待测光纤产生的后向瑞利散射光同样通过环形器输出,记其光场为 *E*_s(*t*),则

$$E_{s}(t) = \int_{0}^{T_{s}} A_{0}r(\tau)rect\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \exp\left[j2\pi f_{c}(t-\tau) + j\pi K(t-\tau)^{2}\right]d\tau, \qquad (2-10)$$

式中 τ 表示探测光在光纤中传播的不同时刻, $r(\tau)$ 为探测光在光纤中不同时刻的散射率, T_s 为探测光在光纤中的总传播时间。





图 2-5: 相干检测原理图 (PD: 光电探测器)

然后,将接收到的后向散射光与本地参考光进行相干检测,图 2-5 为相干检测的原理图。 如图 2-5 所示,后向散射光与本地参考光先经过一个 2×2 的耦合器,耦合器的两路输出光再 各自经过一个光电探测器,将两路光电探测器得到的电信号相减之后即得到相干检测后的电 信号(图 2-5 中虚线框中的系统又称为平衡光电探测器),记为 *i*_s(*t*),则

$$i_{s}(t) \propto \frac{1}{2} \mathbb{R} \left(\left| E_{s} + j E_{local} \right|^{2} - \left| j E_{s} + E_{local} \right|^{2} \right)$$

$$= \mathbb{R} \operatorname{Re} \left\{ E_{s} E_{local}^{*} \right\}$$

$$= \mathbb{R} A_{0} A_{1} \int_{0}^{T_{s}} r(\tau) \operatorname{rect} \left(\frac{t - \tau}{T} \right) \cos \left[2\pi f_{0}(t - \tau) + \pi K (t - \tau)^{2} - 2\pi f_{c} \tau \right] d\tau$$

$$= \mathbb{R} A_{0} A_{1} \int_{0}^{T_{s}} A_{2}(\tau) \operatorname{rect} \left(\frac{t - \tau}{T} \right) \cos \left[2\pi f_{0}(t - \tau) + \pi K (t - \tau)^{2} \right] d\tau,$$

$$(2-11)$$

式中 R 为光电探测器的响应率, ||表示求复数的模, A₂(t)=r(t)exp(-2πf_ct)定义为归一化的不同时刻反射率。



图 2-6: I/Q 解调原理图

式(2-11)表明相干检测去除了光载频并得到散射光的相位调制信息,不过由于相干检测得到的信号为实信号,而脉冲压缩处理需要复信号,因此对相干检测后的信号还需进行 I/Q 解调。图 2-6 为 I/Q 解调的原理图,将输入的实信号分为两路,一路与频率为 f₀余弦函数相乘,再经过一个截止频率为 f₀的低通滤波器后作为 I 通道;另一路与频率为 f₀ 正弦函数 相乘,同样再经过一个截止频率为 f₀的低通滤波器后作为 Q 通道,将 Q 通道作为虚部,将 I 通道作为实部,就得到了 I/Q 解调后的复信号,记为 s(t),则 I/Q 解调过程可表示为:

$$I(t) = i_s(t)\cos(2\pi f_0 t) * h_{lowpass}(t)$$

$$Q(t) = i_s(t)\sin(2\pi f_0 t) * h_{lowpass}(t)$$

$$s(t) = I(t) + jQ(t) = \int_0^{T_s} A(\tau)rect\left(\frac{t-\tau}{T}\right)\exp\left[j\pi K(t-\tau)^2\right]d\tau,$$
(2-12)

第9页共36页



式中 I(t)表示 I 通道, Q(t)表示 Q 通道, $h_{\text{lowpass}}(t)$ 表示低通滤波器, $A(\tau) = A_0A_1A_2(\tau)\exp(-2\pi f_0\tau)$ 定义为收到信号不同时刻的归一化幅值。

通过 I/Q 解调,一方面将实信号转化为复信号,另一方面去除了线性调频中的基频分量 f₀。最后,对 I/Q 解调后的信号进行匹配滤波后,即得到的脉冲压缩后的后向散射信号,记 为 y(t)

$$y(t) = s(t) * h(t) = \int_0^{T_s} A(\tau) \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau}{2T}\right) \frac{T \sin\left[\pi B\left(1 - \frac{|t-\tau|}{T}\right)(t-\tau)\right]}{\pi B(t-\tau)} d\tau.$$
(2-13)

根据 2.1 中的分析,当 *BT* 大于 100 时,压缩后的脉冲宽度可视为 1/*B*,由于在 OPCR 中获取空间位置信息的方法和 OTDR 一样为时间-空间对应,所以其空间分辨率定义可以采用 OTDR 的定义方法,即,

$$Z = \frac{c}{2nB}.$$
 (2-14)

这里需要指出,和 OTDR 不同, LFM 脉冲压缩得到的压缩脉冲存在旁瓣(见式(2-7) 或图(2-3)),这会影响到空间分辨率,不过由于旁瓣的幅值相对较小,所以在实际应用中仍可以用式(2-14)来估计 OPCR 的空间分辨率。

2.3 光脉冲压缩反射测量技术的实验验证

(1) 实验系统



图 2-7: 光脉冲压缩反射技术的实验系统(DFB-LD: 分布反馈式激光二极管; SSBM: 单边带电光调制器; VCO: 微波压控振荡器; AWG: 任意波形发生器; MZM: 马 赫曾德电光调制器; EDFA: 掺铒光纤放大器; PC1~2: 偏振控制器; FUT: 待测 光纤; Jumper: 跳线; Balanced PD: 平衡光电探测器; OSC:电示波器; PC: 电 脑)

图 2-7 给出了光脉冲压缩反射技术的初步实验系统。将中心波长为 1550 nm,线宽为 100 KHz 的 DFB-LD 作为系统光源,用 1×2 光耦合器对之进行分路,一路用来产生 LFM 光脉冲,一路作为本地参考光。用 AWG 产生一个 2 μs 周期的锯齿波来驱动扫频范围 221 MHz 的 VCO (2.311 GHz ~ 2.532 GHz),由于 VCO 的输出频率与驱动电压成线性关系,因此通过这种方法可以产生一个周期为 2 μs 的 LFM 连续波。将产生的 LFM 连续波接入 SSBM,通过调节 SSBM 的偏置电压,充分抑制载波和一个边带(上边带或下边带),仅保留另一个边带(上边带或下边带),从而可以产生一个周期为 2 μs 的 LFM 连续光波。将产生的周期性 LFM 连



续光波通过 MZM 调制上一个同步的脉冲信号,这样就可以得到一个脉冲宽度为2μs的LFM 光脉冲。将LFM 光脉冲通过环形器接入待测光纤,产生的后向散射光经由环形器与本地参 考光进行相干检测得到后向散射电信号,用示波器将该电信号采集下来交给电脑,最后通过 电脑程序,在数字域上实现 I/Q 解调和匹配滤波,从而获得脉冲压缩后的后向散射信号。这 里必须指出,由于 SSBM 和 MZM 对输入光的偏振很敏感,故在接入之前必须先通过偏振 控制器来控制输入光偏振态,此外还需要接入光放大器来补偿 SSBM 和 MZM 的接入损耗 和光纤链路衰减。

(2) 实验结果



图 2-8: 初步实验结果: (a)后向散射曲线; (b)反射峰处局部放大图

图 2-8 给出了初步的实验结果,由图 2-8(a)所示,OPCR 成功检测出光纤尾端 5.4 km 处的反射事件,由于系统光源的线宽为 100 KHz,故其相干长度仅为 2 km,由此说明 OPCR 的探测范围远比 OFDR 高(后者仅为相干长度一半),图 2-8(a)中后向散射曲线有明显强度浮动以及周期性小峰,这主要是由于 MZM 零电信号输入的时候对输出光场的抑制比不够以及输入光的偏振抖动和偏置电压漂移所导致。此外,图 2-8(a)插图以及图 2-8(b)表明,压缩后的脉冲为 47cm 宽,由式(2-14)可知符合理论结果(221MHz 扫频范围对应 45 cm),并且可以分辨相隔仅 55 cm 的两个反射事件,空间分辨率达到 55 cm。

2.4 本章小结

本章介绍了光脉冲压缩反射测量技术的基本方案,性能优势以及初步实验验证。

在 OPCR 的基本方案和原理部分,介绍了 LFM 脉冲压缩、相干检测以及 I/Q 解调的原理,并证明了其空间分辨率仅与线性扫频的扫频范围有关,打破了 OTDR 空间分辨率和探测范围之间的相互制约。

在实验验证部份,设计了初步的实验系统,实验结果表明在 100 KHz 线宽(2 km 相干 长度)的激光源以及 221 MHz 扫频范围的条件下,实现了 5.4 km 的探测范围下 55 cm 的空 间分辨率的性能,其空间分辨率与理论分析相符,并且其探测范围可达 2.7 倍光源相干长度, 是 OFDR 的探测范围(光源相干长度一半)的 5.4 倍。

本章内容已发表于 the 23rd International Optical Fiber Sensor Conference (OFS23), 2014. 6. 论文编号 9157-566。



第三章 光脉冲压缩反射测量技术的性能分析

第二章分析了 OPCR 空间分辨率,并通过初步实验验证了 OPCR 的探测范围可以超过 光源的相干长度。不过在第二章的分析中,光源假设是理想单色的,但在实际中,光源的中 心频率总会有浮动。对于 OFDR,这种频率浮动(相位噪声)限制了它的最大探测范围不能 超过光源相干长度的一半^[13]。因此,本章将讨论该非理想因素对于 OPCR 的空间分辨率以 及探测范围的影响。此外,也将讨论 OPCR 的动态范围。

3.1 相位噪声模型与相干长度

光源在工作的时候,由于光源内部自发辐射的随机性,其输出光场的幅度,频率,相位 等参数也会有随机的浮动,本文主要讨论相位浮动——相位噪声^[22]。

含有相位噪声的光源输出光场可表示为

$$E_{LD}(t) = \exp\left| j2\pi f_c t + j\phi(t) \right|, \qquad (3-1)$$

式中 f_c 为输出光的中心频率, $\phi(t)$ 为相位噪声。

由于相位变化和频率之间的等价关系(后者为前者对时间的微分),因此相位噪声造成 光源的输出频率(或波长)存在一个范围(见图 3-1)^[22]。



图 3-1: 光源输出光谱示意图

该范围可以用线宽这个参数来描述,线宽的定义可以在频域,记为 Δ*f*,也可以在波长域,记为 Δλ,它们之间有如下换算关系:

$$\Delta f = \frac{c}{\lambda_c^2} \Delta \lambda, \quad \Delta \lambda = \frac{c}{f_c^2} \Delta f, \quad (3-2)$$

式中 c 为真空中光速, λ 为光中心波长。

显然,光源的线宽与相位噪声特性有关,对于 DFB-LD,可假设相位噪声 $\phi(t)$ 为均值为零的随机过程,不同时刻的 $\phi(t)$ 之间相互独立,则其相位噪声的方差和光源线宽之间有如下关系^[22]

$$\sigma_{\phi}^2(t) = 2\pi \Delta f t. \tag{3-3}$$

由于相位噪声造成了光源输出光的非单色性,同一个光源不同时间输出的两束光之间的 相干性受到了影响,因而当这两束光之间的延时大于某一个阈值的时候,就可以认为这两束 光不相干,这个阈值称为光源的相干时间 τ_c,定义为^[3,23]:

第12页共36页

光脉冲压缩反射测量技术研究



$$\tau_c = \frac{1}{\pi \Delta f}.$$
(3-3)

将相干时间乘上介质中的光速,即得到相干长度 lc,

$$l_c = \frac{c}{n} \tau_c, \qquad (3-4)$$

式中n为介质折射率。

3.2 相位噪声对空间分辨率和探测范围的影响

由于存在相位噪声,式(2-9)和(2-10)应修正为

$$E'_{s}(t) = \int_{0}^{T_{s}} A_{1}(\tau) \operatorname{rect}\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \exp\left[j2\pi f_{c}(t-\tau) + j\pi K(t-\tau)^{2} + j\phi(t-\tau)\right] d\tau$$

$$E'_{local}(t) = A_{2} \exp\left[j2\pi f_{c}t + j\phi(t)\right],$$
(3-5)

式中 τ 表示待测光纤中的不同时刻。

因此,经过 I/Q 解调后信号可表示为

$$s'(t) = \int_0^{T_s} A(\tau) s_\tau(t) d\tau$$

$$s_\tau(t) = rect \left(\frac{t-\tau}{T}\right) \exp\left[j\pi K(t-\tau)^2\right] \exp\left[j\phi(t) - j\phi(t-\tau)\right],$$
(3-6)

式中 $s_{\tau}(t)$ 表示 τ 时刻处的脉冲信号。

由于 $\phi(t)$ 可认为是均值为零的随机变量,并且由于不同时刻的 $\phi(t)$ 相互独立,所以不同 时刻间的相位改变量 $\Delta\phi(\tau) = \phi(t) - \phi(t-\tau)$ 也为一随机变量,故 $s_{\tau}(t)$ 可改写为

$$s_{\tau}(t) = rect\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \exp\left[j\pi K(t-\tau)^{2}\right] \exp\left[j\Delta\phi(\tau)\right].$$
(3-7)

由于 DFB-LD 的光谱分布形状可视为洛伦茨形,则随机变量 $\Delta\phi(\tau)$ 的概率分布满足期望 为零,方差为 $\sigma^2(\tau)=2\pi |\tau| \Delta f=2\tau/\tau_c$ 的高斯分布^[3,23],其中 Δf 为光源线宽, τ_c 为光源的相干时间。





图 3-2 为相位噪声对压缩脉冲信号功率谱影响的仿真结果图。由于随机相位改变量 Δφ(τ) 的方差与相对探测范围 τ/τ。成正比,因此可以用 τ/τ。的大小来表征相位噪声的强度。图 3-2 表明,相位噪声的存在使得有效信号的功率下降,噪声功率提升,不过有效信号的功率依然 处于主导地位,且相位噪声的强度增加对谱分布没有进一步的影响,因此相位噪声并不会像 OFDR 一样使压缩脉冲的信号功率埋没在噪声功率中^[3,23]。





图 3-3: 相位噪声对压缩脉冲波形的影响: (a)无相位噪声情况下的压缩脉冲时域 波形(b)相位噪声在 $\tau/\tau_c=2$ 情时压缩脉冲时域波形 (c) 相位噪声在 $\tau/\tau_c=3$ 时压缩脉 冲时域波形 (初始脉宽为 1 μ s , 扫频范围 *B* 为 200 MHz)

图 3-3 为相位噪声对脉冲压缩后波形的影响,图 3-3 表明相位噪声的存在使得压缩波形产生了失真,主要体现在旁瓣噪声的出现,并且随着相位噪声强度的增强,旁瓣噪声水平越高(见图 3-3(b)和(c))。此外,图 3-3(b)和(c)中的插图表明,在 τ/τ_c=2 和 τ/τ_c=3 的情况下,相位噪声引起的波形失真对于主瓣宽度的几乎没有影响。





为了进一步定量描述这种波形失真以及其对空间分辨率和探测范围的影响,定义两个量,第一个为抑制比η,定义为压缩脉冲主峰峰值与旁瓣噪声强度之间的 dB 差;另一个量为相对脉冲宽度改变量 ΔFWHM,定义为:ΔFWHM=(FWHM_{w/opn}-FWHM_{w/pn})/FWHM_{w/opn}



其中 FWHM_{w/o} 表示无相位噪声,即理想情况下的脉冲宽度,FWHM_{w/pn} 表示有相位噪声情况下的脉冲宽度。图 3-4 表明随着相对探测范围 τ/τ_c的增加,抑制比 η 逐渐减小,而压缩脉冲脉冲宽度先变窄后变宽,不过值得指出的是,其相对改变量 ΔFWHM 总在± 1.5 %之间。因此,在 OPCR 中,相位噪声对于空间分辨率(脉冲宽度)的影响可以忽略不计,但限制了探测范围,因为随着探测范围的增加带来的抑制比 η 的减小,会使得压缩脉冲淹没在旁瓣噪声中无法分辨。由于脉冲宽度的定义为主瓣的 3dB 宽度,故为了能够区分压缩脉冲的主瓣与旁瓣,抑制比一般来说应大于 3dB,由图 3-4 可知,在初始脉宽为 1 μs,扫频范围 *B* 为 200 MHz 的情况下,探测范围应限制在 1.5 倍光源相干长度内(τ/τ_c<3)。

3.3 时域平均法对探测范围的提升

在 OTDR 中,时域平均法可以有效抑制强度噪声^[1,2],在 OPCR 中,该方法也被用来抑制相位噪声。假设平均次数为 *N*,则平均后的 *s*_t(*t*)表示为:

$$s_{\tau,avr}(t) = rect\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \exp\left[j\pi K(t-\tau)^{2}\right] \left\{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} \exp\left[j\Delta\phi_{k}(\tau)\right]\right\},$$
(3-8)

式中 $\Delta \phi_k(\tau)$ 为第 k 次平均时的相位变化。

根据统计学理论中的大数定律, 若 N 足够大, 一个随机变量多次测量的算数平均值趋近于该随机变量的期望^[27]。因此, 当 N 足够大时,

$$s_{\tau,avr}(t)\Big|_{N\to\infty} = \left\langle rect\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \exp\left[j\pi K(t-\tau)^{2}\right] \exp\left[j\Delta\phi(\tau)\right]\right\rangle$$

$$= rect\left(\frac{t-\tau}{T}\right) \exp\left[j\pi K(t-\tau)^{2}\right] \cdot \left\langle \exp\left[j\Delta\phi(\tau)\right]\right\rangle,$$
(3-9)

式中<·>表示求期望。

因为随机变量 $\Delta \phi(\tau)$ 满足期望为零方差 $\sigma^2(\tau) = 2\tau/\tau_c$ 的高斯分布,故

$$\left\langle \exp\left[j\Delta\phi(\tau)\right] \right\rangle = \frac{\sqrt{\tau_c}}{2\sqrt{\pi\tau}} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left[j\Delta\phi(\tau)\right] \exp\left[-\frac{\tau_c\Delta\phi(\tau)^2}{4\tau}\right] d\left[\Delta\phi(\tau)\right]$$

= $\exp\left(-\frac{\tau}{\tau_c}\right).$ (3-10)

式(3-10)表明当平均次数 N 足够大时,相位噪声项变为一个常数幅值项,从而相位噪声引起的波形失真得到改善。

定义在给定平均次数 N,抑制比 η 和脉冲宽度 T 情况下最大的 t/τ_c 为系统的最大相对探测范围 t_{max}/τ_c 。图 3-5 给出了在不同脉冲宽度 T 的情况下,最大相对探测范围 t_{max}/τ_c 和抑制 比 η 或平均次数 N 之间的关系。由图 3-5(a)可知,在相同的平均次数下,所要求的抑制比越 小,可达最大相对探测范围越大,而图 3-5(b)表明在相同抑制比的情况下,平均次数越多,可达最大相对探测范围越大。此外,图 3-5(b)和(c)也表明初始脉冲宽度 T 的增加同样可提升 OPCR 的最大相对探测范围,当脉冲宽度提高 10 倍的时候,最大相对探测范围 t_{max}/τ_c 可以 提高 1 左右。







图 3-5 仅给出平均次数 N 或抑制比 η 为特定值时最大探测范围 τ_{max}/τ_c 的特性,为了更全面的描述最大探测范围 τ_{max}/τ_c 与平均次数 N、抑制比 η 之间的关系,考虑到脉冲宽度 T 在实际测量中一般先取定,因此讨论在给定脉冲宽度 T 的情况下,最大探测范围 τ_{max}/τ_c 与平均次数 N、抑制比 η 之间的关系(见图 3-6)。图 3-6 可知,在 1000 次平均、抑制比 η 大于 3 dB 以及初始脉宽为 1 μ s 的情况下,OPCR 的最大探测范围可达 3.5 倍光源相干长度(τ_{max}/τ_c =7),是无平均情况下的 2.4 倍,OFDR 的 7 倍。因此,时域平均法是一种有效的方法来缓解相位噪声对压缩脉冲波形的影响,并且使得 OPCR 的探测范围延长至数倍光源相干长度。



图 3-6: T = 1 μs 时 τ_{max}/τ_c, N, η 之间的关系(扫频范围 B 为 200 MHz)

3.4 动态范围

除了空间分辨率和探测范围,动态范围也是光反射探测技术中一项关键指标,动态范围 的定义在 1.2.3 节中已经给出,为了体现后期信号处理对于系统动态范围的改善,引入另外 一种等价定义方式^[28]:

$$D = \frac{1}{2} \left[P_0 - P_D - (L + C) + SNR \right], \qquad (3-11)$$

式中 P_0 为光纤注入光功率, P_D 为系统接收部分的灵敏度,L为光纤传播损耗,C为系统接收部分的插入损耗,SNR为信号处理后的信噪比。

由式(3-11)可知,系统对动态范围的影响主要体现在系统接收灵敏度 PD 和信号处理



后的信噪比 SNR,因此分别从这两个方面来分析 OPCR 系统的动态范围。

(1) 系统接收灵敏度

OPCR 系统接收部分用的是相干检测的方式,而 OTDR 中采用的是直接检测的方式。 设光电探测器的输出阻抗为 *R*_L,则光电探测器的输出电功率为,

$$P_{out} = i^2 R_L, \tag{3-12}$$

式中 i 为光电探测器输出的光电流。

对于直接探测的方式,光电流为

$$i = \mathbb{R} |A_s|^2 = 2\mathbb{R} P_s,$$
 (3-13)

式中R为光电探测器的响应率,A。为信号光电场幅值,P。为信号光功率。

则直接探测后光电探测器的输出电功率 Pdirect out 可表示为

$$P_{direct \quad out} = 4\mathbb{R}^2 P_s^2 R_L. \tag{3-14}$$

对于相干检测,由式(2-11)可知其光电流为

$$i = \mathbb{R} A_s A_{local} = 2\mathbb{R} \sqrt{P_s P_{local}}, \qquad (3-15)$$

式中 A_{local} 为本地参考光电场幅值, P_{local} 为本地参考光功率。则相干检测后光电探测器的输出功率 P_{coh out} 为

$$P_{coh_out} = 4R^2 P_s P_{local} R_L.$$
(3-16)

将式 (3-16) 和式 (3-14) 相除, 得到

$$\frac{P_{coh_out}}{P_{direct_out}} = \frac{P_{local}}{P_s}.$$
(3-17)

由于本地参考光的功率远高于瑞利散射光的功率,因此相干检测比直接检测有更高的转换增益,灵敏度更高。由于 OFDR 也同样采用相干检测,故 OPCR 和 OFDR 具有相同的系统接收灵敏度。

(2) 信号处理后的信噪比

OPCR 中采用了匹配滤波器,这部分内容将先证明匹配滤波器可以让输出信号具有最大的信噪比,接着给出匹配滤波器输出信噪比的表达式。

记 x(t)为输入信号, h(t)为信号处理模块冲击响应, y(t)为输出信号, $X(\omega)$, $H(\omega)$ 和 $Y(\omega)$ 分别为它们对应的频域表达式。

由于 $Y(\omega) = X(\omega) H(\omega), t_m$ 时刻的输出信号信号功率可表示为

$$\left|y(t_m)\right|^2 = \left|\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}X(\omega)H(\omega)\exp(j\omega t_m)d\omega\right|^2.$$
 (3-18)

考虑系统的噪声为白噪声,其功率密度为 N₀/2 W/Hz,则信号处理模块后输出的噪声功率谱为(N₀/2)| H(ω)|² W/Hz,则总输出噪声功率为

$$n_p = \frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| H(\omega) \right|^2 d\omega.$$
(3-18)

则在 tm 时刻输出的信噪比为



$$SNR = \frac{|y(t_m)|^2}{n_p} = \frac{\left|\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} X(\omega) H(\omega) \exp(j\omega t_m) d\omega\right|^2}{\frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}.$$
 (3-19)

根据施瓦茨 (Schwarz) 不等式

$$\left|\int A(\omega)B(\omega)d\omega\right|^{2} \leq \left(\int |A(\omega)|^{2} d\omega\right) \left(\int |B(\omega)|^{2} d\omega\right), \qquad (3-20)$$

式中等号当且仅当 $B(\omega)=aA^*(\omega)$ 成立, a 为任意常数。

因此

$$SNR \leq \frac{1}{\pi N_0} \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} |X(\omega) \exp(j\omega t)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega} = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |X(\omega) \exp(j\omega t)|^2 d\omega, \quad (3-21)$$

式中等号当且仅当 $H(\omega)=aA^{*}(\omega)\exp(-j\omega t_{m})$ 成立,即 $h(t)=ax^{*}(t_{m}-t)$,为匹配滤波器冲击响应的表达式。因此,匹配滤波器可以使输出信号具有最大的信噪比。

根据帕塞瓦尔(Parseval)关系:

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| x(t) \right|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} \left| X(\omega) \right|^2 d\omega, \qquad (3-22)$$

式中 Ex 为信号 x(t)的能量,对式(3-21)作进一步化简,

$$SNR = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| X(\omega) \exp(j\omega t) \right|^2 d\omega = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \left| x(t+t_m) \right|^2 dt = \frac{2E_x}{N_0}.$$
 (3-23)

式(3-23)表明,匹配滤波后,系统的信噪比只取决于输入信号的能量,与输入信号的调制方式等细节无关,因此 OPCR 系统信噪比同时具有良好的调控性。

由于 OPCR 同时采用了相干检测和匹配滤波,其接受灵敏度要高于 OTDR,此外,其 信号处理后的信噪比也高于 OTDR 和 OFDR,并且 OPCR 的系统信噪比同时具有良好的调 控性,仅与输入信号能量有关,因此 OPCR 的动态范围在相同条件下比 OTDR 和 OFDR 都 要广。

3.5 本章小结

本章对光脉冲反射测量技术性能进行了进一步分析,主要从相位噪声对空间分辨率和探测范围的影响、时域平均法对探测范围的提升以及动态范围三个方面来分析。

在相位噪声分析部分,首先介绍了相位噪声的原理以及 DFB-LD 的相位噪声模型,随 后引入相位噪声对第二章中的表达式进行了修正。通过数值仿真,从功率谱和波形两个方面 分析了相位噪声对压缩脉冲的影响,得到如下初步结论:相位噪声对压缩脉冲的功率谱分布 的影响可以忽略,但会引起波形失真,主要体现在旁瓣噪声的产生。

为了进一步定量描述相位噪声的影响,定义了抑制比 η 和相对脉宽改变量 Δ FWHM,数 值仿真结果表明随着相位噪声越强(探测范围越远),抑制比 η 会越来越低,但相对脉宽改 变量 Δ FWHM 仅有不超过± 1.5%的上下浮动。因此,在 OPCR 中,相位噪声对于空间分辨 率(脉冲宽度)的影响可以忽略不计,但限制了探测范围,因为随着探测范围的增加带来的 抑制比 η 的减小,会使得压缩脉冲淹没在旁瓣噪声中无法分辨。数值仿真结果表明,在初始 脉宽为 1 μ s 以及抑制比 η 大于 3 dB 的情况下,探测范围限制在 1.5 倍光源相干长度内($\tau/\tau_c<3$)

在时域平均法有分析部分,通过理论分析和数值仿真,证明了时域平均法可以有效地降低相位噪声对波形的影响从而提高 OPCR 的探测范围。数值仿真结果表明,在1000 次平均、抑制比 η 大于 3 dB 以及初始脉宽为 1 μ s 的情况下,OPCR 的最大探测范围可达 3.5 倍光源相干长度 ($\tau_{max}/\tau_c=7$)



在动态范围分析部分,通过分析 OPCR 系统的接收灵敏度和信号处理后的信噪比来讨论 OPCR 系统的动态范围。由于 OPCR 系统采用的相干检测的接收方式,其输出功率决定于本地参考光的功率,由于本地参考光的功率一般都远大于信号光的功率,所以其接收灵敏度远高于 OTDR 系统中直接检测的接收灵敏度。另一方面,由于 OPCR 采用了匹配滤波器,本章证明了匹配滤波器的输出具有最高的信噪比,并且其信噪比只与输入信号的能量有关,拥有良好的调控性,比 OTDR 和 OFDR 的系统信噪比特性要好。因此,OPCR 的动态范围要比 OTDR 和 OFDR 的高。

本章节内容已投稿于美国光学协会(OSA)的 Optics Express 期刊(2014.4),论文投稿 编号 210377。



第四章 光脉冲压缩反射测量技术的优化方案

第二章构建了初步的实验系统来验证 OPCR 的可行性,空间分辨率以及探测范围。本章将进一步优化实验系统,精简其结构并且进一步验证 OPCR 的性能。

4.1 线性调频光脉冲产生与获取的优化方案

(1) 线性调频光脉冲的产生



图 4-1: LFM 光脉冲产生模块结构图: (a)原始方案; (b)优化后方案(SSBM: 单边带电光调制器; VCO: 微波压控振荡器; AWG: 任意波形发生器; MZM: 马赫曾德电光调制器; EDFA: 掺铒光纤放大器; g1: 微波放大器; PC1~2: 偏振控制器)

图 4-1 给出了 LFM 光脉冲产生的原始方案和优化后方案,原始方案(见图 4-1(a))用 AWG 产生一路锯齿波和一路同步脉冲信号,锯齿波驱动 VCO 产生连续 LFM 波后,接入 SSBM,通过调整 SSBM 电压来抑制载波和上(或下)边带从而产生 LFM 连续光波,AWG 产生的同步脉冲用一个 MZM 调制在 LFM 连续光波上从而产生 LFM 光脉冲。由于 SSBM 和 MZM 对入射光偏振态的敏感性,需在接入它们之前接偏振控制器,此外为了补偿 SSBM 造成的光功率损耗,还需在 SSBM 输出端接一个 EDFA。



上述方法产生的 LFM 光脉冲可表示为:

$$x_{old}(t) = A_{old}\left[rect\left(\frac{t}{T}\right) + \eta_{MZM}\right] \exp\left[j2\pi f_c t + j\pi \left(2f_0 + Kt\right)t\right], \quad (4-1)$$

式中 A_{old} 为LFM 光脉冲的幅值, η_{MZM} 为 MZM 在零电压输入的情况下对输出光幅度的抑制 深度。

优化后方案(见图 4-1(b))同样用 AWG 分别产生锯齿波信号和与之同步的脉冲信号, 锯齿波信号同样接入 VCO 的输入端,而同步脉冲信号接入 VCO 的使能端,从而 VCO 直接 产生 LFM 电脉冲信号。将 LFM 电脉冲信号接入 SSBM,同样调整 SSBM 的偏置电压使输 出信号仅为上边带或下边带信号,从而得到 LFM 光脉冲信号。由于 VCO 直接产生的信号 功率只有约-30 dBm,直接接入 SSBM 将会造成调制深度不够,信号功率过小,因此在 VCO 后接入一个微波功率放大器,使 LFM 电脉冲信号功率放大到-10 dBm 左右。

上述方法产生的 LFM 光脉冲可表示为:

$$x_{new}(t) = A_{new}\left[rect\left(\frac{t}{T}\right) + \eta_{VCO}\right] \exp\left[j2\pi f_c t + j\pi \left(2f_0 + Kt\right)t\right], \quad (4-2)$$

式中 A_{new} 为 LFM 光脉冲的幅值, η_{vco} 为 VCO 在零使能电压的情况下对输出电信号幅度的 抑制深度。

由式(4-1)和(4-2)可知,原始方案通过 MZM 来抑制脉冲外信号能量,而优化后方 案通过 VCO 来抑制脉冲外信号能量,在实际系统中,η_{MZM}远小于 η_{vco},并且会随着 MZM 偏置电压和入射光偏振态的抖动而改变,不仅使得到的后向散射曲线会存在周期性小峰(见 图 2-8),也让系统的稳定性变差。故优化后方案抑制脉冲外信号性能更好。除此之外,对 比图 4-1(a)和(b)可知,优化后方案比原始方案在光路更为简单。

(2) 线性调频光脉冲的获取



图 4-2: 获取实际注入光纤 LFM 脉冲的系统结构图 (FSUP: 电频谱分析仪; PC3:

第21页共36页



偏振控制器)

原始实验方案结合 VCO 的参数,通过计算机软件来生成 LFM 脉冲从而得到匹配滤波器的响应。可是由于实际注入光纤的 LFM 脉冲与理论生成的波形会有所不同,这会造成匹配滤波器的不匹配从而影响脉冲压缩后的效果。因此,在优化实验方案中,通过设计实验系统直接获取实际注入光纤的 LFM 脉冲,并把它作为匹配滤波器的响应。

图 4-2 给出了获取实际注入光纤的 LFM 脉冲实验系统结构图,将 DFB-LD 输出的光用 50:50 的 1×2 耦合器分为两路,一路用 4.1 节所述的方法产生的 LFM 光脉冲,另一路作为本 地参考光,这里用一个示波器观察 SSBM 输入端的 LFM 电脉冲时域波形。将 LFM 光脉冲 和本地参考光进行相干检测,将得到的电信号分为两路,一路用示波器采集下来得到实际注入光纤 LFM 脉冲的时域信息,另一路接入电频谱分析仪来得到实际注入光纤 LFM 脉冲的频域信息,。





图 4-3 为实验结果图,其中图(a)为 SSBM 输入端的 LFM 脉冲时域波形,图(b)为得到的 LFM 时域波形,即实际注入光纤中的 LFM 脉冲,图(c)为 LFM 脉冲的频谱图,图(d)为图(b) 所示 LFM 脉冲的压缩后时域波形。图 4-3 (a)和 4-3 (b)表明,VCO 输出的 LFM 脉冲幅值可 视作为均一,而经过 SSBM 调制再相干检测出的波形在幅值上有明显的不均一,这一方面 是由于 SSBM 对于不同输入频率的信号的输出增益不同,另一方面是因为尽管光路中有偏 振控制器,但实际光的偏振总会有抖动,由于 SSBM 和相干检测对于输入光的偏振特性都 很敏感,因此会影响到最终得到的波形的效果。图 4-3 (c)表明,虽然在经过光路之后得到的



LFM 波形的幅值会受到影响,但其扫频特性不变,扫频范围仍为1GHz(4.4GHz-5.4GHz), 由图 4-3(d)可知,压缩脉冲的主瓣宽度为1.1ns,符合1GHz 扫频范围所对应的1ns 宽度, 由于实际 LFM 波形在幅值上的不均一性,可以看到实际压缩后的 LFM 脉冲的波形和第二 章中的理论波形在幅值上有所出入,不过这并不影响脉冲压缩的效果。

4.2 系统方案的优化与性能分析

4.2.1 系统结构



图 4-4: 优化实验测量系统结构图 (OSA: 光频谱分析仪; FUT: 待测光纤 g₂: 微 波放大器)

图 4-4 为优化后系统测量方案的实验结构图,同样用 DFB-LD 作为系统光源,其输出的 光分为两路,一路用 4.1.1 节所述的方法来产生 LFM 光脉冲,一路作为本地参考光。将 LFM 光脉冲信号经过 EDFA 放大后通过一个 1:99 的耦合器,其中 99%的一路经由环形器注入待 测光纤,1%的一路接入光频谱分析仪来观察 SSBM 调制效果。得到的后向散射光与本地参 考光进行相干检测。由于后向瑞利散射光的功率很低,因此将相干检测后的电信号通过一个 微波放大器后再接入示波器。用示波器抓取相干检测后的电信号后,再用电脑完成 I/Q 解调 和匹配滤波处理。此外,由于相干检测对于入射光偏振态的敏感性,PC2 和 PC3 来分别控 制探测光和本地参考光的偏振态。

系统参数部分,激光源的线宽依然为 100 KHz,即其相干长度为 2 km,脉冲宽度为 1 μs, 扫频范围为 1 GHz (4.4 GHz ~ 5.4 GHz),即理论空间分辨率提升至 10 cm。测试光纤分为两种(见图 4-4),一种为 5.4 km 光纤尾端接一段 15 cm 的跳线(图中(a)),另一种为两段 5.4 km 相连,再在尾端接一段 15 cm 的跳线,即总长度为 10.8 km (图中(b))。

4.2.2 基本性能验证

用待测光纤(a),即 5.4 km 光纤尾端接 15 cm 跳线来进行基本性能的验证。

图 4-8 为得到的后向散射曲线,图(a)为全局图,图(b)为尾端反射峰处居于放大图。图 4-8(a)表明,相比之前第二章的实验中,优化后方案测得的反射峰的更加明显,其尾端菲涅 尔反射峰有近 20 dB 高,而优化前方案只有 3 dB 左右(见图 2-8),此外,本方案的瑞利散 射部分的虽为噪声,但其轮廓很光滑(图中用红色直线标出),故本方案可以测得光纤中的



瑞利散射信息,而优化前的方案瑞利散射部分上下浮动(见图 2-8),无法探测光纤中的瑞 利散射信息。图 4-8(b)表明该实验系统可以分辨相隔 15 cm 的反射峰,理论分辨率为 11 cm (1.1 ns 持续时间,光纤折射率为 1.47),因此,空间分辨率也得到了很好地验证。



图 4-8: 待测光纤(a)的后向散射曲线: (a)后向散射曲线全局图; (b)尾端反射峰处 局域放大图

这里需要指出,由图 4-8(a)可知,在瑞利散射部分噪声层很厚,这一方面是因为实际得 到 LFM 波形由于幅值不均一性,旁瓣部分有部分噪声(见图 4-3(d)),相互叠加后会产生较 厚的噪声层,另一方面是实验系统中的数据采集器为示波器,而示波器本身的有效位数很少。 由于瑞利散射的功率依然很小,比环境噪声的功率要小很多,所以当环境噪声的和瑞利散射 同时进入是示波器后,相当于一个较大的信号上搭载了一个很小的信号,示波器的并不能很 好地捕捉到这很小信号的细微的变化,因此造成收到的波形信号有失真,影响了脉冲压缩效 果,但由于其强度信息仍能被捕获到,因此噪声层的轮廓仍能表征瑞利散射的大小。

4.2.3 微波放大器的作用

优化后的实验方案引入了微波放大器 $g_1 和 g_2$,其中 g_1 用来加深 SSBM 的调制深度, g_2 用来放大接收到的电信号,在本小节将验证 $g_1 和 g_2$ 的作用。这里需要指出,在分析 g_1 的时候接入 g_2 ,而在分析 g_2 的时候接入 g_1 。



图 4-9:有无微波放大器 g_1 的后向散射曲线: (a)有微波放大器时; (b)无微波放大器时



图 4-9 阐明了微波放大器 g1的作用,对比图 4-9(a)和(b)可知,引入微波放大器 g1加大 SSBM 调制深度后,可以捕捉微弱的后向瑞利散射信号,这是 SSBM 调制深度增大后,输 出的 LFM 光脉冲能量越大,因此在相同采样有效位数下,动态范围更大,从而可以捕获到 功率很小的后向瑞利散射。



图 4-7: 有无微波放大器 g₂ 的后向散射曲线: (a)有微波放大器时; (b)无微波放大器时

图 4-7 阐明了微波放大器 g₂的作用,对比图 4-7(a)和(b)可知,微波放大器 g₂放大了相 干检测后的信号,从而提升了后向散射曲线的整体能量,提高了动态范围。

4.2.4 相位噪声的影响以及时域平均法的有效性验证

第三章通过理论分析和数值仿真证明了相位噪声的存在会对压缩后脉冲的旁瓣特性有 所影响,从而限制 OPCR 的探测范围,而时域平均法可以有效地降低这种影响,延长 OPCR 的探测范围。这部分将通过实验来验证这个结论,待测光纤选择(b)方案。不同于待测光纤(a), 待测光纤(b)有四处反射事件,分别为光纤接入端,两段光纤之间的连接点以及光纤尾端跳 线的两端。记光纤接入端的反射事件为反射事件 I,两段光纤之间的连接点处的反射事件为 反射事件 II,光纤尾端跳线两端的反射事件记为反射事件 III (见图 4-8),然后分别在不平 均和 500 次平均下探测其后向散射曲线并观察各反射峰的特性。

图 4-8 为在有无时域平均下待测光纤(b)的后向散射曲线。图 4-8(a)和(e)表明无论是不平均还是平均,OPCR 仍能检测到反射事件。不过,图 4-8 (b)-(d)表明,在不作平均的情况下,随着反射事件的距离越远,反射峰的旁瓣特性越来越不理想。反射事件 I 处主瓣旁瓣抑制比为 2 dB (见图 4-8(b)),反射事件 II 处主瓣旁瓣抑制比仅为 1.8 dB (见图 4-8(c)),而反射事件 III 处根本无法区分跳线两端的反射峰,主瓣也和旁瓣混叠在一起无法分辨(见图 4-8(d)),在这个过程中,主瓣的宽度不变,这符合第三章中的结论:相位噪声会影响压缩脉冲的旁瓣特性,但不影响主瓣宽度。图 4-8 (f)-(h)表明,当经过 500 次平均后,反射事件 I, II, III 处的反射峰主瓣旁瓣抑制比都得到了明显提升。反射事件 I 处提升到了 2.8 dB (见图 4-8(f)),反射事件 II 处提升到了 2.9 dB (见图 4-8(g)),反射事件 III 处跳线两端的反射事件被区分了出来(见图 4-8(h)),这验证了时域平均法可以有效地缓解相位噪声对压缩波形的破坏,延伸探测范围。这里需要指出,之所以反射事件 III 处的主瓣旁瓣抑制比有 5.8 dB 之高,是因为图 4-8(h)中标出的旁瓣并不是一级旁瓣,而图 4-8(f)和(g)所指的旁瓣均为一级旁瓣,图 4-8(h)中的一级旁瓣埋没在相邻反射峰的主瓣中。







对比图 4-8(a)和(e)可以发现,不平均下的后向散射曲线的整体能量要比平均情况下的幅 值要高大约 10 dB,这是因为系统在运行过程中,由于偏振态的变化,输出功率的抖动等因 素,得到信号的功率会有上下浮动,不平均得到的单次测量在功率上是随机的,多次平均的 过程中,信号功率相长相消,故最终得到的功率和单次测量的功率会有所不同。此外,图 4-3(d)表明实际得到的压缩脉冲的主副瓣抑制比有 6 dB,而图 4-8(b)和(f)表明在光纤接入端 处(相位噪声影响很小)的反射峰主副瓣抑制比不平均时只有 2 dB,即使 500 次平均后才提 升到 2.8 dB,这一方面是因为得到的后向散射曲线实际上是原始脉冲不断混叠得到的结果 (见式 2-10),所以在脉冲压缩后,相邻反射峰之间的主瓣和旁瓣会相互影响,造成实际的 波形会和单脉冲压缩后的波形有所不同,另一方面是因为波形失配的问题,由于光路中偏振



态,SSBM 偏置电压的抖动都会影响调制效果,因此注入光纤的 LFM 脉冲特性会随着时间 改变,由于本实验方案是以某一时刻的注入脉冲作为参考来生成匹配滤波器,所以在系统运 行中总会存在实际波形和匹配滤波器的不匹配,造成压缩脉冲波形的失真,关于波形失配问 题,4.2.6 节将做详细讨论。

这里需要指出,图 4-8 表明通过 500 次平均,仅用 2 km 相干长度的光源就能检测到 10.8 km 处的反射事件,探测范围达到 5.4 倍光源相干长度,这和第三章得出的 1000 次平均才能 使探测范围达到 3.5 倍光源相干长度的结论有所出入,这是因为在第三章的分析中,假定抑制比必须大于 3 dB,反射峰才能被有效识别,但实验结果表明,这个条件可以削弱(实验中 5.4 km 处的抑制比仅为 2.9 dB,始端处抑制比仅为 2.8 dB)。



4.2.5 单边带电光调制器载波抑制的影响



在实验方案中,需要调整 SSBM 的偏置电压以及入射光偏振态来抑制其载波,从而仅 保留上边带或下边带(本次实验为下边带),可是在系统运行过程中,光路中的偏振态会有 所变化,偏置电压也会漂移。在实验过程中发现这种变化对于 SSBM 的载波抑制效果有较 大影响而对边带抑制效果影响不大,因此必须考虑 SSBM 载波对系统性能的影响。

图 4-9 为 SSBM 载波对后向散射曲线的影响图,其中(a)和(c)为光频谱分析仪(见图 4-4) 得到的光谱图,(b)和(d)为后向散射曲线。对比图 3-9(a)~(b)与(c)~(d)可知,当载波得到充分 抑制时(见图 4-9(a)),得到的后向散射曲线可以明显的区分瑞利散射区和噪声区,从而可 以探测到瑞利散射的大小(见图 4-9(b)),而当载波不抑制时(见图 4-9(c)),瑞利散射区的



噪声水平和噪声区保持一致,无法区分(见图 4-9(d))。因此,SSBM 的载波的存在会使 OPCR 无法检测待测光纤的瑞利散射强度,但并不会影响反射峰的探测以及空间分辨率(见图 4-9 (b)和(d)插图)。这种现象的原因可以解释为:

假设调制波 f(t)为单频波

$$f(t) = \cos(2\pi f_m t) + A_{dc}, \qquad (4-3)$$

式中fm为调制波频率,Adc为调制波直流分量。

为方便描述,记调制器的输出幅值为1,入射光载波频率为fc,则输出光可表示为:

$$E_m(t) = f(t)\cos(2\pi f_c t) = \left[\cos(2\pi f_m t) + A_{dc}\right]\cos(2\pi f_c t).$$
(4-4)

将式(4-4)展开后,并考虑上边带,载波和下边带的幅度比(η_{up}:η_c:η_{down}),得到

$$E_m(t) = A_{dc}\eta_c \cos(2\pi f_c t) + \eta_{down} \cos\left[2\pi (f_c - f_m)t\right] + \eta_{up} \cos\left[2\pi (f_c + f_m)t\right].$$
(4-5)

式(4-5)表明调制后信号有三个频率分量, f_c , $f_c - f_m$, 和 $f_c + f_m$, 分别为载波,下边带和上边带。通过调整偏置电压抑制上边带($\eta_{up} << \eta_c, \eta_{down}$),则

$$E_m(t) \cong A_{dc} \eta_c \cos(2\pi f_c t) + \eta_{down} \cos\left[2\pi (f_c - f_m)t\right].$$
(4-6)

若载波得到充分抑制,即(η_c <<<η_{down}),则经过相干检测后得到

$$i(t) = \mathbb{R} \ \eta_{down} \cos(2\pi f_m t), \tag{4-7}$$

式中R为光电探测器响应率。

式(4-7)表明载波充分抑制后得到相位调制信息。 若载波没有得到充分抑制,即η_c和η_{down}处于一个数量级,则经过相干检测后得到

$$i(t) = \mathbb{R} A_{dc} \eta_c + \mathbb{R} \eta_{down} \cos(2\pi f_m t).$$
(4-8)

式(4-8)表明载波不充分抑制的话得到的信号含有额外的直流分量。

因此,若载波没有充分抑制,注入光纤中的 LFM 脉冲有直流分量,由于直流分量不包 含任何信息,并且经过混叠后会形成很强的直流噪声,故接收到的信号实际上是一个很强的 直流噪声搭载上一个很微弱的散射信号,由于采用的数据采集器为示波器,其有效位数较少。 因此大多数数据位都用来记录直流噪声,散射信号就被丢失了。因此从结果上来看,瑞利散 射和噪声无法区分开。这里需要指出,之所以反射峰处不受影响是因为反射峰处功率较大, 能被示波器获取。

因此,在实验过程中为了防止光路中光偏振态变化以及 SSBM 偏置点漂移引起的 SSBM 载波抑制不充分,需要在接收端连上隔直器,或者选用示波器交流耦合模式。

4.2.6 脉冲波形失配现象

4.2.4 节中指出即使在光纤接入处,产生的反射峰的主副瓣抑制比比单脉冲压缩后的抑制比要小很多,除却旁瓣的影响,由于不同时刻注入到光纤中的 LFM 脉冲彼此之间波形会有所不同,因而当用某一时刻的 LFM 脉冲来产生匹配滤波器,会存在脉冲波形失配现象。 为了讨论这种脉冲失配现象,分别在 1 μs 和 4 μs 初始脉宽的情况下,对同一时刻和不同时刻的 LFM 脉冲进行脉冲压缩。





图 4-10: 脉冲波形失配现象: (a)同一时刻 1µs 脉冲压缩图; (b)不同时刻 1µs 脉冲 压缩图; (c)同一时刻 4µs 脉冲压缩图; (b)不同时刻 4µs 脉冲压缩图

图 4-10 为脉冲波形失配现象实验结果图。图 4-10 (a)和图 4-10 (c)表明在同一时刻下脉 冲压缩效果十分理想,而图 4-10 (b)和图 4-10 (d)表明,在不同时刻下,由于脉冲失配现象, 虽然压缩效果仍然存在,但压缩过后的脉冲丧失了对称性,旁瓣上升(见图 4-10 (b)和 4-10 (d)中插图),而且初始脉冲宽度越大,旁瓣上升幅度越大,对于 1 µs 的脉冲而言,主副瓣抑 制比从 5.3 dB 下降为 4.1 dB,而对于 4 µs 的脉冲而言,失配后旁瓣高于主瓣。这是因为由 于匹配滤波是一个卷积过程,初始脉冲宽度越大,不匹配的累积效应越强,从而对压缩波形 的影响越强。另一方面,脉冲失配对于主瓣宽度并没有影响,和 4.2.4 节中的结果相符。

因此,为了消除脉冲失配现象,匹配滤波器的生成方式必须进一步改进,可以采取实时 生成的方式,即在获取后向散射信号的同时也获取 LFM 脉冲信号;也可以采取后期反解的 方法,即对获取的后向散射信号进行适当运算,反解出注入的 LFM 脉冲信号。

4.3 本章小结

本章提出了一种 OPCR 的优化实验方案,主要包括 LFM 光脉冲产生和获取方案优化,测量系统优化,此外还通过实验对其性能进行了进一步验证和分析。

在 LFM 光脉冲产生和获取方案优化部分,通过对 VCO 输入端和使能端加载锯齿波信 号和同步脉冲信号,让 VCO 直接产生 LFM 脉冲,从而在光路中去除了一个电光强度调制器,避免了因为 SSBM 和 MZM 同时对输入光偏振态以及偏置电压的敏感性造成的调制效 果不佳,系统稳定性差,MZM 抑制比不高等问题。同时在 VCO 接入 SSBM 之前接入一个 微波放大器来增加 SSBM 的调制深度,使得输出 LFM 脉冲功率更大,在光路中多处连接偏 振控制器,保证 SSBM 调制和相干检测的效果。此外,通过设计实验,获取了实际注入光



纤 LFM 脉冲的时域图,频谱图和脉冲压缩图。其结果表明,虽然其幅度不均一,但脉冲压缩效果仍然十分理想,同时,用得到的实际注入光纤的 LFM 光脉冲作为匹配滤波器响应。

随后本章优化了系统测量的实验方案并进一步验证分析了 OPCR 的性能,包括:

(1) 基本性能验证:实验数据表明优化后的实验方案和原始方案相比,在动态范围上得到了明显的提升,并且可以探测到后向瑞利散射信号从而得到光纤的衰减值,此外能够分辨 5.4 km 的处相隔 15 cm 的两个反射事件,验证了空间分辨率(11 cm)和探测范围可超过光 源相干长度(2 km)。

(2) 微波放大器的作用:优化实验方案引入了两个微波放大器 g1和 g2,实验结果表明 微波放大器 g1让系统可以检测到后向瑞利散射信号,微波放大器 g2使后向瑞利散射曲线的 总能量上升,提升了动态范围。

(3)相位噪声影响与时域平均法的有效性:实验数据表明相位噪声的存在并不会使反射峰淹没在噪声里,但会升高压缩波形的旁瓣,并且通过时域平均法可以有效地缓解相位噪声的影响,延长探测范围,这验证了第三章的结论。通过 500 次平均,OPCR 能够分辨出 10.8 km 处相隔 15 cm 的两个反射事件,将探测范围延伸至 5.4 倍光源相干长度,与此同时 瑞利散射光也能被检测到,从而可以得到光纤的损耗信息。

(4) SSBM 载波对 OPCR 性能的影响:实验数据表明若是 SSBM 的载波没有得到充分 抑制,瑞利散射将无法被探测到,这是由于直流噪声过强,示波器有效位数过少导致微弱的 瑞利散射信号被丢失,因此在实验过程中在抑制 SSBM 载波的同时,也应在光电探测器后 连入隔直器,或者示波器采用 AC 耦合模式。

(5) 脉冲失配现象:实验数据表明不同时刻的 LFM 脉冲之间的波形不匹配会影响脉冲压缩后的效果,具体表现为压缩脉冲不对称,旁瓣升高,并且随着初始脉宽的增大而增大。因此,在往后的试验中,匹配滤波器的产生方法需要进一步改进。

本章节内容将投稿于美国光学协会(OSA)的 Optics Letters 期刊。



第五章 总结与展望

本文主要针对现有的光时域反射技术(OTDR)和光频域反射技术(OFDR)中存在的 技术瓶颈,提出了一种新型的光反射技术,即光脉冲压缩反射技术(OPCR),来突破这些 瓶颈。

本文从光脉冲反射技术的系统原理部分出发,首先介绍了线性扫频脉冲压缩的原理,相 干检测以及 I/Q 解调的原理,证明了其空间分辨率仅与线性扫频的扫频范围有关,说明了 OPCR 可以打破了 OTDR 空间分辨率和探测范围之间的相互制约。然后,设计了实验系统 并进行了初步的实验,在 2 km 相干长度的激光源以及 221MHz 扫频范围的条件下,实现了 在 5.4km 的探测范围下 55cm 的空间分辨率,验证了其空间分辨率与理论分析相符,并且其 探测范围可达 2.7 倍光源相干长度,是 OFDR 的探测范围的 5.4 倍,从而证明了 OPCR 可以 解决 OFDR 中探测范围受限的问题。

随后,本文对系统性能做了进一步的理论分析和数值仿真,验证了在 OPCR 中相位噪声对于空间分辨率的影响可以忽略不计,但会限制了探测范围。于此同时,还证明了时域平均法可以有效地降低相位噪声对于波形的影响,从而提高 OPCR 的探测范围。此外,本文还证明了 OPCR 系统的接收灵敏度比 OTDR 的高,且信号处理后的信噪比特性比 OTDR 和 OFDR 的都好,以此来阐明了 OPCR 的动态范围特性要比 OTDR 和 OFDR 的好。

最后,本文对 LFM 脉冲产生获取方法和实验系统做了进一步的优化,通过去除 MZM, 简化了系统结构,同时,也避免了 MZM 的偏振敏感性带来的调制效果不稳定,从而提高了 系统稳定性。本文还通过进一步的实验,验证了相位噪声影响与时域平均法的有效性,分析 了微波放大器的作用、SSBM 载波抑制以及波形失配对 OPCR 性能的影响,为今后的实验优 化提供了指导性建议,此外,实验结果表明,在 2 km 相干长度的激光源和 1 GHz 扫频范围 的条件下,OPCR 目前可以实现 10.8 km 探测范围下 15 cm 空间分辨率的性能。

本次工作仍然存在一些不足。时域平均法的有效性分析部分仅给出了理想情况下,最大 相对探测范围与平均次数 N、抑制比 η 和脉冲宽度 T 的定量关系,并没有考虑系统噪声、量 化噪声等因素。在优化实验部分,实验结果也仅验证了 OPCR 检测反射事件、结束事件和 瑞利散射曲线的有效性,并没有给出检测衰减事件的性能。

若要开展进一步工作,建议从以下几个方面入手:

(1) 引入旁瓣控制:本次 OPCR 系统方案采用的是最简单的 LFM 脉冲压缩方法,其缺点在于压缩后脉冲的旁瓣过高,通过实验结果可以发现,由于产生 LFM 脉冲的幅度不均一以及脉冲失配现象,压缩脉冲的旁瓣进一步升高,这使得空间分辨率和瑞利散射曲线质量都受到影响,所以在进一步的工作中,可以引入旁瓣控制。具体的实现方法可以借鉴雷达中的载波抑制方式,可以采用更复杂的脉冲压缩方式,如 NLFM 和相位编码,也可以对匹配滤波器进行加窗,抑制旁瓣^[29]。

(2) 优化匹配滤波器的生成方式: 在第四章中的优化实验方案中,由于是用某一时刻的 LFM 脉冲来产生匹配滤波器,而不同时刻注入到光纤中的 LFM 脉冲彼此之间波形会有所不同,因此会产生波形失配现象,通过分析得知这种波形失配会造成压缩后波形的失真,进而会影响系统的功能。因此,在进一步的工作中这点需要改进,可以采取实时生成的方式,即在获取后向散射信号的同时也获取 LFM 脉冲信号,也可以优化后期信号处理算法。

(3)用有效位数更高的数据采集器:本次工作使用示波器作为数据采集器,但示波器的有效位数过低,所以并不能很好的捕捉后向瑞利散射光,从而造成信号丢失,脉冲压缩后



失真。因此,在进一步的工作中,可以采用更高有效位数的数据采集器,从而更好地捕获瑞 利散射信号。

(4) 直接在光域上完成 I/Q 解调:在本次工作中,I/Q 解调是用数字的方法来实现的, 若信号的频率过高,则对数据采集器的采样率要求会更高。因此,在进一步的工作中,可以 尝试用光 I/Q 解调器直接在光域上用模拟的方法对信号做解调,这样一来可以消除采样过程 引起的失真,降低系统对采样率的要求,也可以为 OPCR 的全硬件模拟实现打下基础。

(5)采用光电振荡器(OEO)来产生 LFM 脉冲信号: VCO 的扫频范围最多只有几个 GHz,能够实现的分辨率最高仅为厘米级别,而 OEO 可以产生数十 GHz 的扫频信号^[30],可 以实现毫米微米级别的超高空间分辨率。因此,在进一步的工作中,建议采用 OEO 来产生 LFM 脉冲。

(6)采用更窄线宽的激光源:在本次工作中,在100 KHz 线宽的激光源,对应的相干 长度仅为2 km的情况下,实现了10.8 km的探测范围,因此在进一步的工作中可以采用更 窄线宽的激光源来实现更广的探测范围,比如使用10 Hz 或1 Hz 线宽的激光源,则探测范 围可以有望达到数百公里。

(7)将 OPCR 原理应用到其他散射机制的光反射技术中:本次工作主要讨论基于瑞利 散射的光反射技术,由于瑞利散射为弹性散射,其能够探测的物理量或化学量十分有限,仅 能探测光纤损耗、断点和振动信息,由于拉曼散射和布里渊散射为非弹性散射,产生的频偏 可以包含更多的物理量或化学量信息,比如温度,应变,化学浓度等参量,使得基于拉曼散 射和布里渊散射的光反射技术拥有更广的应用面。虽然它们的散射机制更复杂,但其系统结 构和基于瑞利散射反射技术相类似,系统指标也有共同之处。因此,在进一步的工作中,可 以尝试将 OPCR 的原理和概念应用到基于拉曼散射和布里渊散射的光反射技术中。



参考文献

- [1] 倪玉婷, 吕辰刚, 葛春风, 等. 基于 OTDR 的分布式光纤传感器原理及其应用[J]. 光纤 与电缆及其应用技术, 2006, (1): 1-4.
- [2] 李科,杨飞,陈峰华.OTDR 原理及其应用[J].山西科技, 2010, (2): 46-47.
- [3] 谢玮霖, 董毅, 周潜, 等. 光频域反射技术中激光相位噪声影响分析[J]. 光学学报, 2011, (7): 68-73.
- [4] Bao X, Chen L. Recent progress in distributed fiber optic sensors[J]. Sensors, 2012, 12(7): 8601-8639.
- [5] Yu Francis T S, Shizhuo Y. Fiber Optic Sensors[M], Marcel Dekker Inc., 2002.
- [6] Govind P. A. Nonlinear Fiber Opics (Fourth Edition)[M], Academic Press, 2007.
- [7] Barnoski M K, Rourke M D, Jensen S M, et al. Optical time domain reflectometer [J]. Applied Optics, 1977, 16(9): 2375–2379.
- [8] King J, Smith D, Richards K, Timson P, Epworth R, Wright S. Development of a coherent OTDR instrument[J]. Journal of Lightwave Technology, 1987, 5(4): 616-624.
- [9] Zhiyong F, Shaofeng Q, Yijia W, Liangchuan L, Liu G N, Qianjin X. Coherent OTDR used for fibre faults detection[J]. Communications and Photonics Conference and Exhibition (ACP), Asia, 2009, 1-5.
- [10] Yuelan L, Tao Z, Liang C, Xiaoyi B. Distributed Vibration Sensor Based on Coherent Detection of Phase-OTDR[J]. Journal of Lightwave Technology, 2010, 28(22): 3243-3249.
- [11] Zhang Z, Bao X. Distributed optical fiber vibration sensor basedon spectrum analysis of Polarization-OTDR system[J]. Optics Express, 2008, 16(14): 10240–10247.
- [12] MacDonald R. Frequency domain optical reflectometer[J]. Applied Optics, 1981, 20(10): 1840-1844.
- [13] Uttam D, Culshaw B. Precision time domain reflectometry in optical fiber systems using a frequency modulated continuous wave ranging technique[J]. Journal of Lightwave Technology, 1985, 3(5): 971-977.
- [14] Geiger H, Dakin J P. Low-cost high-resolution time-domain reflectometry for monitoring the range of reflective points[J]. Journal of lightwave technology, 1995, 13(7): 1282-1288.
- [15] Eickhoff W, Ulrich R. Optical frequency domain reflectometry in single-mode fiber. [J] Applied Physics Letter, 1981, 39(9): 693-695.
- [16] Soller B, Gifford D, Wolfe M, Froggatt M. High resolution optical frequency domain reflectometry for characterization of components and assemblies[J]. Optics Express, 2005, 13(2): 666-674.
- [17] Fan X, Koshikiya Y, Ito F. Phase-noise-compensated optical frequency domain reflectometry with measurement range beyond laser coherence length realized using concatenative reference method[J]. Optics letters, 2007,32(22): 3227-3229.
- [18] Fan X, Koshikiya Y, Ito F. Phase-noise-compensated optical frequency-domain reflectometry[J]. Quantum Electronics, IEEE Journal of, 2009, 45(6): 594-602.
- [19] Ito F, Fan X, Koshikiya Y. Long-range coherent OFDR with light source phase noise compensation[J]. Journal Lightwave Technology, 2012, 30(8): 1015-1024.
- [20] Fan X, Ito F. Phase noise compensated optical frequency domain reflectometry and its applications[J]. In Asia Communications and Photonics Conference. Optical Society of America, 2013, ATh4D-3.
- [21] Richards M A. Fundamentals of radar signal processing[M]. McGraw-Hill Education, 2005.
- [22] Armstrong J. Theory of interferometric analysis of laser phase noise[J]. Journal of Optics Society of America, 1966, 56(8): 1024-1028.
- [23] Venkatesh S, Sorin W V. Phase noise considerations in coherent optical FMCW reflectometry[J]. Journal Lightwave Technology, 1993, 11(10): 1694-1700.
- [24] Tkach R, Chraplyvy A R. Phase noise and linewidth in an InGaAsP DFB laser[J]. Journal Lightwave Technology, 1986, 4(11): 1711-1716.
- [25] Passy R, Gisin N, Von der Weid J P, et al. Experimental and theoretical investigations of coherent OFDR with semiconductor laser sources[J]. Journal of Lightwave Technology, 1994, 22 Fitt 26 Fit



12(9): 1622-1630.

- [26] Takada K, Himeno A, Yukimatsu K. Phase-noise and shot-noise limited operations of low coherence optical time domain reflectometry[J]. Applied Physics Letters, 1991, 59(20): 2483-2485.
- [27] Walpole R E, Myers R H, Myers S L, Ye K. Probability and statistics for engineers and scientists (Vol. 5) [M], New York: Macmillan, 1993.
- [28] Goldberg L, Taylor H, Weller J. Feedback effect in a laser diode due to Rayleigh backscattering from an optical fiber[J]. Electronics Letters, 1998, 18(9):353-354.
- [29] Varshney L R, Thomas D. Sidelobe reduction for match filter range processing[J]. In Radar Conference, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE, 2003, 446-451.
- [30] Maleki L. Sources: The optoelectronic oscillator[J]. Nature Photonics, 2011, 5(12): 728-730.



致谢

首先,十分感谢邹卫文老师能够为我提供这次毕业设计的机会。邹老师一直很关心我的 毕设工作,特别在毕设论文上替我把关,即使到了国外出差也抽空审阅我的论文稿,让我备 受感动。此外邹老师在光纤传感领域的学识和积累,使得在整个毕业设计过程中我一直能够 掌握研究的核心,抓住问题的重点。同时,邹老师在学术上那严谨的治学态度也非常值得我 学习。一直以来邹老师都非常耐心细致地回答我在实验上遇到的调试问题,对此我表示非常 感激。

我还需要感谢龙鑫师兄,他将很多自己搭建光纤系统的经验心得都与我分享,使我少走 了很多弯路。虽然他也有自己的研究项目,但是每次我遇到从未见过的难题时,师兄总是能 在百忙之中一步一步地教我如何让问题迎刃而解,教会了我对于常见的问题时应该从何下 手。此外我必须感谢一直协助我做实验的王淑杰师姐以及张钰洲师兄,没有他们的帮助,我 不可能高效地进行实验,也不可能在实验方面有这么顺利的进度。

最后,我必须感谢我的父母和妻子,感谢我的妻子在我毕业论文措词和表达上给出的宝 贵建议,也感谢我的妻子和父母对我的支持。每当研究遇到瓶颈、实验结果不理想的时候, 他们总能给我鼓励,让我更有信心去面对和解决眼前的困难。在这里,我对他们表示由衷的 感谢!



研究成果

- [1] <u>Shuo Yang</u>, Weiwen Zou, Xin Long, and Jianping Chen, "Pulse-compression optical time domain reflectometry," 23rd International Optical Fiber Sensor Conference (OFS23), Santerdar, Spain, Paper 9157-566, June 2-6 2014.
- [2] <u>Shuo Yang</u>, Weiwen Zou, Xin Long, and Jianping Chen, "Optical pulse compression reflectometry: proposal and preliminary experiment," Optics Express (submitted, April 2014, manuscript ID: 210377).
- [3] <u>Shuo Yang</u>, Weiwen Zou, Guang Yang, and Jianping Chen, "Proposal and theoretical analysis of all-optical implementation of least mean square adaptive algorithm," Optics Communications (submitted, May 2014, manuscript ID: MQ-1143).
- [4] <u>Shuo Yang</u>, Weiwen Zou, Shujie Wang, and Jianping Chen, "Optical pulse compression reflectometry based on pulsed frequency modulation scheme," Optics Express (to be submitted).
- [5] 邹卫文, <u>杨硕</u>, 龙鑫, 陈建平. 光脉冲压缩反射仪装置, 中国发明专利 (PCT 国际专利), 申请号: 201410211203.5, 2014 年 5 月 20 日



STUDY ON OPTICAL PULSE COMPRESSION REFLECTOMETERY

Optical fiber sensing has shown its advantages against other sensing technology in both electric and mechanical fields. Using light wave as the medium for signal transmission makes optical fiber sensors suitable for many applications in the environments such as confined space or area under strong electromagnetic interference.

Optical reflectometry is one of the most popular methods in optical fiber sensing. It inputs optical signal into test fiber and collects the backscattering light. The backscattering light has three mechanism, Rayleigh scattering, Raman scattering, and Brillouin scattering. Rayleigth scattering does not change the light frequency but both Raman and Brillouin Scattering do. The frequency shift caused by Raman scattering is far beyond the one caused by Brillouin scattering. Because of the different characteristics of different backscattering mechanisms, with analyzing such characteristic, such as wavelength, frequency shift, phase, intensity, optical reflectometry can be used to measure the fiber loss, temperature, strain, disturbance and many other physical or chemical parameters. It has shows its great advantages in many areas, including structural health monitoring, optic fiber communication and oil pipeline. In this thesis, the optical reflectometry based on Rayleigh scattering, including the system principle and implementation, will be discussed.

Up to date, optical reflectometry can be basically classified as Optical Time Domain Reflectometry (OTDR) and Optical Frequency Domain Reflectometry (OFDR), which are different in terms of the interrogation approach of the event locations in the fiber under test. In OTDR, the position is determined by the time difference of the input light and the backscattering light. In OFDR, the position is determined by the frequency shift of the reference light and the backscattering light. There are three main parameters that can be used to evaluate the performance of an optical reflectometry system. The first one is spatial resolution, defined by the minimum distance keeping to two adjacent events distinguishable. The second one is measurement range, defined by the maximum distance that events can be measured. The third one is dynamic range, which is defined by the decibel difference between the power of input light and the peak power of system noise.

Traditional OTDR uses a single optical pulse as the measurement light and collects the backscattering light with simple photodetector, so its structure and principle are the simplest. Its spatial resolution is determined by the optical pulse width, and the narrower the pulse width leads to the higher spatial resolution. However, because of the limitation of output power, narrower pulse width means lower energy, which will decrease the measurement range and dynamic range. Hence, there is a tradeoff between the spatial resolution and measurement range (dynamic range) in traditional OTDR.

In order to improve the dynamic range in OTDR, coherent OTDR (C-OTDR) was proposed. Differing from the traditional OTDR, C-OTDR uses coherent detection rather than single photodetector to collect the backscattering light. Because with coherent detection the backscattering light will be amplified with the high-power local reference light and the signal to



noise ratio remains, the dynamic range is improved. However, C-OTDR does still not break the tradeoff between spatial resolution and measurement range in traditional OTDR.

To break the tradeoff in OTDR, OFDR was developed. OFDR uses frequency-modulation continuous-wave (FMCW) light as the measurement light and also utilizes coherent detection as the receiver. The local reference light is the FMCW light as well. Because the frequency of the measurement light is changing along with the different location in the fiber the light propagates to, frequency shift between backscattering light and local reference light is relevant to the position in the fiber. Hence, by transferring the received signal from time domain to frequency domain and calculating the frequency shift, the backscattering curve along the fiber can be obtained. The spatial resolution of OFDR is only related to the sweeping range, so OFDR can break the tradeoff in OTDR. However, the measurement range of OFDR is limited by the source coherent length since once the delay between the backscattering light and local reference light is beyond the source coherent length, they will be no longer coherent with each other and the coherent detection is unable to collect the backscattering light. As a result, the measurement range of OFDR cannot be higher than half of the source coherent length.

To solve the problem about measurement range in OFDR, phase-noise-compensation OFDR (PNC-OFDR) was introduced. It adds another reference arm to simulate the phase noise in real time and use it to compensate the real phase noise in measurement light. Thus the problem of coherence no longer exists, and the measurement range can be beyond the source coherent length. However, the implementation of PNC-OFDR is very complicated.

In this thesis, a novel optical reflectometry technology, called Optical Pulse Compression Reflectometry (OPCR), to break the bottlenecks in both OTDR and OFDR will be proposed. The principle and structure of OPCR will be introduced first and a preliminary experiment will be conducted to verify the feasibility (the spatial resolution and measurement range) of OPCR. Then further theoretical analysis and numerical simulation about the system performance will be provided. Finally, an improved experimental implementation and methods will be raised and further experimental results will be showed to verify and analyze the performance of OPCR.

The principle of OPCR is inspired from modern pulse-compression radar system. Once the phase-modulated pulse goes through a matched filtering, the output pulse will be compressed and the new pulse width is unrelated to the initial pulse width. The principle can be explained as: matched filter flattens the phase part of the input signal, so the time duration of the output signal is just relevant to its bandwidth. Clearly, it offers a method to break the tradeoff in traditional OTDR. There are several ways of phase modulation, Linear Frequency Modulation (LFM), Nonlinear Frequency Modulation (NLFM) and phase coding. In this thesis, LFM pulse compression technology uses a chirp pulse as the initial signal. After pulse compression, as long as the time-bandwidth product is larger than 100 (BT>100), its new pulse width is equal to 1/B, where B is the sweeping range and T is the initial pulse width. Hence, the spatial resolution of OPCR based on LFM pulse compression technology is the same as the one of OFDR, which breaks the tradeoff in OTDR.

A preliminary experiment is performed. A distributed-feedback laser diode (DFB-LD) is used as the system optical source, and its output is divided into two branches. One of them is used to generate LFM optical pulse, and the other one is used as the local reference signal. An arbitrary waveform generator (AWG) generates a sawtooth wave and a synchronous pulse. The sawtooth wave is used to drive a voltage control oscillator (VCO) to generate electrical periodical LFM



wave. A single sideband modulator (SSBM) is used to modulate the periodical LFM electrical wave into optical domain. Then a Mach-Zehnder modulator (MZM) is used to modulate the synchronous pulse onto the periodical LFM optical wave and generate LFM optical pulse. The LFM pulse then goes into the test fiber and the back scattering light is coherent detected with the local reference light to obtain the phase information. The experimental results shows that with source whose coherent length is 2 km and 221 MHz sweeping range, OPCR can achieve 55 cm spatial resolution under 5.4 km measurement range, which verifies the spatial resolution and demonstrates that the measurement range of OPCR can be beyond source coherent length.

As we all know, the phase noise is the main reason why the measurement of OFDR cannot be beyond half source coherent length. The further analytical results demonstrate that the phase noise in OPCR will cause the waveform distortion of compressed pulse and also limit the measurement range (about 1.5 times of source coherent length), but time averaging method is an effective approach to improve the influence of phase noise and extending the measurement range. Numerical simulation results show that with 1000 averaging times, the measurement range can at least be beyond 5 times of the source coherent length. Theoretical analysis also shows that the dynamic range of OPCR is higher than both of OTDR and OFDR, attributing to its high receiving sensitivity and system *SNR*.

To further verify the performance of OPCR, an improved experimental system is introduced. The method of LFM pulse generation is improved by removing the MZM and simplifying the optical implementation. Because the new method of LFM pulse generation is MZM free, the system performance no longer suffer the insufficient suppression ratio of MZM and the modulation instability caused by the drift of bias voltage and fluctuation of polarization. Two microwave amplifiers are added to the system. The first one is used to raise the dynamic range, and the other one is used to increase the modulation depth of SSBM for higher sensitivity to weak Rayleigh scattering signal.

The experimental results significantly verify the influence of phase noise and the effectiveness of time averaging methods. Furthermore, the influence of carrier suppression in SSBM is analyzed through the experiment. It shows that without sufficient carrier suppression, the weak Rayleigh backscattering light cannot be detected. The waveform mismatching phenomenon is also observed and analyzed, which depicts that the waveform mismatching raise the level of sidelobe of compressed pulse and wider initial pulse width cause higher sidelobe level. Thus, the way of matched filter generation has to be improved in future work. As a result, the experimental result shows that the optimized OPCR can achieve 15 cm spatial resolution and 10.8 km measurement range under the conditions of 2-km coherent length of and 1-GHz sweeping range.