



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距理论与实验

作者姓名: 柯佳仪

指导教师: 吴 谨 研究员

中国科学院空天信息创新研究院

学位类别: 工程硕士

学科专业: 电子与通信工程

培养单位: 中国科学院空天信息创新研究院

2022 年 6 月

Theory and Experiment on Long Distance High Resolution
FMCW Ladar Ranging

A thesis submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Master of Engineering
in Electronic and Communication Engineering

By

KE Jiayi

Supervisor: Professor WU Jin

Aerospace Information Research Institute,
Chinese Academy of Sciences

June 2022

中国科学院大学

研究生学位论文原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文是本人在导师的指导下独立进行研究工作所取得的成果。承诺除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体享有著作权的研究成果，未在以往任何学位申请中全部或部分提交。对本论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人或集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者签名：柯佳仪

日期：2022.6.1

中国科学院大学

学位论文授权使用声明

本人完全了解并同意遵守中国科学院大学有关收集、保存和使用学位论文的规定，即中国科学院大学有权按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则，保留并向国家指定或中国科学院指定机构送交学位论文的电子版和印刷版文件，且电子版与印刷版内容应完全相同，允许该论文被检索、查阅和借阅，公布本学位论文的全部或部分内容，可以采用扫描、影印、缩印等复制手段以及其他法律许可的方式保存、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延迟期后适用本声明。

作者签名：柯佳仪

日期：2022.6.1

导师签名：

日期：

2022.6.1

摘 要

调频连续波 (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) 激光雷达是一种相干激光雷达, 它一般采用线性调频连续波激光作为探测光源, 具有测量精度高、抗杂光干扰能力强、灵敏度高、分辨率高等特点, 因此在测距、测速、成像等领域得到广泛应用。

FMCW 激光雷达多用于近距离探测, 然而其具有单光子探测灵敏度, 非常适合稀疏光子回波的远距离目标测量。因此, 本文针对 FMCW 激光雷达远距离测距技术开展研究, 提出了基于相位噪声补偿和周期性连续调频激光信号的 FMCW 激光雷达测距方法, 建立了理论模型、给出了数据处理方法、完成了外场测距实验验证。

首先对光源相位噪声的影响与补偿技术开展了研究。根据激光光源相位噪声理论模型, 建立了利用辅助参考外差通道进行光源相位噪声记录和补偿的基本理论。利用 1550nm 单频窄线宽激光器, 开展了基于声光移频或线性调频的激光光源相位噪声补偿室内实验。其中, 室内实验是在全光纤环境中进行, 目标通道光纤长度达到 30km; 室外实验中, 目标通道在全大气环境中进行, 目标距离分别为 12km 和 19.5km。室内外实验均获得了良好的光源相位噪声补偿效果, 表明该方法能有效减小光源相位噪声的影响。

其次, 对远距离 FMCW 激光雷达测距技术开展了详细的理论和实验研究, 主要包括:

(1) 提出了一种利用周期性线性调频激光信号进行远距离 FMCW 激光雷达测距的二维数据处理方法。借鉴合成孔径激光雷达成像理论, 通过将 FMCW 激光雷达测量时间分成快时间 (距离向) 和慢时间 (方位向), 从而将目标回波的一维光学外差数据转换成二维数据, 并分别进行傅里叶变换, 可以将所有去除相位噪声的目标回波光子相干叠加, 从而大幅度提高测距信噪比, 实现高灵敏远距离测距。

(2) 提出了一个实现远距离 FMCW 激光雷达高分辨率测距的两步测量法。其中, 步骤 1 为粗测, FMCW 激光雷达以小调频带宽长调制脉冲周期对目标距

离进行粗测；步骤 2 为精测，根据粗测获得的目标距离值，选择合适的精测调频脉冲长度，重新设置 FMCW 激光雷达的调频率，对目标进行高分辨率测量。两步测量法能够大幅度延长 FMCW 激光雷达的不模糊测量距离，能在提高测距分辨率的同时降低对电子学处理带宽的要求。

(3) 根据两步法远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距理论，利用 1550nm 波长激光器，建立了包含光源相位噪声测量参考通道的 FMCW 激光雷达测距实验装置，以光学角锥作为实验目标，开展了远距离测距实验。其中，FMCW 激光雷达探测激光信号精测调频带宽为 10GHz，电子学处理带宽为 200MHz。当目标距离约为 12km 时，FMCW 激光雷达精测距离为 12013.905m，距离分辨率为 2.4cm；当目标距离约为 19.5km 时，FMCW 激光雷达精测距离为 19442.603m，距离分辨率为 2cm。所有实验结果与理论基本相符。

关键词：FMCW 激光雷达，远距离，高分辨率测距，相位噪声补偿

Abstract

Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) lidar is a kind of coherent lidar, which generally uses linear frequency modulated continuous wave laser as the detection light source, with high measurement accuracy, strong anti-stray light interference ability, high sensitivity and high resolution. It has been widely used in ranging, speed measurement, imaging and other fields.

FMCW lidar is mostly used for short-range detection. However, it has single-photon detection sensitivity, which is very suitable for long-distance target measurement with sparse photon echoes. In this paper, the long-distance ranging technology of FMCW lidar is studied, and the FMCW lidar ranging method based on phase noise compensation and periodic continuous frequency modulation laser signal is proposed. The theoretical model is established, the data processing method is given, and the verification of outfield ranging experiment is completed.

Firstly, the influence and compensation technology of light source phase noise are studied. According to the theoretical model of laser light source phase noise, the basic theory of light source phase noise recording and compensation using auxiliary reference heterodyne channel is established. Using a 1550nm single-frequency narrow linewidth laser, the indoor and outdoor experiments of laser light source phase noise compensation based on acoustic-optic frequency shifting or chirping were carried out. The indoor experiment is carried out in an all-fiber environment, and the fiber length of the target channel reaches 30km. In the outdoor experiment, the target channel is carried out in an atmosphere environment, and the distances are 12km and 19.5km, respectively. Both indoor and outdoor experiments have obtained good light source phase noise compensation effects, indicating that this method can effectively reduce the influence of light source phase noise.

Secondly, detailed theoretical and experimental research on long-range FMCW lidar ranging technology is carried out, including:

- (1) A two-dimensional data processing method for long-range FMCW lidar

ranging using periodic chirping laser signals is proposed. Drawing on the synthetic aperture ladar imaging theory, by dividing the FMCW ladar measurement time into fast time (range direction) and slow time (azimuth direction), the one-dimensional optical heterodyne data of the target echo is converted into two-dimensional data, and performing Fourier transform respectively, all the target echo photons with phase noise compensated can be superimposed coherently, thereby greatly improving the signal-to-noise ratio of ranging and realizing high-sensitivity long-distance ranging.

(2) A two-step measurement method is proposed to achieve long distance high-resolution FMCW ladar ranging. Step 1 is the coarse measurement, the FMCW ladar uses a long pulse-width and small frequency bandwidth laser chirping signal for coarse distance estimation. Step 2 is the fine measurement, according to the target distance value obtained by the coarse measurement, select the appropriate precise measurement frequency modulation pulse length, Reset the modulation frequency of the FMCW ladar to measure the target with high resolution. The two-step measurement method can greatly extend the unambiguous measurement distance of FMCW ladar, and can improve the ranging resolution while reducing the requirements for the electronic processing bandwidth.

(3) According to the two-step long-distance high-resolution FMCW ladar ranging theory, a 1550 nm wavelength laser is used to establish the FMCW ladar ranging experimental device including a reference channel for measuring the phase noise of the light source, the distance ranging experiment is carried out with the optical corner cube as the experimental target. And the FMCW ladar detection laser signal fine measurement frequency modulation bandwidth is 10GHz, and the electronic processing bandwidth is 200MHz. When the target distance is about 12km, the fine measurement result is 12013.905m with a 2.4cm range resolution; when the target distance is about 19.5km, the fine measurement result is 19442.603m with a 2cm range resolution. All experimental results are basically consistent with the theory.

Key Words: FMCW lader, Long distance, High-resolution ranging, Phase noise compensation

目 录

第 1 章 绪 论	1
1.1 研究背景和意义	1
1.2 国内外研究进展	2
1.3 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距问题分析	7
1.4 论文内容和结构	9
第 2 章 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距原理	11
2.1 FMCW 激光雷达测距基本原理	11
2.2 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距原理	13
2.3 小结	21
第 3 章 激光光源相位噪声补偿原理	23
3.1 激光光源相位噪声数学模型	23
3.2 激光光源相位噪声补偿理论	25
3.3 小结	30
第 4 章 激光光源相位噪声补偿实验研究	31
4.1 全光纤传输激光光源 PNC 实验	31
4.2 空间传输激光光源 PNC 实验	38
4.3 小结	50
第 5 章 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距实验研究	53
5.1 外场实验装置	53
5.2 数据处理	58
5.3 实验结果	58
5.4 小结	76
第 6 章 总结与展望	77
6.1 总结	77

6.2 展望	78
参考文献	79
致 谢	85
作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果	87

图目录

图 1.1	Koichi Iiyama 提出的 FMCW 测量系统	3
图 1.2	Nikon MV330/350 激光雷达	5
图 1.3	相位噪声补偿光学频域反射计示意图	6
图 1.4	前馈相位噪声消除方案概念框图	7
图 1.5	距离模糊	8
图 2.1	FMCW 锯齿波测距雷达原理	11
图 2.2	周期性 FMCW 激光雷达测距干涉	14
图 2.3	目标回波、本振光与光学外差探测电流之间的时序关系	14
图 2.4	不同脉冲数 N_0 的拍频信号频谱	17
图 3.1	激光信号相位噪声模型	23
图 3.2	激光调制信号 PNC 示意图	26
图 4.1	全光纤 PNC 实验装置示意图	31
图 4.2	相位噪声：参考通道 1.09km，目标通道 5km	33
图 4.3	相位噪声：参考通道 1.09km，目标通道 30km	34
图 4.4	PNC 前后相位噪声均方差随目标通道延时长度变化情况	37
图 4.5	空间传输 PNC 实验装置示意图	39
图 4.6	100Hz 激光器在 12km 处的实验结果	42
图 4.7	3kHz 线宽种子激光在 12km 处的结果	44
图 4.8	100Hz 线宽种子激光在 19.5km 处的结果	47
图 4.9	3kHz 线宽种子激光在 19.5km 处的结果	50
图 5.1	FMCW 激光测距雷达的实验装置	54
图 5.2	FMCW 激光雷达测距实验系统照片	54
图 5.3	整数 m ，脉冲长度 τ_{pul2} 和目标距离 L_1 的关系示意图	57
图 5.4	GPS 测量目标距离 (12km)	58
图 5.5	实验系统处的 12km 目标位置照片	59
图 5.6	红外相机监控 12km 目标画面	59
图 5.7	目标回波信号强时步骤 1 粗略测量的结果	61
图 5.8	目标回波信号强时步骤 2 高分辨率测量的结果	63
图 5.9	目标回波信号弱时步骤 1 粗略测量的结果	66

图 5.10	目标回波信号弱时步骤 2 高分辨率测量的结果.....	68
图 5.11	GPS 测量目标距离 (19.5km)	71
图 5.12	实验系统处的 19.5km 目标位置照片	72
图 5.13	红外相机监控 19.5km 目标画面	72
图 5.14	目标距离为 19.5km 时步骤 1 粗略测量的结果	73
图 5.15	目标距离为 19.5km 时步骤 2 高分辨率测量的结果	75

表目录

表 4.1	全光纤 PNC 实验参数	32
表 4.2	参考通道为 1.09km 时目标通道 PNC 前后相位噪声方差	35
表 4.3	空间传输 PNC 实验参数	40
表 5.1	FMCW 激光雷达测距实验系统参数	54
表 5.2	目标测量距离	69
表 5.3	目标回波弱时距离峰值的 SNR	71
表 5.4	19.5km 目标的测量结果	76

第1章 绪论

1.1 研究背景和意义

激光雷达 (Laser Detection And Ranging, 缩写 Ladar) 是通常的光雷达 (Light Detection And Ranging, 缩写 Lidar) 的一种, 是以激光作为获取目标信息手段的探测技术。由于激光具有单色性好、方向性强和相干性好等优点, 自其出现便成为物质探测的重要手段。激光雷达融合了激光光源和雷达探测的技术优点, 与微波雷达^[1,2]、毫米波雷达^[3-5]、太赫兹波雷达^[6,7]等相比, 激光雷达工作于光学波段, 波长更短, 一般具有体积小、重量轻、测量精度高和探测距离远等优点。

激光雷达种类繁多, 功能多样, 已经在工业、国防等民用和军用领域得到广泛应用。例如, 激光测距雷达, 可以测量近至小于纳米、远至地球月亮之间三十八万公里的距离^[8,9]; 大气测污激光雷达, 可以准确获得大气中污染物的分布和种类^[10]; 大气测风激光雷达, 可以测量大气中风场的三维分布^[11,12]; 3D 点云激光雷达, 可以获得目标三维形貌与距离信息, 已经是自动驾驶汽车的必备传感器之一^[13,14]。

距离测量是激光雷达的最广泛应用领域之一。激光测距技术将目标的距离信息以某些特定的规律加载到激光信号的相位、幅值、频率等特征参数上, 通过对这些特征参数进行解调可实现对距离的探测, 具有精度高、动态测量范围大等方面的特点, 因此应用场景十分广泛。

按探测体制区分, 激光测距技术主要有直接探测和相干探测两种。直接探测是通过光电探测器直接响应目标回波的激光功率, 从中获取目标的距离, 包括脉冲激光测距、调幅连续波测距等。其中, 脉冲激光测距通过发射脉冲激光到目标, 并测量发射激光脉冲与目标散射回波激光脉冲到探测器的时间差来获得目标距离, 也称 TOF (Time Of Flight, TOF) 测距。相干探测则是通过光学外差探测获取目标回波激光的相位信息, 从中提取目标距离。

调频连续波 (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW) 激光雷达是一种典型的、采用相干探测的激光雷达, 具有高分辨率、测量范围大、绝对距离和径向速度采集能力^[15]。FMCW 激光雷达的探测光源一般为线性调频连续波激光,

将目标回波信号与本振信号进行光学外差相干探测,其中本振信号与目标回波信号来自同一个线性调频激光器,因此,光学外差信号的频谱峰值位置与探测目标距离具有线性关系,距离分辨率与激光频率的调制带宽具有反比关系,调制带宽越大,距离分辨率越高。由于激光器的调制带宽可达到几十 GHz 甚至 THz 级,FMCW 激光雷达可以实现非常高的距离分辨率^[16,17]。当然,当探测激光的调制带宽很大时,FMCW 激光雷达系统的电子学处理带宽一般也必须很大。由于高频宽带电子学电路设计难度较高,为了降低电子学处理带宽,通常要求目标距离非常短,或者增加本振光中的光纤延迟线长度,使之具有与目标的往返距离近似相等的光程。因此,FMCW 激光雷达多用于近程(距离)高分辨率探测。

然而,FMCW 激光雷达采用光学外差探测,具有单光子探测灵敏度,非常适合稀疏光子回波的远距离目标测量。另外,一些特别的场合,如合成孔径激光雷达(Synthetic Aperture Ladar, SAL)技术^[18-21]中,也需要利用 FMCW 激光雷达实现远程目标的高分辨率距离测量。因此,如何利用 FMCW 激光雷达实现远距离目标测距,是我们将要探索的课题。

1.2 国内外研究进展

1.2.1 FMCW 激光雷达测距研究现状

FMCW 激光雷达测距方面的相关研究最早开始于上个世纪,但是由于早期缺乏适合的频率连续调制激光光源,且受到硬件技术发展水平的制约,并未引起广泛关注。

直到 80 年代初,可以对激光器频率进行连续调谐的单模半导体激光技术发展迅速,将其与光学干涉技术相结合,从而形成了 FMCW 激光雷达测距技术^[22-25]。与此同时,FMCW 激光雷达测距中信号的处理也采用了数字信号处理技术,通过对目标回波外差信号的频谱进行分析,从中提取出目标的距离信息,从而实现测距的目的。使用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transformation, FFT)对能够提高计算速度,使系统计算简化。并且由于其在非合作目标激光测距领域的高分辨率和高精度,FMCW 成为了激光测距领域中的研究热点。

1987 年,日本的 Kubata 等人使用激光二极管制造了一种用于测量相对位移和绝对距离的简单干涉仪,在对半导体激光器进行三角波调制基础上,采用

FMCW 激光雷达测距技术实现了在几米的范围内获得了 0.1mm 的测距精度和 $0.02\mu\text{m}$ 的距离分辨率^[26]。

1988 年, 加州大学的 Strzelecki 等人对可调谐单频激光器调谐特性以及相干性进行了研究, 通过使用固定外腔的方法来增加此类系统的相干长度, 将其用于相干激光雷达系统中, 实现了最大范围为 150m 的距离测量, 距离分辨率为 0.75m ^[27]。

1990 年, 美国 NASA 兰利研究中心的 Katzberg 对连续波激光雷达系统和 FMCW 激光雷达系统进行了分析, 分析激光相位噪声和幅度噪声对系统执行测距功能能力的影响, 对激光测距进行了全面综述^[28]。

1994 年, 德国 Dieckmann 首次采用分布式反馈可调谐双波导激光二极管, 将其作为激光光源, 用于短距离的高精度测距, 当目标距离为 1cm 和 10cm 时, 其精度分别能达到 $20\mu\text{m}$ 和 $8\mu\text{m}$ ^[29]。

2006 年, 日本金泽大学 Koichi Iiyama 等人将分布式反馈激光器作为激光光源, 增加辅助干涉仪, 搭建了一个高分辨率的 FMCW 激光雷达测距系统^[30], 如图 1.1 所示, 通过对分布式反馈激光器的电流使用三角波调制来达到调制目的。但是由于参考支路容易受环境影响, 导致频谱分辨率低, 根据实验结果, 在 3.51m 距离处, 距离分辨率为 1.4mm 。2011 年, 对其系统进行了改良, 首次使用单模垂直腔面发射型激光器作为频率扫描光源, 分辨率达到了 $250\mu\text{m}$, 但是由于受辅助干涉仪光程差的限制, 测量范围只有 1m ^[31]。

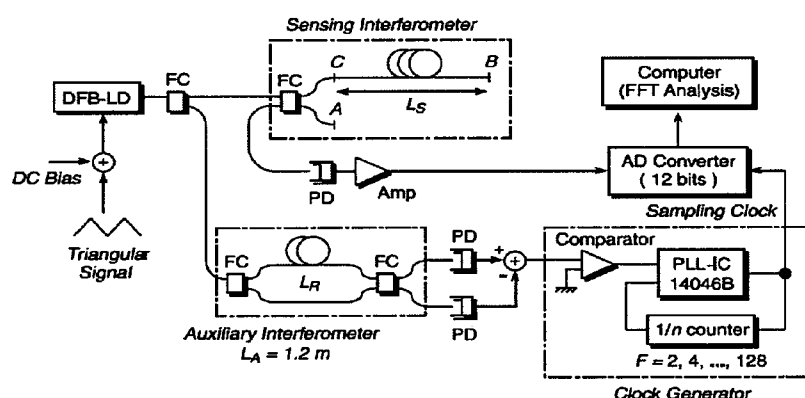


图 1.1 Koichi Iiyama 提出的 FMCW 测量系统^[30]

Figure 1.1 FMCW measurement system proposed by Koichi Iiyama^[30]

2010 年, Peter A 等人采用基于光纤的自外差技术, 使用两个锁相环, 利用

其相位差对激光器注入电流进行反馈控制, 调频带宽高达近 5THz, 实现了 1.5m 范围内, 86nm 的测距精度和 31 μm 的距离分辨率, 并使用 900m 的参考延迟线, 在大气中实现 902m 的目标测距, 距离分辨率为 100 μm ^[32]。

2016 年, 加州大学伯克利研究人员利用片上集成的 FMCW 激光雷达系统探测目标, 可探测的目标距离最远为 1.4m, 当目标距离为 50mm 时, 分辨率为 8 μm ^[33]。

2018 年, 美国国家标准局研究人员利用 FMCW 激光雷达, 透过火焰对物体的受热形变进行了测量。在距离 2m 的情况下, 测量精度可达 30 μm ^[34]。同年, 日本 Tatsuo Hariyama 等人采用单模垂直腔面发射型激光器作为 FMCW 激光雷达光源, 实现了距离为 2m 时, 精度为 2 μm , 距离分辨率为 360 μm ^[35]。

2019 年, Rini K 等人使用垂直腔面发射激光器作为激光源搭建系统, 探测距离为 17cm 时, 精度为 2.7 μm , 距离分辨率为 460 μm ^[36]。

国内也有多个学者对 FMCW 激光雷达测距进行了深入的研究。

2009 年, 装甲兵工程学院的赵继广采用外调制技术搭建了 FMCW 激光雷达测距系统, 通过锯齿波声光调频器件得到了带宽为 50MHz 的调制信号对目标进行探测, 在目标距离为 3m 时, 精度为 1.38cm^[38]

2011 年, 北京航空航天大学杨德钊等人分析了被测目标表面粗糙度等特性以及散斑噪声对于 FMCW 激光雷达拍频信号强度的影响, 搭建的系统对于 1cm 以内的目标距离, 测距精度优于 1mm, 测速精度优于 0.1mm/s, 分辨率能达到 0.1cm^[39]。

2012 年, 中科院的张琨锋等人采用可调谐激光器, 其调制带宽达到太赫兹级, 同时选用双相干通道对系统进行优化, 实验结果表明此系统的距离分辨率为 0.2mm^[40]。

2014 年, 天津大学的时光选择用窄线宽外腔式可调谐激光器作为光源, 完成了双路光纤 FMCW 激光雷达测距系统的搭建, 该系统的测量范围达到了 10m, 分辨率为 50 μm ^[41]。

2017 年, 中科院电子所的研究人员利用外调制技术生成线性调频激光信号, 对 1km 以外物体进行测量, 分辨率可达 4cm^[42]。2018 年, 利用 I/Q 调制器产生线性调频光信号, 对 1km 以外物体分辨率达到 2.5cm^[43]。

2020 年, 哈尔滨理工大学张洪英等人将注入锁定技术与激光外调制技术相结合, 搭建了 FMCW 激光雷达, 使用带宽为 6GHz 的线性调频光源对 3.93m 处目标进行测量, 距离分辨率为 2.5cm^[44]。同年, 上海理工大学赵潇等人搭建了单频-线性频率调制连续波激光雷达探测系统, 并采用卡尔曼滤波算法, 系统测距范围为 8m~2.7km, 测距分辨率为 1.25m^[45]。

2021 年, Lyu P 等人采用双相位跟踪的方法, 采用 400MHz 调频带宽的 FMCW 激光雷达信号, 目标距离为 0.6m, 测距精度为 40.1 μ m, 距离分辨率为 37.5cm^[37]。

目前在市场上, Nikon 公司已经推出了商用高精度 FMCW 激光雷达, 其代表产品型号分别为 MV330 和 MV350, 如图 1.2 所示为这两款产品的照片, 官网资料显示, 它们的工作距离分别为(2~30)m 和(2~50)m, 绝对距离的测量精度是 10 μ m+2.5 μ m/m, 其角度测量精度为 6.8 μ m/m, 三维综合分辨率为 10ppm^[46]。

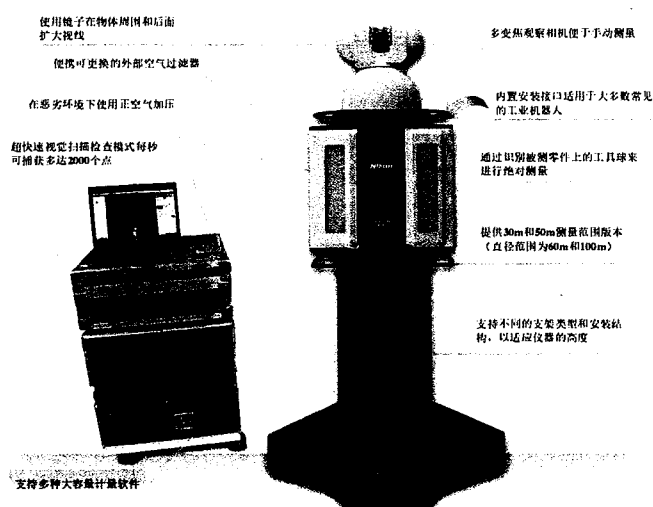


图 1.2 Nikon MV330/350 激光雷达^[46]

Figure 1.2 Nikon MV330/350 lidar^[46]

FMCW 激光雷达的距离分辨率与其调制信号带宽相关, 分辨率大都比较高, 但是就目前的国内外现状来看, 多用于近程目标探测, 探测距离最远也没超过 3km, 并且探测距离远时距离分辨率较低。使用 FMCW 激光雷达进行远程目标探测, 面临的挑战较多, 其中, 激光光源相位噪声就是一个很大的影响因素。

1.2.2 光源相位噪声补偿现状

探测目标距离增加, 回波信号光强将会随之衰减, 当其衰减到与噪声强度同

量级时，基于单脉冲探测的 FMCW 激光雷达测距方法将无法把目标回波信号从噪声中有效提取出来，这样会导致无法得到目标探测距离。在相干激光雷达探测系统中，激光器的光源强度噪声表现为其输出激光信号强度的起伏，光源相位噪声表现为相位的起伏，研究表明，谱线增宽的主要贡献来自量子相位变化的随机性^[47]，随着系统目标回波与本振光之间的光程差增加，其外差信号中光源的相位噪声随之增加，逐渐超过光源强度噪声成为系统噪声的主要来源^[48-51]。

1993 年 Shalini Venkatesh 等人提出了一种相干光学调频连续波的分析方法，显示了源于光源有限相干长度的相位噪声对离散反射和瑞利背向散射的测量限制，讨论了在一般情况下三个特定激光源精确测量范围对光学系统特定参数的依赖性，对相干调频连续波反射法模型进行了定量分析^[52]。

2009 年 Mahmood Bagheri 等人提出使用电前馈方案降低半导体激光器的相位噪声的方法，与反馈方法相比，该方法允许在宽频谱范围内消除相位噪声而无需考虑稳定性，适用于高品质因数谐振器作为延迟元件和高速低噪声电子器件的单片方法^[53]。

同年，樊歆昱等人提出了一种相位噪声补偿光频域反射测量法（Phase-noise-compensated Optical Frequency-domain Reflectometry, PNC-OFDR）^[54]，如图 1.3 所示。其测量范围比激光相干长度长得多，通过“连续生成的相位”（Concatenately Generated Phase, CGP），根据参考通道的信号来计算相位噪声，从而生成其他参考信号。将被测光纤分为几个部分，并使用不同的相位噪声补偿方案来补偿不同部分的激光相位噪声，利用许多参考信号来进行相位噪声补偿以获得高信噪比。

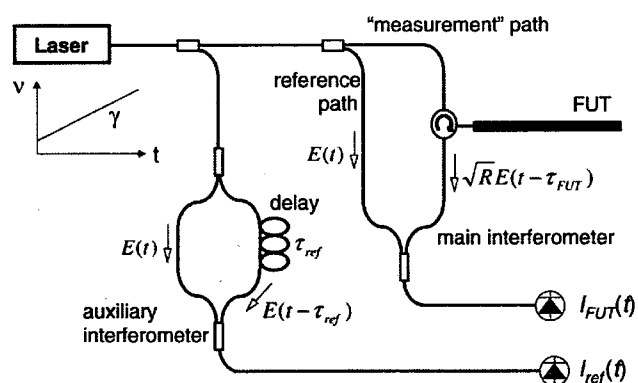


图 1.3 相位噪声补偿光学频域反射计示意图^[54]

Figure 1.3 Schematic diagram of phase noise compensation optical frequency domain reflectometer^[54]

2010 年 Firooz Aflatouni 等人提出半导体激光器前馈线宽减小方案, 其概念框图如图 1.4 所示, 使用前馈方法用 THz 增益带宽积的低噪声缩放晶体管, 在整体方法中可将半导体激光器的频率噪声降低 3-4 个数量级^[55], 2012 年在已有基础上提出利用电压控制振荡器将光源频率噪声转换为相位噪声以更好消除^[56]。

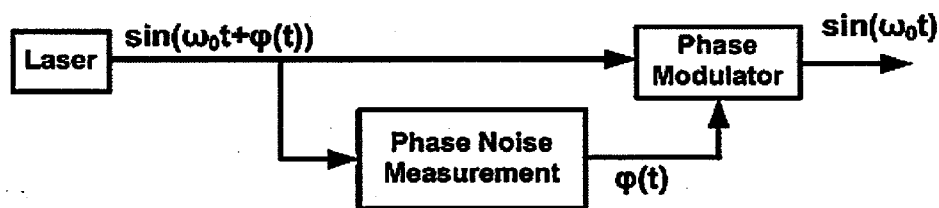


图 1.4 前馈相位噪声消除方案概念框图^[55]

Figure 1.4 Conceptual block diagram of feedforward phase noise compensation scheme^[55]

2011 年 Llopis 等人比较了两种不同激光相位噪声测量技术, 使用基于自差方法和接近 80MHz 中频的频谱分析证明了传统光学中使用长的光学延迟线 (几千米) 可以实现完全的信号去相关, 并证明简单地将该信号与光电二极管上的原始激光信号混合来测量激光线宽的方法是有效的^[57]。

2016 年 Weilin Xie 等人通过使用光学 FMCW 干涉技术, 利用宽带锁相来生成高度相干的线性调频信号, 与数字延迟匹配相位误差补偿相结合, 在 1.25mm 的傅里叶变换分辨率条件下, 能实现的距离范围大约是固有相干长度的 60 倍^[58]。

2020 年 Mohamad Hossein 等人发现反馈方案通常具有有限的带宽, 并且取决于激光器特性, 而前馈方案对增益和延迟适配高度敏感, 在此基础上, 使用集成纳米光子相位噪声滤波器, 将其放置于低成本激光器之后, 在没有光源干扰的情况下, 通过使用混合电光环路来抑制输入光的相位噪声^[59]。

激光光源的相位噪声主要是由于光子的自发辐射, 当采用 FMCW 激光雷达进行目标探测时, 其光源相位噪声的影响不可忽略。对于远距离目标探测, 本文选用的是级联的方法对光源的相位噪声进行补偿。

1.3 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距问题分析

当 FMCW 激光雷达进行远距离高分辨率目标测距时, 会面临着距离模糊、回波光光子数稀少、电子学处理带宽大和光源相位噪声的影响等问题。

1.3.1 距离模糊

FMCW 激光雷达测距的范围受激光频率的啁啾脉冲长度限制，当进行远距离目标探测时，目标回波信号的首个脉冲可能与本振光的第 m 个脉冲发生干涉，如图 1.5 所示，每个干涉周期内均包含有目标距离信息，此时光学外差频率并不是目标真实距离，会造成距离模糊。

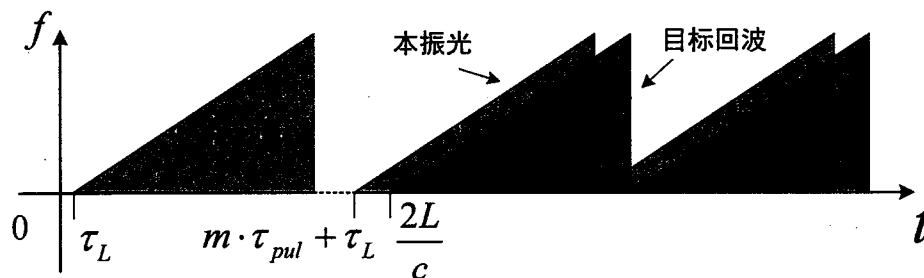


图 1.5 距离模糊

Figure 1.5 Range ambiguity

1.3.2 回波光子数稀少

当进行远距离目标距离测量时，由于激光在空气中长距离传输导致信号衰减，一个调频脉冲内可接收到的回波光子非常少，此时很难从光学外差探测电流的频谱中找到与目标距离相对应的频率峰值。

1.3.3 电子学处理带宽

FMCW 激光雷达测距技术的分辨率与调频脉冲带宽相关，带宽越大时，分辨率越高，但同时光学外差信号的频率也会随之增加，需要高频大带宽光电探测器和相应的电子学处理电路，而高频宽带电子学电路设计难度较高，并且根据奈奎斯特采样定理，系统的采样率也必须随之提高，这对后续数据处理也造成了一定的压力。

1.3.4 光源相位噪声

激光源相位噪声引起的干扰在短距离应用中通常被忽视，但进行远距离目标测距时，目标通道与本振光之间的相对延迟时间较大，激光源会产生巨大的相位噪声误差，引起拍频信号频谱展宽，并且也会使得光学外差探测电流中频率提取十分困难，特别是在目标回波光子数水平非常弱的情况下。

1.4 论文内容和结构

针对 FMCW 激光雷达测距, 本文详细分析了远距离 FMCW 激光雷达测距时所面临的问题, 研究了光源相位噪声补偿 (Phase Noise Compensation, PNC) 技术, 提出了一种二维数据处理方法和两步测量法, 以实现远距离 FMCW 激光雷达高分辨率测距, 进行了详细理论推导和实验验证。本论文的结构安排如下:

第一章为绪论, 主要介绍 FMCW 激光雷达测距的广阔应用前景和使用该方法进行远距离目标测距的优势。同时, 对 FMCW 激光雷达测距的发展现状进行介绍, 并对进行远距离测距时光源相位噪声影响的相关研究进展进行了介绍。然后, 仔细分析了远距离高分辨测距时存在的相关问题。最后, 对本课题的主要研究内容进行概述。

第二章首先介绍了 FMCW 激光雷达测距的基本理论, 在此基础上, 针对远距离目标测距时存在的问题, 提出了一种利用周期性线性调频激光信号进行远距离 FMCW 激光雷达测距的二维数据处理方法。然后, 为实现远距离 FMCW 激光雷达高分辨率测距, 提出了先粗测后精测的两步测量法。对这两者进行了详细的理论推导。

第三章研究了光源相位噪声的影响与补偿技术。根据激光光源的相位噪声理论模型, 建立了利用辅助参考外差通道对光源相位噪声进行记录, 然后对目标通道的光源相位噪声进行补偿的基本理论, 进行了相关的理论推导。

第四章是激光源 PNC 方法的实验研究, 对该方法进行了室内纯光纤实验和室外空间传输实验, 介绍了实验过程以及相关结果, 对不同场景下该方法的补偿效果进行了实验验证。

第五章是远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距的实验研究, 进行了目标距离为 12km 时, 目标回波强和目标回波弱两种情况的外场实验以及 19.5km 的外场实验, 结合论文中所提二维 FFT 和 PNC 方法进行验证。

第六章是对本论文研究工作的总结与展望, 对论文的研究内容和遇到的问题进行了相关的归纳总结, 并对论文未来工作方向进行了展望。

第2章 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距原理

本章主要介绍 FMCW 激光雷达测距的基本原理，在此基础上，对远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距进行相关的理论推导，包括远距离高分辨率测距时光学外差探测公式推导，二维信号处理和两步法测量方案的理论分析。

2.1 FMCW 激光雷达测距基本原理

FMCW 激光雷达测距是通过向待测目标发射频率连续调制的激光，将目标回波信号与同一脉冲的本振光混合进行干涉测量，经光学外差探测后得到拍频信号，距离信息与拍频线性耦合。FMCW 激光雷达常见的调制波形有三种，分别为锯齿波调制、三角波调制和正弦波调制^[60]。

假设使用锯齿波对激光源的频率进行连续调制，本振光（由探测信号分束而来）与目标回波信号来自于同一相干激光源。由此，锯齿波调制下的 FMCW 干涉后拍频信号频率关系如图 2.1 所示，其中，实线代表本振光，虚线代表目标回波^[15]。

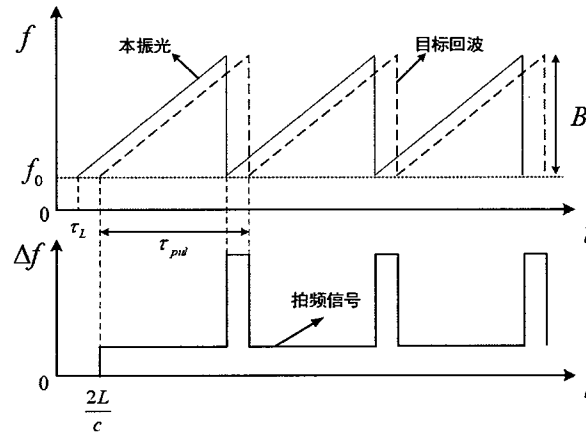


图 2.1 FMCW 锯齿波测距雷达原理

Figure 2.1 Schematic diagram of FMCW sawtooth wave ranging radar

FMCW 激光雷达测距一般采用线性调频激光，最简单的线性调频激光信号表示为：

$$s(t) = A_0 \cdot \exp \left\{ j \left[2\pi \left(f_0 \cdot t + \frac{1}{2} k t^2 \right) + \varphi_n(t) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right\} \quad \dots(2.1)$$

式中： A_0 为激光幅值； f_0 为激光载频； k 为调频率； τ_{pul} 为调频脉冲长度； φ_n 为瞬时激光源相位噪声， $rect(\cdot)$ 是一个矩形函数。

式 (2.1) 为周期信号，其调频带宽表示为：

$$B = k \cdot \tau_{pul} \quad \dots(2.2)$$

目标散射光子在距离 L 处的回波信号可以表示为：

$$s_t(t) = A_t \cdot \exp \left\{ j \left[2\pi f_0 \cdot \left(t - \frac{2L}{c} \right) + \pi k \left(t - \frac{2L}{c} \right)^2 + \varphi_n \left(t - \frac{2L}{c} \right) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - \frac{2L}{c} - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right\} \quad \dots(2.3)$$

式中： A_t 为目标回波信号振幅； c 为光速。

与目标回波进行相干外差探测的本振光从式 (2.1) 中相同的激光源中分束而来，其表达式为：

$$s_L(t) = A_L \cdot \exp \left\{ j \left[2\pi f_0 \cdot (t - \tau_L) + \pi k (t - \tau_L)^2 + \varphi_n(t - \tau_L) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_L - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right\} \quad \dots(2.4)$$

式中： A_L 为本振信号振幅； τ_L 为本振光延迟时间。

从图 2.1 可知，为了不产生距离模糊，采用单脉冲测距的常规 FMCW 激光雷达要求：

$$\frac{2L}{c} - \tau_L \leq \tau_{pul} \quad \dots(2.5)$$

这样，经光学外差探测，由式 (2.3) (2.4) 可得目标通道外差信号表达式为：

$$\begin{aligned} s_{sig}(t) &= s_t(t) \cdot [s_L(t)]^* \\ &= A_L A_t \exp \left\{ j 2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) + \frac{k}{2} \left(\tau_L^2 - \frac{4L^2}{c^2} \right) + k \tau_L \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) \right] \right\} \\ &\quad \cdot \exp \left\{ j \left[\varphi_n \left(t - \frac{2L}{c} \right) - \varphi_n(t - \tau_L) \right] \right\} \\ &\quad \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - \frac{2L}{c} - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right\} \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - \tau_L - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right\} \quad \dots(2.6) \end{aligned}$$

其中，目标回波与本振光的外差信号相位表达式为：

$$\phi(t) = 2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) + \frac{k}{2} \left(\tau_L^2 - \frac{4L^2}{c^2} \right) + k \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) t \right] + \varphi_n \left(t - \frac{2L}{c} \right) - \varphi_n(t - \tau_L) \quad \dots(2.7)$$

其中相位关于时间的斜率就是相干外差信号的光电流频率，即拍频信号频率 Δf 可表示为：

$$\Delta f = k \left(\frac{2L}{c} - \tau_L \right) \quad \dots(2.8)$$

一般来说， τ_L 为本振光延迟时间，且为常数，则探测目标距离 L 可表示为：

$$L = \frac{c}{2} \cdot \left(\frac{\Delta f}{k} + \tau_L \right) \quad \dots(2.9)$$

式 (2.9) 表明，目标距离与拍频信号频率线性相关。通过拍频信号频率，即可算出目标距离——这是 FMCW 激光雷达测距的基本原理。

当激光光源相位噪声经补偿后可忽略时，根据傅里叶变换的基本性质，由 (2.6) 和 (2.8) 两式可得测距分辨率为：

$$\delta L = \frac{c}{2k} \cdot \delta(\Delta f) = \frac{c}{2k} \cdot \frac{1}{\tau_{pul} - \left(\frac{2L}{c} - \tau_L \right)} \geq \frac{c}{2k} \cdot \frac{1}{\tau_{pul}} = \frac{c}{2B} \quad \dots(2.10)$$

从上式可以看出，测距分辨率与调频带宽 B 成反比，带宽越大，分辨率越高。并且从该式可看出，为获得好的测距分辨率，要求：

$$\frac{2L}{c} - \tau_L \ll \tau_{pul} \quad \dots(2.11)$$

2.2 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距原理

当对远距离探测目标进行高分辨率测距探测时，常规的基于单脉冲探测的 FMCW 激光雷达会面临目标回波光子数少、噪声大等问题，为此，本文提出采用周期性连续频率调制的激光信号进行探测的 FMCW 激光雷达测距方案。

如图 2.2 所示，假设 FMCW 的探测激光和本振激光均采用相同的周期性的锯齿波 FMCW 信号，目标回波与本振光的第二个或者第 N 个调频脉冲发生干涉，每个干涉周期内均包含有目标距离信息，此时光学外差探测的拍频频率所对应的距离并不是目标与 FMCW 激光雷达之间的距离。

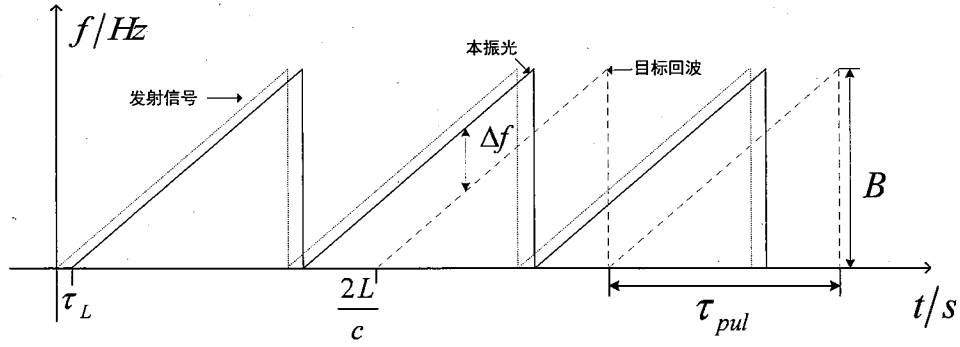


图 2.2 周期性 FMCW 激光雷达测距干涉

Figure 2.2 Periodic FMCW laser ranging interference

2.2.1 光学外差探测公式

在周期性连续频率调制的激光信号进行探测的 FMCW 激光雷达中，我们假设目标回波信号的首个调频脉冲与本振光的第 m 个调频脉冲进行外差混合，目标回波（Echo）、本振光（Local）与光学外差探测电流（Ohd）之间的时序关系如图 2.3 所示，其中 $m \cdot \tau_{pul} + \tau_L \leq \frac{2L}{c}$ ，有效的光学外差探测脉冲长度设为 τ_{pul0} 。

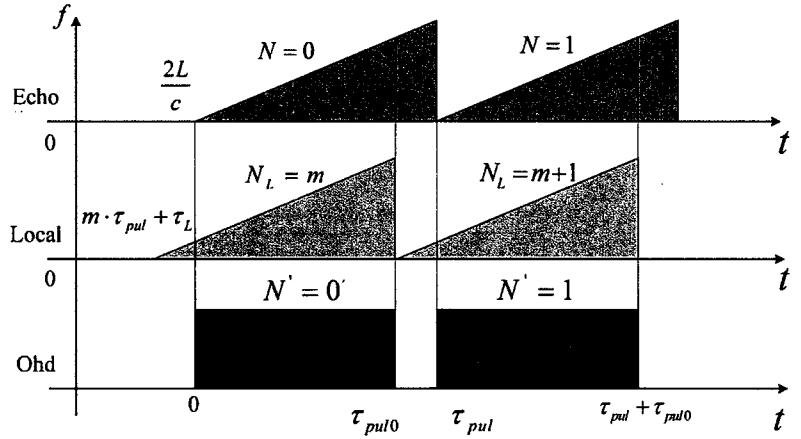


图 2.3 目标回波、本振光与光学外差探测电流之间的时序关系

Figure 2.3 Time sequence between return echo, local signal and optical heterodyne detection current

此时目标回波的表达式为：

$$s_t(t) = A_t \cdot \sum_{N=0}^{\infty} \exp \left\{ j \left[2\pi f_0 \left(t - \frac{2L}{c} \right) + \pi k \left(t - \frac{2L}{c} - N\tau_{pul} \right)^2 + \varphi_n \left(t - \frac{2L}{c} \right) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{2L}{c} - N\tau_{pul} - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right) \quad \dots(2.12)$$

本振光的表达式为:

$$s_L(t) = A_L \cdot \sum_{N_L=0}^{\infty} \exp \left\{ j \left[2\pi f_0(t - \tau_L) + \pi k \left(t - N_L \cdot \tau_{pul} - \tau_L \right)^2 + \varphi_n(t - \tau_L) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - N_L \cdot \tau_{pul} - \frac{\tau_{pul}}{2} - \tau_L}{\tau_{pul}} \right) \quad \dots(2.13)$$

经光学外差探测后, 目标回波信号与本振光的干涉电流可写为:

$$i(t) = 2R \cdot \text{Re} \left\{ s_r(t) \cdot s_L(t)^* \right\} + i_{sh}(t) \\ = 2R \cdot \text{Re} \left\{ A_L A_r \sum_{N=0}^{\infty} \sum_{N_L=m}^{\infty} \exp \left\{ j\pi \left[k \left(t - \frac{2L}{c} - N\tau_{pul} \right)^2 - k \left(t - N_L \cdot \tau_{pul} - \tau_L \right)^2 \right] \right. \right. \\ \left. \left. + j2\pi f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) + j \left[\varphi_n \left(t - \frac{2L}{c} \right) - \varphi_n(t - \tau_L) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \frac{2L}{c} - N\tau_{pul} - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right) \cdot \text{rect} \left(\frac{t - \tau_L - N_L \cdot \tau_{pul} - \frac{\tau_{pul}}{2}}{\tau_{pul}} \right) \right\} + i_{sh}(t) \quad \dots(2.14)$$

式中: R 是光电二极管的响应度; $i_{sh}(t)$ 是强本振信号引起的散粒噪声。

如图 2.3 所示, 通过使用替代符号:

$$\begin{cases} t' = t - \frac{2L}{c} \\ \tau_{pul0} = (m+1) \cdot \tau_{pul} + \tau_L - \frac{2L}{c} \end{cases} \quad \dots(2.15)$$

式中: τ_{pul0} 为单个调频周期内有效的外差信号长度。其值越大, 目标回波光子与本振信号光子重叠越多, 有效外差信号越长。

根据图 2.3, 经过滤波后, 目标回波与本振光进行相干外差后干涉电流的表达式 (2.12) 可以进一步写为:

$$\begin{aligned}
 i(t') &= i\left(t - \frac{2L}{c}\right) \\
 &= 2R \cdot \text{Re} \left\{ A_L A_t \sum_{N=0}^{N_0-1} \exp \left\{ j2\pi \left[k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) \cdot \left(t' - N \cdot \tau_{pul} + \frac{\tau_{pul} - \tau_{pul0}}{2} \right) \right] \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + j2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) \right] + j \left[\varphi_n(t') - \varphi_n\left(t' + \frac{2L}{c} - \tau_L\right) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left(\frac{t' - N \cdot \tau_{pul} - \frac{\tau_{pul0}}{2}}{\tau_{pul0}} \right) \right\} + i_{sh}\left(t' + \frac{2L}{c}\right) \quad \dots(2.16)
 \end{aligned}$$

式中： N_0 是用于测距的调频脉冲总数。

式 (2.16) 是采用在周期性连续频率调制的激光信号进行探测的 FMCW 激光雷达测距的测距方程。可以看到，该测距方程具有如下特点：

第一，是一个周期性的正弦脉冲函数，正弦函数频率为 $|k(\tau_{pul} - \tau_{pul0})|$ ，脉冲宽度为 τ_{pul0} ，重复周期为 τ_{pul} ；

第二，目标距离与正弦函数频率 $|k(\tau_{pul} - \tau_{pul0})|$ 之间具有线性关系；

第三，含有与光源相位噪声有关的相位噪声项 $\varphi_n(t') - \varphi_n\left(t' + \frac{2L}{c} - \tau_L\right)$ 。

一般的 FMCW 激光雷达测距技术是通过测量发射信号与回波信号之间的频率来求得目标距离，在目标回波强的情况下使用一个调频脉冲测距的数据处理方法即可得到目标距离。但是在目标距离较远且目标返回光子十分稀少的情况下，如式 (2.16) 所示，此时相干外差信号是伴随着相位噪声和散粒噪声的周期性正弦信号，单个调频周期内的目标回波可能会被噪声所淹没。

如果按一般的 FMCW 激光雷达测距的数据处理方式，即对式 (2.16) 进行整段长时间 FFT 且忽略其中的相位噪声，此时式 (2.16) 将表示为：

$$\begin{aligned}
 F(f) &= 2RA_L A_t \cdot \tau_{pul0} \sin c \left\{ \left[k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) - f \right] \tau_{pul0} \right\} \cdot \frac{\sin(\pi \tau_{pul} f \cdot N_0)}{\sin(\pi \tau_{pul} f)} \\
 &\quad \cdot \exp \left\{ j2\pi \left[k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) - f \right] \frac{\tau_{pul0}}{2} \right\} \cdot \exp \left\{ -j\pi \tau_{pul} f (N_0 - 1) \right\} \quad \dots(2.17) \\
 &\quad \cdot \exp \left\{ j2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) + k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) \frac{\tau_{pul} - \tau_{pul0}}{2} \right] \right\} + I_{sh}(f)
 \end{aligned}$$

可见，上式中，目标距离对应的频谱信号部分 $\sin c \left\{ \left[k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) - f \right] \tau_{pul0} \right\}$ 被周期性函数形成的栅栏频谱 $\frac{\sin(\pi \tau_{pul} f \cdot N_0)}{\sin(\pi \tau_{pul} f)}$ 所调制，外差信号 (2.17) 式的频率

与目标距离不具有——对应关系。

图 2.4 给出了 (2.17) 式的仿真计算例子 (忽略了相位噪声和散粒噪声)。图 2.4(a) 所示为测距脉冲数 $N_0 = 1$ 的情形; 图 2.4(b) 为测距脉冲数 $N_0 = 10000$ 的情形。可见, 图 2.4(a) 中, 拍频信号频谱图中仅有单个峰值, 目标距离与该峰值频率——对应, 这是常规 FMCW 激光雷达测距情况。但是, 当测距脉冲数 $N_0 = 10000$ 时, 图 2.4(b) 中所示有严重的栅栏效应, 外差信号频谱中, 存在多个不同幅度的峰值, 除目标对应的频谱峰值外, 还含有虚假目标信息, 测量误差较大。

图 2.4 还是忽略了拍频信号中的噪声的情况, 在实际工作中, 必然存在相位噪声和散粒噪声, 且目标回波微弱, 则简单的傅里叶变换难以提取目标距离信息。

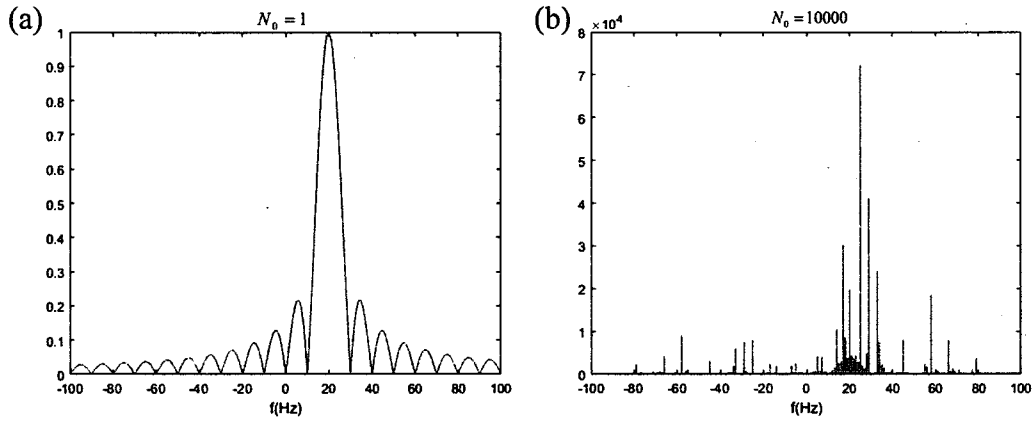


图 2.4 不同脉冲数 N_0 的拍频信号频谱: (a) $N_0=1$, (b) $N_0=10000$

Figure 2.4 Spectrum of beat signal with different number of chirping pulses: (a) $N_0=1$, (b) $N_0=10000$

2.2.2 二维信号处理

为了从式 (2.16) 表达的光学外差信号中准确地提取目标距离信息, 我们采用了 SAL 中的信号处理技巧^[18-21], 即将式 (2.16) 中的全时间变量 t' 分为描述频率调制的快时间 t_k 和描述调频脉冲数的慢时间 t_s , 如下所示:

$$\begin{cases} t' = t_s + t_k \\ t_s = n \cdot \tau_{pul} & n = 0, 1, \dots, N_0 - 1 \\ t_k \in [0, \tau_{pul0}] \end{cases} \quad \dots(2.18)$$

利用式 (2.18) 可以将式 (2.16) 中所表示的信号进行分割, 并将其写成二维形式, 如下所示:

$$i(t_s, t_k) = 2R \cdot \text{Re} \left\{ \begin{aligned} & A_L A_t \exp \left\{ j2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) + k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) \cdot \left(t_k + \frac{\tau_{pul} - \tau_{pul0}}{2} \right) \right] \right\} \right\} \\ & \cdot \exp \left\{ j \left[\varphi_n(t_s + t_k) - \varphi_n \left(t_s + t_k + \frac{2L}{c} - \tau_L \right) \right] \right\} \cdot \text{rect} \left(\frac{t_k - \frac{\tau_{pul0}}{2}}{\tau_{pul0}} \right) \end{aligned} \right\} + i_{sh}(t_s, t_k) \quad \dots(2.19)$$

由于单个调频脉冲长度一般较短，在此期间内相位噪声变化不大，因此式(2.19)中激光光源相位噪声引起的相位误差项表示为：

$$\Delta\varphi(t_s, t_k) = \varphi_n(t_s + t_k) - \varphi_n \left(t_s + t_k + \frac{2L}{c} - \tau_L \right) \approx \varphi_n(t_s) - \varphi_n \left(t_s + \frac{2L}{c} - \tau_L \right) \quad \dots(2.20)$$

假设激光源的相位噪声被完全补偿，对式(2.19)在时间域 (t_s, t_k) 上进行二维 FFT 可得：

$$\begin{aligned} F\{i(t_s, t_k)\} &= 2RA_L A_t \cdot N_0 \cdot \tau_{pul} \cdot \tau_{pul0} \\ & \cdot \exp \left\{ j2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) + k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) \cdot \left(\frac{\tau_{pul} - \tau_{pul0}}{2} \right) \right] \right\} \\ & \cdot \exp \left\{ j\pi \left[k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) - f_k \right] \cdot \tau_{pul0} \right\} \cdot \exp \left\{ -j\pi N_0 \tau_{pul} \cdot f_s \right\} \\ & \cdot \sin c \left\{ N_0 \tau_{pul} \cdot f_s \right\} \cdot \sin c \left\{ \left[k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) - f_k \right] \cdot \tau_{pul0} \right\} + F\{i_{sh}(t_s, t_k)\} \end{aligned} \quad \dots(2.21)$$

式中： $F\{\cdot\}$ 是二维傅里叶变换， $N_0 \cdot \tau_{pul}$ 是测距总时长。 (f_s, f_k) 分别代表 (t_s, t_k) 的 FFT 频率，在 SAL 的专业术语中分别被称为方位向频率 f_s 和距离向频率 f_k 。

由(2.21)式中的 sinc 函数可知，经过二维 FFT 后，一个目标距离元在二维频率平面 (f_s, f_k) 上表现为一个成像点，位置为：

$$\begin{cases} f_k = k(\tau_{pul} - \tau_{pul0}) = k \left(\frac{2L}{c} - m \cdot \tau_{pul} - \tau_L \right) \\ f_s = 0 \end{cases} \quad \dots(2.22)$$

并且，目标距离仅与距离向频率 f_k 数值相关，与方位向频率 f_s 数值无关。由此，可计算得到目标距离为：

$$L = \frac{c}{2} \left[(m \cdot \tau_{pul} + \tau_L) + \frac{f_k}{k} \right] \quad \dots(2.23)$$

距离分辨率为:

$$\rho_L = \frac{c}{2k\tau_{pul0}} = \frac{c}{2B} \cdot \frac{\tau_{pul}}{\tau_{pul0}} \geq \frac{c}{2B} \quad \dots(2.24)$$

进一步分析式 (2.21) 可看出, 这种二维处理方法, 快时间 FFT 压缩产生了距离分布, 慢时间 FFT 压缩则将所有调频脉冲光子相干累加到相应的距离元中。

二维平面 (f_s, f_k) 上, 频谱峰值强度正比于 $(RA_L A_t \cdot N_0 \cdot \tau_{pul} \cdot \tau_{pul0})^2$, 即累计脉冲数越多, 频谱幅度越高。例如, 该方法使用数千个调频脉冲, 与一般的 FMCW 激光雷达测距只使用一个调频脉冲内的光子相比, 信号频谱强度提高 6 个数量级, 显著提高目标回波信号的信噪比 (Signal-to-noise ratio, SNR)。

从物理上, 这种采用连续周期 FMCW 激光信号探测和二维数据处理方法, 能够把同一距离单元的目标回波光子相干累加起来。累加脉冲数越多, 信号光子数越多, 信噪比越高。

从式 (2.22) 还可以看出:

测距公式中存在参数 m , 只有已知 m 值才能得到准确的目标距离值;

外差信号频率与有效信号长度 τ_{pul0} 有关, τ_{pul0} 越大, 越有利于降低外差信号频率, 相应地也能够降低电子学处理信号频率;

若光源相位噪声补偿不够, 存在残存相位误差, 将影响慢时间聚焦效果, 如 $f_s \neq 0$, 但不影响快时间聚焦, 即不影响测距。

参数 m 的求解方法, 将在下节给出。

2.2.3 两步法测量方案

如式 (2.22) 所示, FMCW 激光测距雷达中, 光学外差探测后光电流频率随激光调频带宽与目标距离的乘积线性增加。为了获得准确的目标距离值, 同时降低远距离和高分辨率测距的电子学处理带宽, 必须知道参数 m 的数值。

参数 m 的取值与待测目标距离有关, 为此, 我们提出两步法测量方案。

两步法测量方案操作如下:

步骤 1, 粗测。设置 FMCW 激光雷达工作在小带宽长脉冲时间的激光调频

信号下，对目标进行测量，获得目标的粗略距离。由于调频脉冲时间长，其不模糊的目标距离范围变大。这一步可称为低分辨率粗测，目的是获得目标的距离估计值。

步骤 2，精测。根据目标粗测距离、高分辨率测距对应的调频带宽、激光雷达电子学处理带宽等要求，利用一定的数学规则，计算获得一个 m 值和与高分辨率测距调频带宽相对应的调频脉冲长度值。设置 FMCW 激光雷达工作在高分辨率测距调频带宽值和调频脉冲长度值下，然后对目标进行测量，获得外差信号，进而利用上节所述的二维数据处理方法求得目标距离值。这一步可称为高分辨率精测，目的是获得目标距离的高分辨率精确值。

采用这种两步法测量方案，FMCW 激光雷达可以使用相对低带宽的电子器件来实现远距离高分辨率目标距离测量。

假设 FMCW 激光雷达具有最大不模糊测量距离 $L_{\max}$ 和模数转换器速率 B_D ，则其电子学处理带宽应为 $B_e \leq \frac{1}{2} B_D$ ，步骤 1 粗测时的激光调频带宽和调频脉冲长度设置为：

$$\begin{cases} B_1 \leq 2B_e \\ \tau_{pul1} \geq 2 \cdot \frac{2L_{\max}}{c} \end{cases} \quad \dots(2.25)$$

在这种情况下，目标回波光子和本振光的首个调频脉冲中的光子混合，此时 $m=0$ ，目标通道中光学外差探测后信号频率小于 B_e 。根据式 (2.23)，步骤 1 所测得的目标粗测距离为：

$$L_1 = \frac{c}{2} \left(\frac{f_{k1}}{k_1} + \tau_L \right) \quad \dots(2.26)$$

式中： $k_1 = \frac{B_1}{\tau_{pul1}}$ ， f_{k1} 为步骤 1 中目标回波的外差信号频率。

在步骤 2 高分辨率测量中，设置大调频带宽为 B_2 ，调频脉冲宽度 τ_{pul2} 可以用下式算出：

$$B_L \leq f_{k2} = k_2 \cdot \left| \frac{2L_1}{c} - (m \cdot \tau_{pul2} + \tau_L) \right| \leq B_e \quad \dots(2.27)$$

式中： f_{k_2} 是目标通道外差信号频率， $k_2 = \frac{B_2}{\tau_{pul2}}$ 是步骤 2 高分辨率测量的激光调频率， B_L 是低频限制，为了避免外差信号中 $1/f$ 噪声的干扰。

并且， B_L 的低频限制还有助于保持目标回波信号延时与第 m 个本振延时不相等的关系，如下所示：

$$\frac{2L_1}{c} \neq m \cdot \tau_{pul2} + \tau_L \quad \dots(2.28)$$

此时外差探测的拍频信号频率不为零，从而得到精确的高分辨率目标距离测量值，如下式所示：

$$L_2 = \begin{cases} \frac{1}{2} \cdot c \cdot \left[\frac{f_{k_2}}{k_2} + (m \cdot \tau_{pul2} + \tau_L) \right] & \frac{2L_1}{c} > m \cdot \tau_{pul2} + \tau_L \\ \frac{1}{2} \cdot c \cdot \left[(m \cdot \tau_{pul2} + \tau_L) - \frac{f_{k_2}}{k_2} \right] & \frac{2L_1}{c} < m \cdot \tau_{pul2} + \tau_L \end{cases} \quad \dots(2.29)$$

用于 PNC 的参考通道的外差探测的拍频信号频率也有与式 (2.27) 同样的要求，如下所示：

$$B_L \leq f_{kr} = k_2 \cdot \left| \frac{L_{ref}}{c} (m_r \cdot \tau_{pul2} + \tau_{Lr}) \right| \leq B_e \quad \dots(2.30)$$

式中： f_{kr} 是参考通道外差信号频率， L_{ref} 是参考通道的光纤延迟长度， m_r 的含义是参考通道信号的首个脉冲与第 m_r 个本振信号进行相干外差探测， τ_{Lr} 为参考通道的本振光延迟时间。

在这个 FMCW 激光雷达中，无论是目标通道还是参考通道，本振光信号时延和目标距离时延相比一般都很小，所以为了简便起见，通常令 $\tau_L \approx 0, \tau_{Lr} \approx 0$ ，以便于更好的寻找脉冲整数 m 和调频脉冲长度 τ_{pul2} 。

根据 (2.27) 不等式，若给定 B_L, B_e, B_2 和 L_1 等数值，则可以获得合适的调频脉冲长度 τ_{pul2} 和脉冲整数 m 的值。

2.3 小结

本章首先介绍了 FMCW 激光雷达测距的基本原理，然后根据远距离测距时

存在的问题提出了远距离高分辨率 FMCW 激光雷达的测距原理，进行了理论推导。根据远距离目标回波光光子数少的问题，指出了一般 FMCW 激光雷达测距方法的不足，提出了二维 FFT 的数据处理方法，预防了对整段时间进行 FFT 带来的栅栏效应的发生，并且经二维 FFT 后，目标距离元强度与处理总脉冲数 N_0 的平方成正比，因此对于微弱回波信号，可以增加信号处理的总脉冲数来达到测量目标距离的目的。针对高分辨率测量时所对应的调频信号带宽和电子学处理带宽相冲突的情况，提出了两步法测量方案，步骤 1 为采取小带宽长脉宽信号对目标距离进行粗测，步骤 2 则选定高分辨率所对应的调频带宽后，再根据步骤 1 所测得的目标粗测距离，相应地选择合适的调频脉冲宽度进行高分辨率精测，并对其过程进行了详细的理论推导。

第3章 激光光源相位噪声补偿原理

激光调制信号的时间相干性对于 FMCW 激光雷达测距影响较大。激光器所发射的单频激光信号会因光子自发辐射现象而产生幅度噪声和相位噪声^[61]。但是由于激光器通常工作在饱和放大状态,和激光输出强度相比较,其幅度噪声强度一般较小,并且选用平衡光电探测器进行接收,也可以有效地削弱回波信号中的幅度噪声,因此,在本文研究过程中,可以将光源的幅度噪声影响忽略,只考虑相位噪声^[62]。当进行相干外差探测时,本振光和回波信号均为不同延时的同源激光调制信号,外差信号中光源的相位噪声与外差信号延时成正比^[63,64]。当进行远距离目标探测时,本振光与目标回波延时相差较大,外差信号的峰值频率与目标距离相关,但相位噪声的存在会展宽拍频,影响测距分辨率,导致无法准确测得目标距离。因此,对激光光源的相位噪声特性和相关补偿技术进行研究具有重要意义。

3.1 激光光源相位噪声数学模型

激光光源相位噪声主要由光子自发辐射现象产生,将激光调制信号的复光场等效为如图 3.1 所示的模型,以便对光源相位噪声产生的机制进行分析。

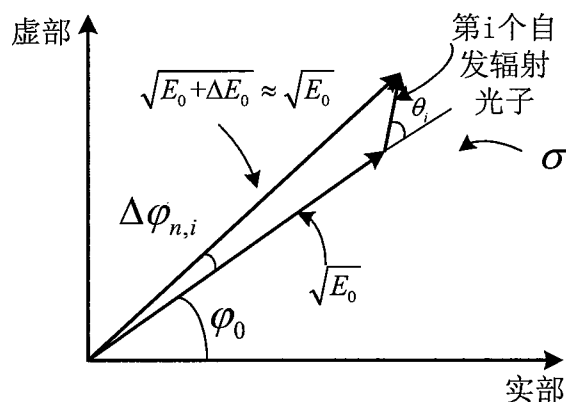


图 3.1 激光信号相位噪声模型

Figure 3.1 Phase Noise Model of Laser Signal

在复光场平面上,激光源发射信号由大量的受激辐射光子和少量的自发辐射光子共同组成,其中受激辐射光场强度为 E_0 ,同时叠加自发辐射光子部分。而由

于光子的自发辐射现象随机产生, 其相位 θ 是在 $[-\pi, \pi]$ 范围内均匀分布的随机量, 在这段时间内, 光子自发辐射的数量是满足高斯分布的随机量, 期望为 $A\tau$, 其中 A 为光子的自发辐射概率。光子受激辐射强度 E_0 一般远大于 1, 将由于第 i 个自发辐射光子导致的输出相位偏移表示为:

$$\Delta\varphi_{n,i} \approx \frac{\sin(\theta_i)}{\sqrt{E_0}} \delta(t-t_i) \quad \dots(3.1)$$

式中: $\delta(t)$ 函数表示在 t_i 时刻产生第 i 个自发辐射的光子。

由于在时间 τ 内所有自发辐射的光子都会对输出激光的相位偏移产生影响, 因此对其进行累加后为输出激光的相位偏移:

$$\Delta\varphi_n = \sum_i E_0^{-1/2} \sin(\theta_i) \delta(t-t_i) \quad \dots(3.2)$$

随机过程的相位偏移方差是其自相关函数的期望, 对式 (3.1) 取自相关函数的期望可得到激光光场的相位偏移方差:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Delta\varphi}^2 &= E[\Delta\varphi(t)\Delta\varphi(u)] \\ &= E_0^{-1} E\left[\sum_i \sin^2(\theta_i)\right] E\left[\sum_i \delta(t-t_i)\delta(u-t_i)\right] \\ &= \frac{A\tau}{2E_0} \end{aligned} \quad \dots(3.3)$$

式中: 自发辐射光子的相位 θ_i 是在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布的随机量。

实际上在光电器件中, 光子自发辐射现象所造成的幅度扰动一般会耦合到输出激光的相位上, 产生另外一个相位偏移的分量, 考虑到这部分分量的影响, 在时间 τ 内, 相位偏移的方差被表示为:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = \frac{A\tau}{2E_0} (1 + \alpha^2) \quad \dots(3.4)$$

式中: α 为幅度扰动到激光信号相位偏移的耦合系数。

为了对激光信号中相位噪声的水平进行衡量, 将单位时间范围内相位偏移 $\Delta\varphi$ 的方差定义为激光光源线宽 $\Delta\nu$, 单位为 Hz 。激光信号在时间 τ 内相位偏移方差^[29]为:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2(\tau) = 2\pi\Delta\nu\tau \quad \dots(3.5)$$

在任意时间 τ 内, 光子自发辐射数量呈正态分布, 所以光源输出信号相位偏移也为高斯分布, 其方差与时间 τ 线性相关, 系数为 $2\pi\Delta\nu$, 其统计特性表现为非平稳的随机行走过程^[51]。光源相位噪声在光学外差信号中产生的相位误差噪声同样呈现平稳随机特性, 其统计特性服从零均值高斯分布。

3.2 激光光源相位噪声补偿理论

3.2.1 相位噪声补偿基本理论

由式 (3.5) 可看出, 时间 τ 随着测量目标距离的增加而增加, 激光光源相位噪声随之线性增长, 相位噪声会影响目标外差信号中的相位, 引起拍频展宽, 导致无法得到准确的拍频频率, 对测量结果造成影响。

当对近距离目标进行探测时, 目标回波与本振光的时延都很小, 两者的差更小, 激光光源相位噪声在光学外差信号中引入的相位误差噪声很小, 可以忽略。但是, 当进行远距离测距时, 目标回波与本振光时延差很大, 激光光源相位噪声在光学外差信号中引入的相位误差噪声很大, 不能忽略, 因此需要对光学外差信号中的光源相位噪声进行补偿, 以消除光源相位噪声对测距的影响。

对于相干外差探测信号来说, 式 (3.5) 中激光光源相位噪声方差 $\sigma_{\Delta\varphi}^2(\tau)$ 可以被表示为:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2(\tau) = 2\pi\Delta\nu \left(\frac{2L}{c} - \frac{R_L}{c} \right) \quad \dots(3.6)$$

式中: R_L 为本振光延时距离。

从式 (3.6) 中可以看出, 在本振光延时距离不变的情况下, 随着目标探测距离 L 的增大, 激光光源相位噪声方差线性增加。若想减小激光光源相位噪声影响, 可以增加本振光延时, 使其延时长度与目标距离相匹配, 并且从式 (3.6) 中还可以看出, 若 $R_L = 2L$, 激光光源相位噪声方差为零, 此时激光光源相位噪声影响完全被消除。但是进行目标测距时, 一般探测距离未知, 无法在探测前就选择与之相匹配的本振光延时, 并且, 当进行远距离目标探测时, 若相应增加本振光延时也会导致系统笨重, 适用性不好。

激光光源相位噪声的测量常采用光学外差探测法, 即除目标通道外, 再引入一路辅助参考通道, 对两个通道的外差信号同时进行采样, 如图 3.2 所示。

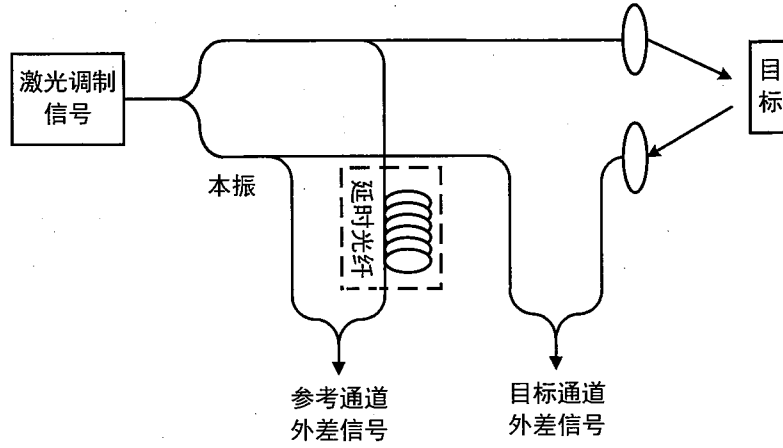


图 3.2 激光调制信号 PNC 示意图

Figure 3.2 Schematic of Laser Modulated Signal PNC

图 3.2 中，参考通道光学外差信号通过一段延迟光纤环记录激光光源相位噪声，目标通道光学外差信号中也包含激光光源相位噪声。由于参考通道与目标通道的光学外差信号来源于同一个激光光源，两个通道中由光源相位噪声引入的相位误差具有相关性。通过参考通道光学外差信号提取激光源的相位噪声信息，可以构建与目标通道相匹配的相位噪声函数，从而补偿激光光源相位噪声对目标通道光学外差信号的影响。具体的补偿原理描述如下。

图 3.2 中，假设激光调制信号表示为：

$$s(t) = A \cdot \exp[j\omega_0 t + j\varphi_n(t)] \quad \dots(3.7)$$

式中：\$A\$ 为调制信号振幅；\$\omega_0\$ 为激光频率；\$\varphi_n(t)\$ 为相位噪声。

目标散射光子在距离 \$L\$ 处的回波信号可以表示为：

$$s_r(t) = A_r \cdot \exp\left[j\omega_0\left(t - \frac{2L}{c}\right) + j\varphi_n\left(t - \frac{2L}{c}\right)\right] \quad \dots(3.8)$$

式中：\$A_r\$ 为目标回波信号振幅；\$c\$ 为光速。

参考通道激光信号可表示为：

$$s_r(t) = A_r \cdot \exp\left[j\omega_0\left(t - \frac{L_{ref}}{c}\right) + j\varphi_n\left(t - \frac{L_{ref}}{c}\right)\right] \quad \dots(3.9)$$

式中：\$A_r\$ 为参考通道激光信号振幅；\$L_{ref}\$ 为参考通道延时光纤对应的光学长度（光程）。

用于光学外差探测的本振光通常从式(3.7)中相同的激光光源中分束而来,表示为:

$$s_L(t) = A_L \cdot \exp[j\omega_0(t - \tau_L) + j\varphi_n(t - \tau_L)] \quad \dots(3.10)$$

式中: A_L 为本振信号振幅; τ_L 为本振光延迟时间。

经光学外差探测, 目标通道外差信号表示为:

$$\begin{aligned} s_{sig}(t) &= s_r(t) \cdot [s_L(t)]^* \\ &= A_r A_L \exp[j\omega_0(\tau_L - \frac{2L}{c}) + j\varphi_n(t - \frac{2L}{c}) - j\varphi_n(t - \tau_L)] \end{aligned} \quad \dots(3.11)$$

其中, 目标回波与本振光的外差信号相位噪声表达式为:

$$\Delta\varphi_n(t) = \varphi_n\left(t - \frac{2L}{c}\right) - \varphi_n(t - \tau_L) \quad \dots(3.12)$$

将参考通道光学外差信号表示为:

$$\begin{aligned} s_{ref}(t) &= s_r(t) \cdot [s_L(t)]^* \\ &= A_r A_L \exp[j\omega_0(\tau_L - \frac{L_{ref}}{c}) + j\varphi_n(t - \frac{L_{ref}}{c}) - j\varphi_n(t - \tau_L)] \end{aligned} \quad \dots(3.13)$$

对应的参考通道相位噪声表示为:

$$\Delta\varphi_{n1}(t) = \varphi_n\left(t - \frac{L_{ref}}{c}\right) - \varphi_n(t - \tau_L) \quad \dots(3.14)$$

上式表明, 参考通道相位噪声函数 $\Delta\varphi_{n1}(t)$ 是激光光源相位噪声函数 $\varphi_n(t)$ 的一阶差分, 也可以说, $\Delta\varphi_{n1}(t)$ 可以实现对激光光源相位噪声一阶差分的采样。根据奈奎斯特采样定理, 参考通道延迟光纤长度对应的采样频率与激光光源光谱线宽 $\Delta\nu$ 之间的关系应该满足如下关系:

$$f_{s_ref} = \frac{c}{L_{ref}} \geq \Delta\nu \quad \dots(3.15)$$

利用参考通道光学外差信号的相位噪声函数构建目标通道补偿相位的数学方法如下:

$$\begin{aligned}
 \Delta\varphi_n(t) &= \varphi_n\left(t - \frac{2L}{c}\right) - \varphi_n(t) \\
 &= \varphi_n\left(t - \frac{2L}{c}\right) - \varphi_n\left(t - \frac{KL_{ref}}{c}\right) + \varphi_n\left(t - \frac{KL_{ref}}{c}\right) - \varphi_n(t) \\
 &= \varphi_n\left(t - \frac{2L}{c}\right) - \varphi_n\left(t - \frac{KL_{ref}}{c}\right) \\
 &\quad + \varphi_n\left(t - \frac{KL_{ref}}{c}\right) - \varphi_n\left[t - \frac{(K-1)L_{ref}}{c}\right] \\
 &\quad + \varphi_n\left[t - \frac{(K-1)L_{ref}}{c}\right] - \varphi_n\left[t - \frac{(K-2)L_{ref}}{c}\right] \\
 &\quad \dots\dots \\
 &\quad + \varphi_n\left(t - \frac{2L_{ref}}{c}\right) - \varphi_n\left(t - \frac{L_{ref}}{c}\right) \\
 &\quad + \varphi_n\left(t - \frac{L_{ref}}{c}\right) - \varphi_n(t) \\
 &= \Delta\varphi_{n1}(t) + \Delta\varphi_{n1}\left(t - \frac{L_{ref}}{c}\right) + \Delta\varphi_{n1}\left(t - \frac{2L_{ref}}{c}\right) + \dots + \Delta\varphi_{n1}\left[t - \frac{(K-1)L_{ref}}{c}\right] \dots(3.16) \\
 &\quad + \varphi_n\left(t - \frac{2L}{c}\right) - \varphi_n\left(t - \frac{KL_{ref}}{c}\right)
 \end{aligned}$$

上式中, 由于本振光延时一般比较短, 为简化运算, 忽略不计。补偿段数 $K = \left\lfloor \frac{2L}{L_{ref}} \right\rfloor$, 符号 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示最接近比值的整数。

由上式可知, 如 $\Delta\varphi_{n1}(t)$ 是由参考通道所记录的 t 时刻光源的相位噪声, $\Delta\varphi_{n1}\left(t - \frac{L_{ref}}{c}\right)$ 代表的是 $t - \frac{L_{ref}}{c}$ 时刻的光源相位噪声, $\Delta\varphi_{n1}\left[t - \frac{(K-1)L_{ref}}{c}\right]$ 是 $t - \frac{(K-1)L_{ref}}{c}$ 时刻的光源相位噪声。因此, 将不同时刻的参考通道相位噪声进行叠加可对目标通道相位噪声进行补偿。

补偿后目标通道回波外差信号的残余相位噪声可表示为

$$\begin{aligned}
 \Delta\varphi_n'(t) &= \Delta\varphi_n(t) - \sum_{k=0}^{K-1} \Delta\varphi_{n1}\left(t - \frac{kL_{ref}}{c}\right) \\
 &= \varphi_n\left(t - \frac{2L}{c}\right) - \varphi_n\left(t - \frac{KL_{ref}}{c}\right)
 \end{aligned} \dots(3.17)$$

上式对应的相位噪声方差可表示为

$$\sigma_{\Delta\varphi_n'}^2(\tau) = 2\pi\Delta\nu \left| \frac{2L}{c} - \frac{KL_{ref}}{c} \right| \leq 2\pi\Delta\nu \cdot \frac{L_{ref}}{2c} \dots(3.18)$$

由于参考通道延时长度通常为几公里甚至更小,远小于目标距离,从式(3.18)可看出,经PNC后,目标通道的相位噪声方差大幅减小。理想情况下,当 $KL_{ref}=2L$ 时,目标通道中由激光源引入的相位噪声可以完全被补偿。

3.2.2 FMCW 激光雷达相位噪声补偿理论

在FMCW激光雷达中,目标回波相干外差后干涉电流的表达式(2.16)可以简化为:

$$i(t') = 2R \cdot \text{Re} \left\{ A_L A_t \sum_{N'=0}^{N_0-1} \exp \left\{ \begin{aligned} & j2\pi \left[k(\tau_{pul0} - \tau_{pul}) \cdot \left(t' - N' \cdot \tau_{pul} + \frac{\tau_{pul} - \tau_{pul0}}{2} \right) \right] \\ & + j2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{2L}{c} \right) \right] + j \left[\varphi_n(t') - \varphi_n \left(t' + \frac{2L}{c} - \tau_L \right) \right] \end{aligned} \right\} \cdot \text{rect} \left(\frac{t' - N' \cdot \tau_{pul} - \frac{\tau_{pul0}}{2}}{\tau_{pul0}} \right) \right\} + i_{sh}(t') \quad \dots(3.19)$$

式中: $i_{sh}(t')$ 为散粒噪声, $\varphi_n(t') - \varphi_n \left(t' + \frac{2L}{c} - \tau_L \right)$ 来源于光源相位噪声。

对公式(3.19)中光源产生的相位噪声依旧采用参考通道补偿法。采用3.2.1节PNC方法新建一路参考通道,其外差信号干涉电流表达式为:

$$i_{ref}(t') = 2R \cdot \text{Re} \left\{ A_L A_{ref} \sum_{N'=0}^{N_0-1} \exp \left\{ \begin{aligned} & j2\pi \left[k(\tau_{pul0}' - \tau_{pul}') \cdot \left(t' - N' \cdot \tau_{pul}' + \frac{\tau_{pul}' - \tau_{pul0}'}{2} \right) \right] \\ & + j2\pi \left[f_0 \left(\tau_L - \frac{L_{ref}}{c} \right) \right] + j \left[\varphi_n(t') - \varphi_n \left(t' + \frac{L_{ref}}{c} - \tau_L \right) \right] \end{aligned} \right\} \cdot \text{rect} \left(\frac{t' - N' \cdot \tau_{pul}' - \frac{\tau_{pul0}'}{2}}{\tau_{pul0}'} \right) \right\} + i_{sh}(t') \quad \dots(3.20)$$

式中: A_{ref} 是参考通道信号振幅; τ_{pul0}' 是参考通道有效脉冲长度; L_{ref} 为参考通道延时长度。

由于参考通道信号是在纯光纤中传输的,其外差信号是具有高信噪比的单频正弦波,可以很方便的提取其中所包含的光源相位噪声。FMCW激光雷达采用周期性连续频率调制的激光信号进行探测,从式(3.20)中可看出,外差信号中

含有周期性的线性相位项，需要对其进行按调频脉冲长度分段去线性后才能得到光源相位噪声，表达式为：

$$\Delta\varphi_{n1} = \varphi_n(t) - \varphi_n\left(t' + \frac{L_{ref}}{c} - \tau_L\right) \quad \dots(3.21)$$

将参考通道所记录的光源相位噪声按 PNC 方法对目标通道外差信号中的光源相位噪声进行补偿，此时目标通道外差信号中补偿后光源相位噪声项就可以被表示为：

$$\begin{aligned} \Delta\varphi &= \varphi_n(t) - \varphi_n\left(t' + \frac{2L}{c} - \tau_L\right) - \sum_{k=0}^{K-1} \Delta\varphi_{n1}\left(t - \frac{kL_{ref}}{c}\right) \\ &= \varphi_n\left(t' + \frac{KL_{ref}}{c} - \tau_L\right) - \varphi_n\left(t' + \frac{2L}{c} - \tau_L\right) \end{aligned} \quad \dots(3.22)$$

式中：\$K\$ 为补偿段数，\$K = \left\lfloor \frac{2L}{L_{ref}} \right\rfloor\$，符号 \$[\cdot]\$ 表示最接近比值的整数。

此时目标通道外差信号中残余的光源相位噪声方差为：

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2(\tau) = 2\pi\Delta\nu \left| \frac{2L}{c} - \frac{KL_{ref}}{c} \right| \leq 2\pi\Delta\nu \cdot \frac{L_{ref}}{2c} \quad \dots(3.23)$$

例如，当激光器光源线宽为 3kHz 时，目标距离为 10km，补偿前目标通道光学外差信号的相位噪声方差为 \$0.4\pi\$，若采用参考通道延时光纤长度为 1.09km，参考通道记录的光源相位噪声方差为 \$0.0218\pi\$，此时补偿段数 \$K=18\$，补偿后目标通道的残余相位噪声方差为 \$0.0076\pi\$，远小于补偿前的光源相位噪声。

3.3 小结

本章根据激光源相位噪声的数学模型，建立了利用辅助参考外差通道进行光源相位噪声记录和补偿的基本理论，即通过长度已知的光纤延迟环，构建参考光学外差通道，记录激光源的相位噪声，再通过数学级联的方法构建与目标通道相匹配的相位噪声补偿函数，以补偿目标通道光学外差信号中激光源相位噪声引入的相位误差。理论推导表明，经 PNC 后，目标通道外差信号中激光源的相位噪声方差将小于参考通道相位噪声方差的一半。若目标距离刚好为参考通道延时光程的整数倍，目标通道的光源相位噪声可完全被补偿。

第4章 激光光源相位噪声补偿实验研究

本章主要介绍在全光纤光路和空间传输两种环境下的激光光源相位噪声补偿实验。包括相关实验装置、实验结果、分析与讨论等。并在空间传输环境下，通过使用不同激光器和改变目标距离来研究相位噪声补偿效果。

4.1 全光纤传输激光光源 PNC 实验

基于 3.2 节的 PNC 方法的理论推导和图 3.2 所示的 PNC 原理框图，搭建了 PNC 实验系统。由于激光在全光纤光路中具有良好的相位稳定性、较高的传输和相干效率^[18,65-67]，因此，首先在实验室中，进行全光纤传输激光光源 PNC 实验。

4.1.1 实验装置

光纤传输 PNC 实验系统框图如图 4.1 所示。实验系统的主要参数如表 4.1 所示。激光源为 3kHz 线宽的光纤激光器，激光源发射信号经分束器分为两路，其中一路经声光移频器 (AOFS) 将信号频率上移 55MHz，然后通过分光比为 50:50 的一分二保偏光纤耦合器分为两路本振光；另外一路同样通过分光比为 50:50 的一分二保偏光纤耦合器分为两路信号光，这两路信号光分别经过长度不同的延时光纤，分为目标通道和参考通道，然后分别与本振光进行合束，合束的器件是二分二的保偏光纤耦合器，经由带宽为 200MHz 的平衡光电探测器 (BPD1, BPD2) 进行接收，通过采样率为 500MSPS 的数据采集设备 (DAQ) 进行数据采集，后续在电脑 (PC) 上使用 MATLAB 进行数据处理。

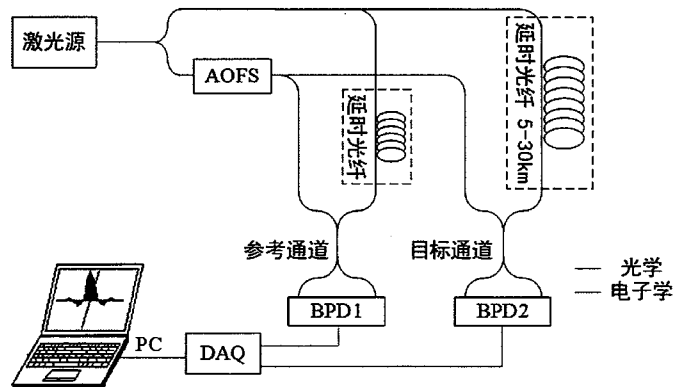


图 4.1 全光纤 PNC 实验装置示意图

Figure 4.1 Schematic setup of all fiber PNC experiment

表 4.1 全光纤 PNC 实验参数

Table 4.1 Parameters of all fiber PNC experiment

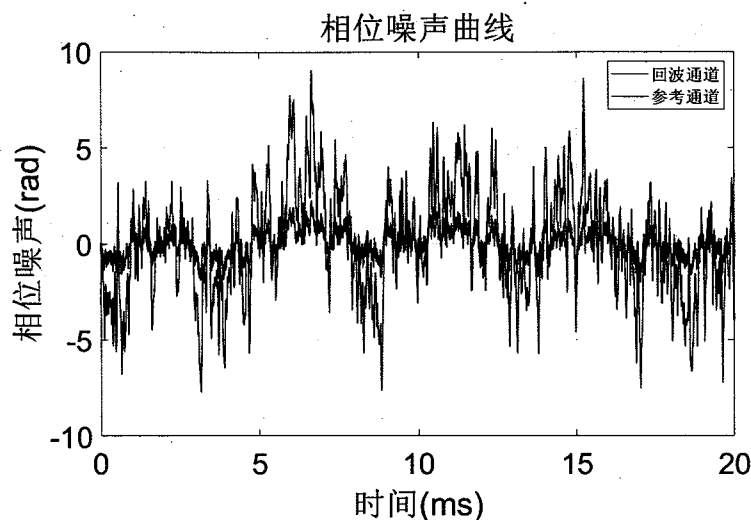
参数名称	数值
激光波长	1550nm
激光功率	1W
激光线宽	3kHz
声光移频频率	55MHz
探测器带宽	200MHz
采样率	500MSPS

通过 DAQ 所采集到的数据为正弦波, 由于实验在光纤中进行, 传输效率高, 所以目标通道和参考通道外差信号都是具有高信噪比的单频正弦波。在信号处理过程中, 可以通过希尔伯特变换提取两个通道中的相位, 去除其线性相位后, 剩余的则分别为目标通道外差信号光源相位噪声和参考通道外差信号光源相位噪声数据, 可以将其绘制成时变相位噪声图像。然后将参考通道相位噪声函数按时间对光源相位噪声进行重构累积, 最后用目标通道光源相位噪声函数减去这部分重构函数即可得到目标通道 PNC 后的光源相位噪声。通过对比 PNC 前后目标通道的时变相位噪声图像可以更直接地观测补偿效果, 计算出 PNC 前后相位噪声方差对 PNC 效果进行评估。

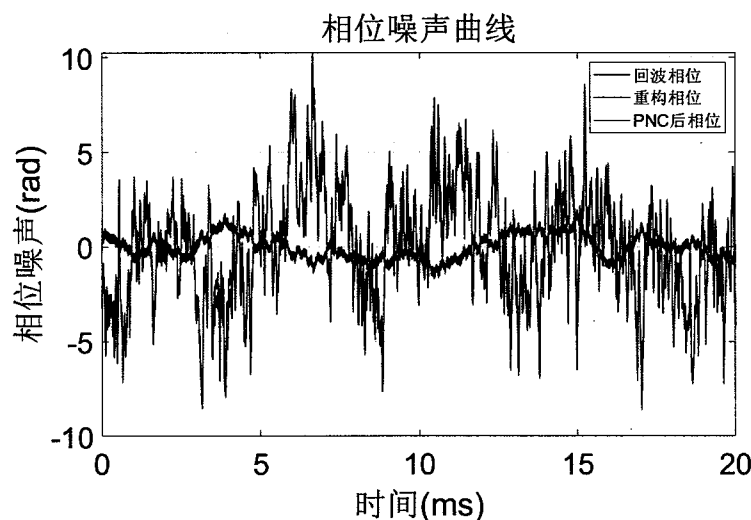
实验研究了不同参考通道延时光纤长度对不同目标通道延时光纤长度的 PNC 效果。

4.1.2 实验结果

图 4.2 为参考通道光纤长度 1.09km, 目标通道光纤长度 5km 时的实验结果。其中, 图 4.2(a) 分别为目标通道和参考通道的相位噪声 (蓝色、红色); 图 4.2(b) 分别为目标通道相位噪声 (蓝色)、利用参考通道数据重构的补偿相位 (红色) 和 PNC 后目标通道的残余相位噪声 (绿色)。



(a) 目标通道和参考通道相位噪声



(b) PNC 后目标通道相位噪声

图 4.2 相位噪声：参考通道 1.09km，目标通道 5km

Figure 4.2 Phase noise: reference channel 1.09km, target channel 5km

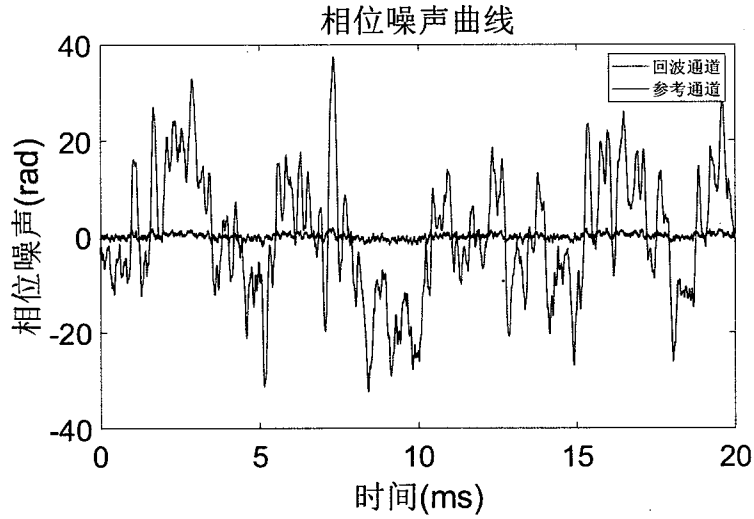
从图 4.2(a)可以看出，目标通道相位噪声（蓝色曲线）的波动幅度明显比参考通道的相位噪声（红色曲线）大得多，最大值达到 9.1rad，这是因为目标通道延时光纤长，基本是参考通道延时光纤的 5 倍。计算得到目标通道相位噪声方差为 $\Delta\sigma_{\Delta p}^2(\tau) = 9.699\text{rad}$ ，参考通道相位噪声为 $\Delta\sigma_{\Delta p1}^2(\tau) = 0.553\text{rad}$ 。

从图 4.2(b)可以看出，由参考通道数据重构后的光源相位噪声曲线（红色）与目标通道相位噪声曲线（蓝色）基本吻合，表明利用参考通道相位噪声数据可以很好重构目标通道相位噪声；经 PNC 后的相位噪声曲线（绿色）幅度小，波

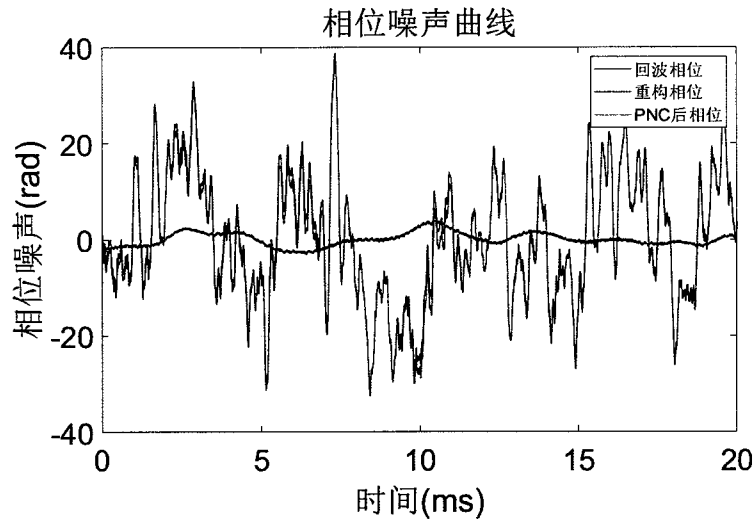
动明显平缓。PNC 后目标通道残余的相位噪声方差为 $\Delta\sigma_{\Delta p}^2(\tau)=0.209\text{rad}$ ，小于参考通道相位噪声方差的一半，与理论预期相符。

参考通道光纤长度 1.09km，对目标通道光纤长度为 5km 的 PNC 效果良好，在此基础上，固定参考通道不变，增加目标通道延时光纤长度，观察 PNC 效果。

图 4.3 为参考通道光纤长度 1.09km、目标通道光纤长度 30km 时的实验结果。其中，图 4.3(a)分别为目标通道和参考通道的相位噪声（蓝色、红色）；图 4.3(b)分别为目标通道相位噪声（蓝色）、利用参考通道数据重构的补偿相位（红色）和 PNC 后目标通道的相位噪声（绿色）。



(a) 目标通道和参考通道相位噪声



(b) PNC 后目标通道相位噪声

图 4.3 相位噪声：参考通道 1.09km，目标通道 30km

Figure 4.3 Phase noise: reference channel 1.09km, target channel 30km

从图 4.3(a)可以看出, 目标通道相位噪声(蓝色曲线)的波动幅度比参考通道的相位噪声(红色曲线)大得多, 最大值达到 38.7rad , 此时目标通道延时光纤长度是参考通道的 28 倍。计算得到目标通道相位噪声方差为 $\Delta\sigma_{\Delta\phi}^2(\tau)=148.76\text{rad}$, 参考通道相位噪声为 $\Delta\sigma_{\Delta\phi 1}^2(\tau)=0.46\text{rad}$ 。

从图 4.2(b)可以看出, 由参考通道数据重构后的光源相位噪声曲线(红色)与目标通道相位噪声曲线(蓝色)基本吻合, 表明利用参考通道相位噪声数据可以很好重构目标通道相位噪声; 经 PNC 后的相位噪声曲线(绿色)幅度小, 波动明显平缓。PNC 后目标通道残余的相位噪声方差为 $\Delta\sigma_{\Delta\phi}^2(\tau)=1.637\text{rad}$ 。

从图 4.2 和图 4.3 可以看出, 经过 PNC, 目标通道的相位噪声得到良好的补偿。但是, 与图 4.2 相比, 图 4.3 中 PNC 后目标通道残余相位噪声方差大很多。这说明参考通道延时太短, 补偿段数过多会影响补偿效果。因为在利用参考通道的相位噪声重构补偿相位时, 需要经过多次累加, 相位噪声误差也因为累积而放大。补偿段数越多, 相位噪声累积误差也越大, 补偿效果也变差。

表 4.2 进一步给出了参考通道延时光纤为 1.09km 时, 不同目标通道延时光纤下 PNC 前后的相位噪声方差。

表 4.2 参考通道为 1.09km 时目标通道 PNC 前后相位噪声方差

Table 4.2 Phase noise variance before and after PNC of the target channel when the reference channel is 1.09km

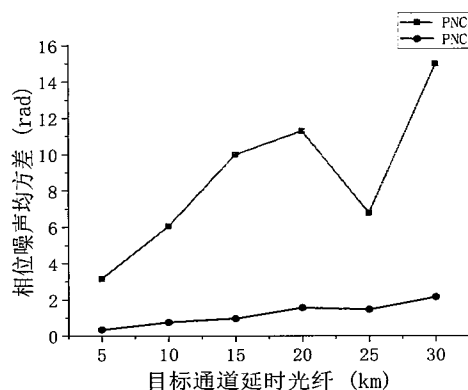
目标通道(km)	相位噪声方差 $\Delta\sigma^2(\text{rad})$	
	PNC 前	PNC 后
5	9.699	0.208
10	13.660	0.222
15	38.731	1.126
20	40.656	0.674
25	68.219	1.348
30	148.761	1.637

从表 4.2 可以看出, 当参考通道光纤长度固定不变时, 随着目标通道光纤长度的线性增加, 经 PNC 后, 目标通道的相位噪声得到良好的补偿, 但是目标通

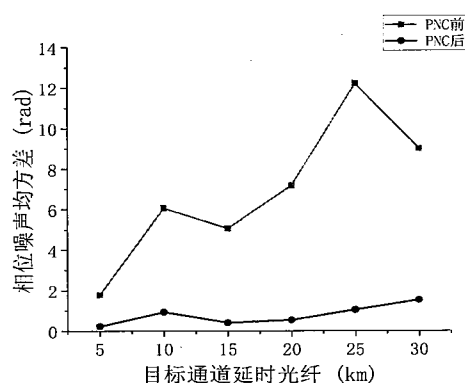
道残余的相位噪声方差也在依次递增。进一步说明了补偿段数的增加会对影响补偿效果, 想要获得更好的补偿效果, 补偿段数不宜过多。

为了验证当参考通道光纤长度不同时, 对不同的目标通道光纤长度皆有补偿效果, 我们先固定参考通道光纤长度不变, 依次递增目标通道光纤长度, 进行实验, 并计算目标通道 PNC 前后光源相位噪声均方差 (数据长度 20ms)。由于经 PNC 后残余相位噪声方差较小, 为方便观察, 相位噪声纵坐标选用均方差描述 (均方差为方差的平方根)。

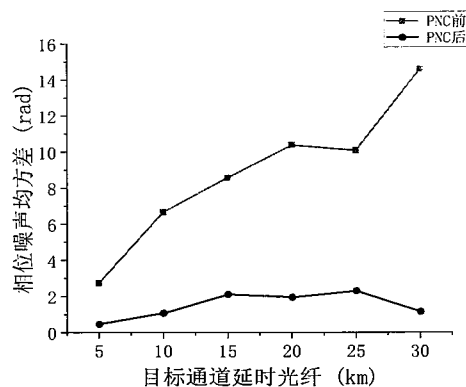
图 4.4 是不同参考通道延时光纤长度下, 目标通道光纤从 5km 变化到 30km 时, PNC 前后相位噪声均方差实验数据。图 4.4(a)至(f)中, 参考通道延时光纤长度分别为 0.14km、0.27km、0.55km、1.09km、2.05km 和 5km。其中, 黑色曲线 (■) 代表 PNC 前, 红色曲线 (●) 代表 PNC 后。



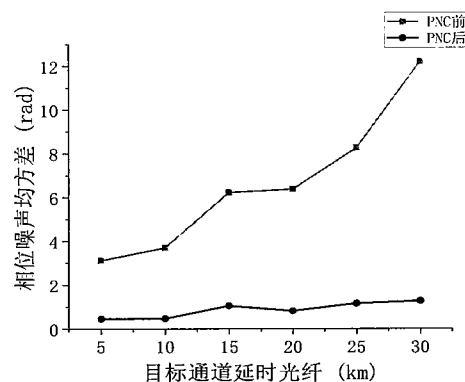
(a) 参考通道为 0.14km



(b) 参考通道为 0.27km



(c) 参考通道为 0.55km



(d) 参考通道为 1.09km

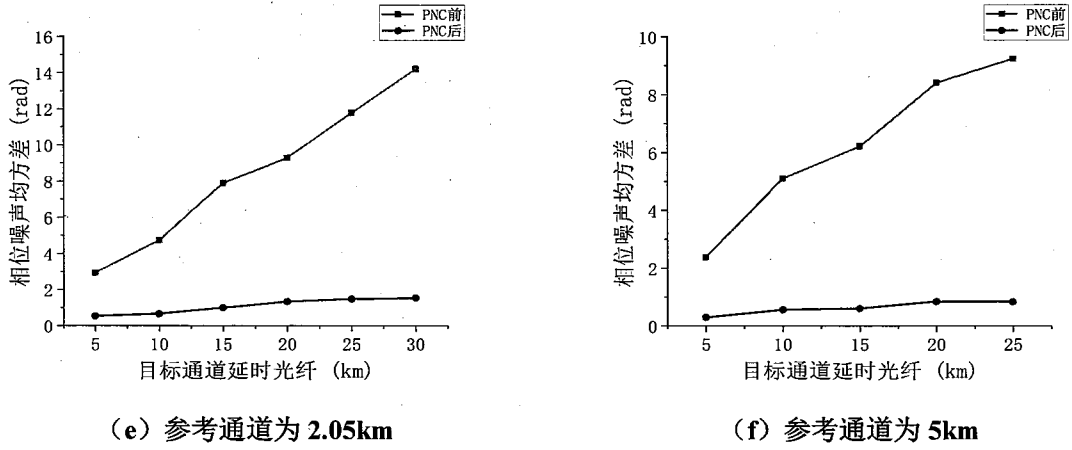


图 4.4 PNC 前后相位噪声均方差随目标通道延时长度变化情况

Figure 4.4 Variation of the mean square error of phase noise before/after PNC with the delay length of the target channel

从图 4.4 中可以看出,随着目标通道光纤长度的增加,目标通道光源相位噪声均方差(黑色曲线■)也快速增加。当目标通道光纤长度为 5km 时,相位噪声均方差约为 2~3rad;当目标通道光纤长度达到 30km 时,相位噪声均方差达到约 13~15rad。这说明当目标距离很远时,激光光源相位噪声将会在目标回波通道光学外差信号中引入巨大的噪声相位,会严重影响探测信号信噪比。

从图 4.4 中还可以看出,不论参考通道光纤延时长度为多少,经 PNC 后目标通道光源相位噪声均方差(红色曲线●)明显变小,即 PNC 总有效果。虽然,经 PNC 后目标通道相位噪声均方差会随着目标通道延时光纤长度的增加而略有上升,但是总体看来上升幅度较小,变化较为平缓,目标通道相位噪声经 PNC 后均方差基本都在 2rad 以内。

在目标通道延时光纤长度相同的情况下,随着参考通道光纤长度的增加,经 PNC 后目标通道相位噪声均方差减小。例如,在图 4.4(a)和图 4.4(f)中,当目标通道延时光纤长度为 25km 时,参考通道延时光纤长度为 0.14km,经 PNC 后目标通道的光源相位噪声均方差为 2.14rad,补偿段数为 $K=179$;参考通道延时光纤长度为 5km,经 PNC 后目标通道的光源相位噪声均方差为 0.83rad,补偿段数为 $K=5$ 。

室内纯光纤传输实验结果表明,利用参考通道记录光源相位噪声的 PNC 方法,能有效对目标通道中光源相位噪声进行补偿,但是补偿效果一定程度上会受到补偿段数的影响。

4.2 空间传输激光光源 PNC 实验

4.2.1 实验装置

全光纤传输实验验证了 PNC 理论,证实了 PNC 技术的有效性,为进一步在大气中开展 PNC 实验奠定了基础。

国内外文献资料中,还很少见到远距离大气传输的 PNC 实验报道。这一工作,在 FMCW 激光雷达远距离测距应用中,是不能忽略的问题。为此,我们进一步搭建了空间传输 PNC 实验装置,如图 4.5 所示,开展大气环境中的 PNC 实验。

图 4.5 实验装置实际上是一台 FMCW 激光雷达,即采用 FMCW 激光信号进行大气环境中的 PNC 实验。其中,单边带调频连续波激光信号是由[68,69]中所提出的外部调谐技术产生的,主要由窄线宽单频种子激光器和双马赫-曾德尔干涉仪(Dual MZM)组成。用于驱动 Dual MZM 的线性调频信号由任意波形发生器(AWG)、射频驱动器(D)和 IQ 电桥生成。偏置控制器(MBC)控制 Dual MZM 的三个偏置电压,使其激光输出为所需的单边带 FMCW 激光信号。Dual MZM 的输出经过掺铒光纤放大器(EDFA1)预放大后通过分光比为 20:80 的一分二保偏光纤耦合器分为两部分,将其中 20%的部分通过分光比为 50:50 的一分二保偏光纤耦合器均分为两路本振光,剩余 80%的部分经过另一个功率放大器 EDFA2 进一步放大,用作探测激光,通过分光比为 20:80 的一分二保偏光纤耦合器分为两部分,将其中 80%通过光学传输系统探测目标,剩余的 20%用作参考通道信号。

在实验装置中,一共有两路信号通道。辅助参考通道用于记录激光光源相位噪声。来自 EDFA2 中的参考通道信号首先经过延时光纤,与本振光进行合束,然后由平衡光电探测器(BPD1)进行光电探测。目标通道用于接收目标回波信号,将其与另一路本振光进行合束,由另一个平衡光电探测器(BPD2)探测。来自 BPD1 和 BPD2 的电信号都被数字化并存储在数据采集设备(DAQ)中,供电脑进行后续数据处理。

将采集的数据首先通过希尔伯特变换提取信号中的相位部分,由于探测信号采用的是周期性的线性调频信号,所以需要对相位进行按调频周期分段去线性。然后取相位噪声进行 PNC。但是由于相位噪声中不仅含有由光源引起的随机相

位, 还包含由大气湍流等方面引起的随机相位, 而 PNC 只补偿了其中由光源引起的相位噪声, 此时绘制时变相位噪声函数图观测 PNC 效果不明显。因此对 PNC 前后目标通道的外差信号进行二维 FFT 处理, 通过观测二维频率图像上图像点是否聚焦来评估 PNC 的有效性。

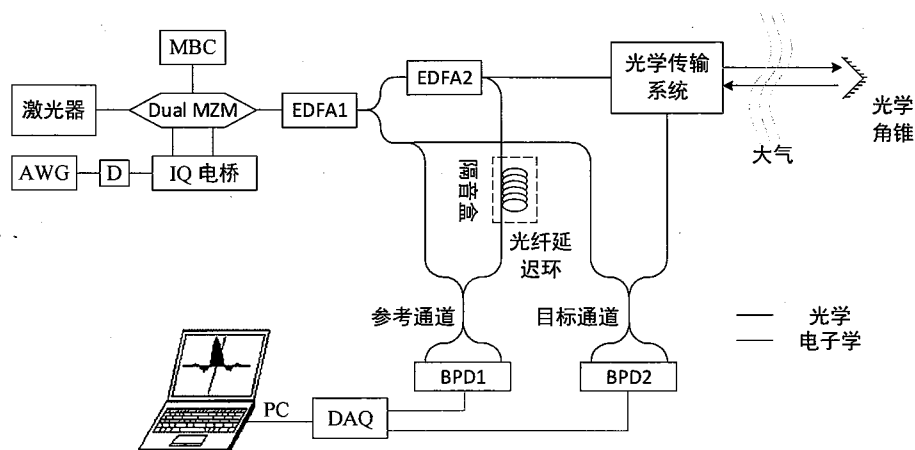


图 4.5 空间传输 PNC 实验装置示意图

Figure 4.5 Schematic setup of space transmission PNC experiment

主要实验参数如表 4.3 所示。

实验中, 以直径为 $\Phi 25.4\text{mm}$ 的光学角锥作为测试目标, 光学收发系统和光学角锥之间信号的往返行程完全是在空气中进行的, 是有大气湍流影响的。研究了不同线宽种子激光和目标距离的 PNC 效果。

两种 1550nm 波长窄线宽单频种子激光器: 一种是 NKT 公司生产的 100Hz 线宽低相位噪声激光器, 另一种是国产的 3kHz 线宽低相位噪声激光器。

2021 年 12 月, 实验室从中关村园区搬家至邓庄南路新技术园区, 因此, 在两个实验场地开展了不同距离上的 PNC 实验。其一, FMCW 激光雷达位于中科院空天院中关村园区 737 大楼东四楼, 实验角锥目标在海淀区西山森林公园山顶鬼笑石平台 (海拔约 465.78m), 与雷达的视线 (Line Of Sight, LOS) 距离约为 12km; 其二, FMCW 激光雷达位于中科院空天院新技术园区空天 D 座八楼 (海淀区邓庄南路), 实验角锥目标在海淀区阳台山山顶 (海拔约 1247.0m), 与雷达的 LOS 距离约为 19.5km。

表 4.3 空间传输 PNC 实验参数

Table 4.3 Parameters of space transmission PNC experimental

参数名称	数值
激光波长	1550nm
激光线宽	3kHz、100Hz
激光发射功率	10W
光束发散角	0.1mrad
调制带宽	10GHz
调制脉冲长度	26.5 μ s、25.85 μ s
探测器带宽	200MHz、1600MHz
采样率	500MSPS
光学角锥直径	25.4mm

4.2.2 实验结果

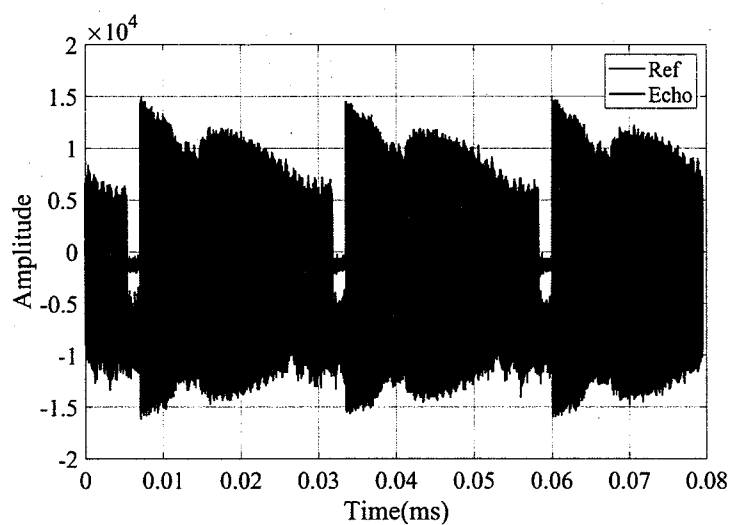
为了研究 FMCW 激光雷达在大气传输中的 PNC 效果，进行了大量的实验。其中用于记录光源相位噪声的参考通道光纤长度为 5km，此时对应的参考通道相位噪声采样率为 40.9kHz，比所采用的两种激光器线宽（100Hz、3kHz）都要大，不会造成相位噪声混叠。目标距离为 12km 时，补偿段数为 3；目标距离为 19.5km 时，补偿段数为 5。数据处理长度为 6000 个调频脉冲（约为 150ms）。详细结果如图 4.6 至图 4.9 所示。

4.2.2.1 目标距离为 12km

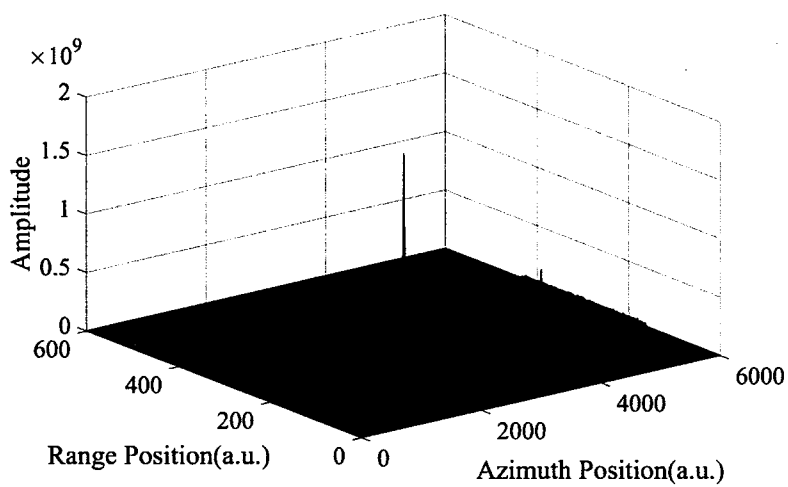
在目标距离为 12km 的实验中，采用调频带宽为 10GHz，调频脉冲长度为 26.5 μ s 的信号进行探测。

图 4.6 是激光线宽为 100Hz 的种子激光器在 12km 处的实验结果。图 4.6(a) 是参考通道和目标通道的原始光学外差探测电流波形，其中参考信号（蓝色曲线）由纯光纤传输形成，目标回波信号（红色曲线）在长距离大气中传输形成。图 4.6(b) 是 PNC 前角锥的二维聚焦图像。图 4.6(c) 是 PNC 后角锥的二维聚焦图像。图 4.6(d) 是图 4.6(b) 和 (c) 的细节图，其中蓝色曲线是图 4.6(b) 中峰值点位置的方位向剖面，红色曲线是图 4.6(c) 中峰值点位置的方位向剖面，更详细地描述了频域中长时间的 PNC 效果。图 4.6(e) 是目标回波外差信号中连续 6000 个调频脉冲的相

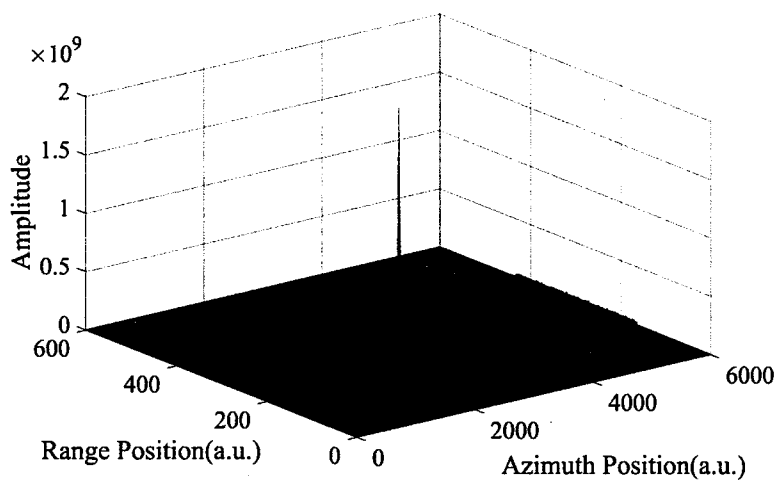
位噪声分布。



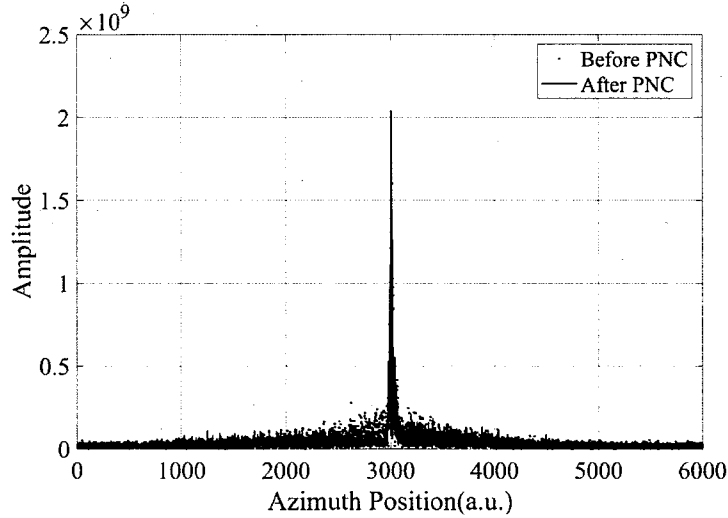
(a) 光学外差探测电流波形（部分）



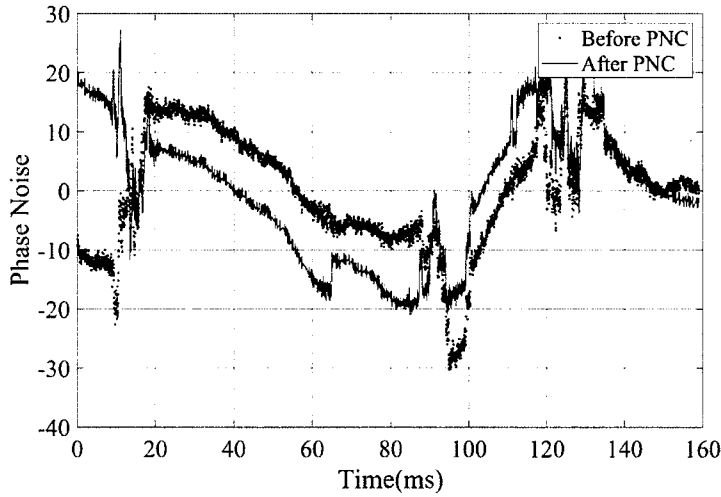
(b) PNC 前二维聚焦图像



(c) PNC 后的二维聚焦图像



(d) PNC 前后峰值点的方位向剖面



(e) PNC 前后的时变相位噪声

图 4.6 100Hz 激光器在 12km 处的实验结果

Figure 4.6 Experimental results at 12km with 100Hz linewidth laser

从图 4.6(a)中可看到目标通道波形中的振幅变化比参考通道波形中振幅变化更剧烈。这是因为当 FMCW 激光在大气中传播时，空气中的大气湍流会使激光波前变形并偏离光束，导致目标回波中产生闪烁和附加相位噪声。

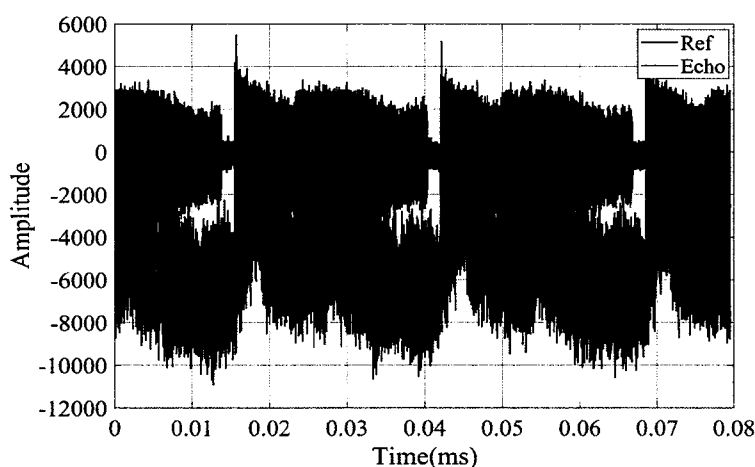
从图 4.6(b)(c)可以看出，PNC 前后二维图像平面上皆有明显峰值，目标聚焦效果都很好。这说明，对于 100Hz 线宽的激光器，在 24km 往返距离传输下，激光光源引入的相位噪声和大气产生的额外相位均有限，不影响目标的聚焦。这主要是因为光源相位噪声很小。对于 100Hz 线宽的激光器，目标距离 12km 时，光学外差电流中，激光光源引入的相位噪声方差仅为 0.016π 。

从图 4.6(d)展示的细节中，还是可以看出 PNC 的作用。PNC 后（红色）的

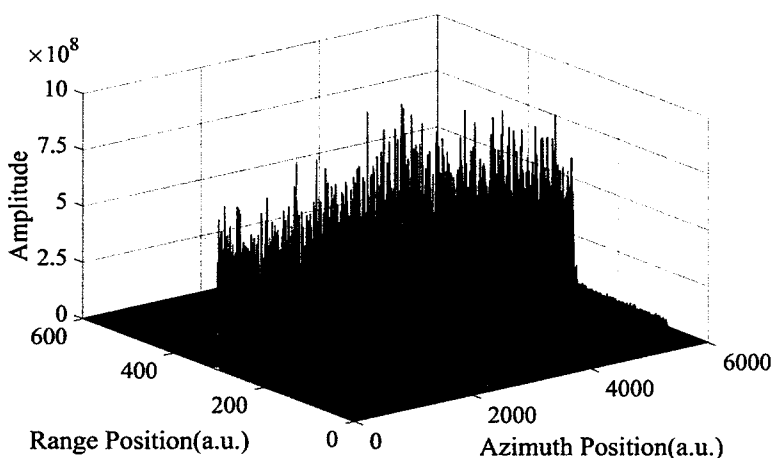
曲线比 PNC 前（蓝色）的聚焦不仅更好，而且相位噪声幅度更低。

从图 4.6(e)可以看出，PNC 前（蓝色曲线）和 PNC 后（红色曲线）变化不大，只能发现细微的差异。这是由于光源相位噪声很小，虽然经过 PNC 去掉了部分噪声相位，但是，这部分相位很小，对整个相位噪声曲线的影响不明显。

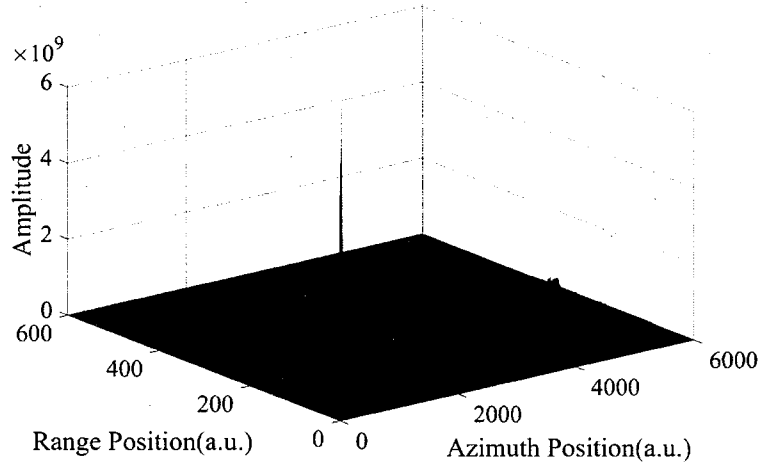
图 4.7 是激光线宽为 3kHz 的种子激光器在 12km 处的实验结果。图 4.7(a)是参考通道和目标通道的原始光学外差探测电流波形，其中参考信号（蓝色曲线）由纯光纤传输形成，目标回波信号（红色曲线）在长距离大气中传输形成。图 4.7(b)是 PNC 前角锥的二维聚焦图像。图 4.7(c)是 PNC 后角锥的二维聚焦图像。图 4.7(d)是图 4.7(b)和(c)的细节图，其中蓝色曲线是图 4.7(b)中峰值点位置的方位向剖面，红色曲线是图 4.7(c)中峰值点位置的方位向剖面，更详细地描述了频域中长时间的 PNC 效果。图 4.7(e)是目标回波外差信号中连续 6000 个调频脉冲的相位噪声分布。



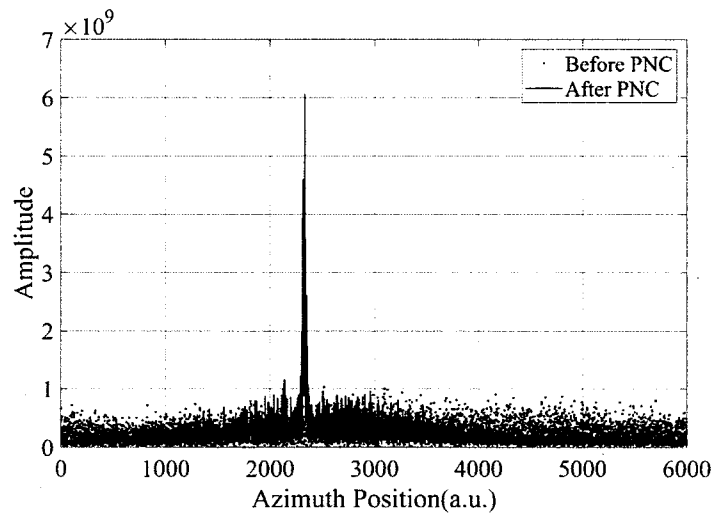
(a) 光学外差探测电流波形（部分）



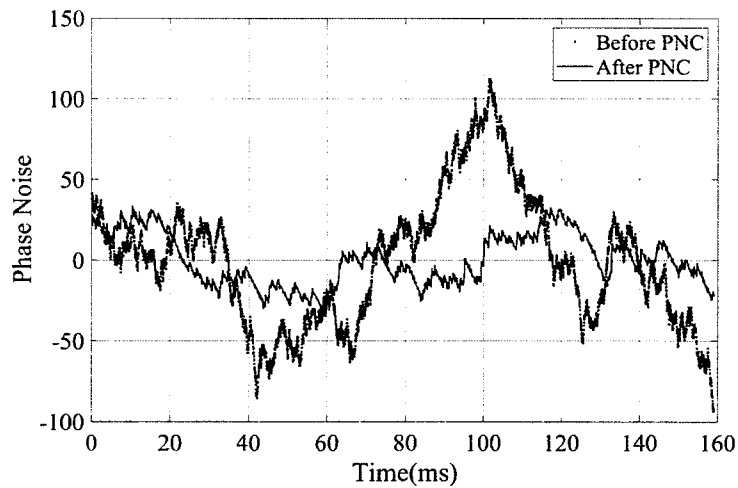
(b) PNC 之前的二维聚焦图像



(c) PNC 后的二维聚焦图像



(d) PNC 前后峰值点的方位向剖面



(e) PNC 前后的时变相位噪声

图 4.7 3kHz 线宽种子激光在 12km 处的结果

Figure 4.7 Experimental results at 12km with 3kHz linewidth laser

从图 4.7(a)中同样可以看到大气湍流引起了信号闪烁现象, 其中目标通道波形中的振幅变化比参考通道波形中振幅变化更剧烈。

从图 4.7(b)可以看出, PNC 前目标在方位向完全散焦、无峰值, 这说明 3kHz 线宽的激光器在 12km 的距离上, 光源引入的相位噪声很大, 对方位向聚焦产生了严重影响。对于 3kHz 线宽的激光器, 目标距离 12km 时, 光学外差电流中, 激光光源引入的相位噪声方差为 0.48π 。

从图 4.7(c)可以看出, 经 PNC 后, 目标在二维图像平面上聚焦, 有一个明显的峰值, 表明目标通道中, 光源引入的相位噪声, 经 PNC 后, 得到很好的补偿。

从两者的细节图 4.7(d)中可以看到, PNC 前(蓝色曲线)信号被噪声所淹没, 完全散焦; PNC 后(红色曲线)出现明显峰值。并且在高频区域, PNC 后方位向剖面(红色曲线)幅度远低于 PNC 前(蓝色曲线)的幅度。

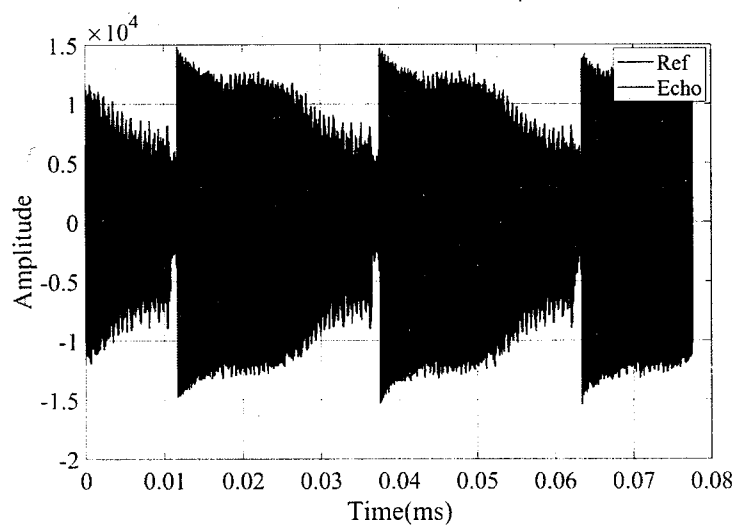
从图 4.7(e)可以看出, PNC 后相位噪声图像(红色曲线)幅度波动比 PNC 前相位噪声图像(蓝色曲线)小。这表明, 对于 3kHz 线宽激光器, 经过 24km 往返距离传输, 光源相位噪声在回波外差信号中的影响是相当严重的。应用 PNC 技术, 可以大幅度降低光源相位噪声的影响。

对比图 4.6 和图 4.7 的实验结果, 可以看到, 在 24km 往返传输距离下, PNC 技术能够有效补偿光源引入的相位噪声。这种补偿效果, 与 100Hz 线宽激光器相比, 采用 3kHz 线宽激光器时表现更加明显。

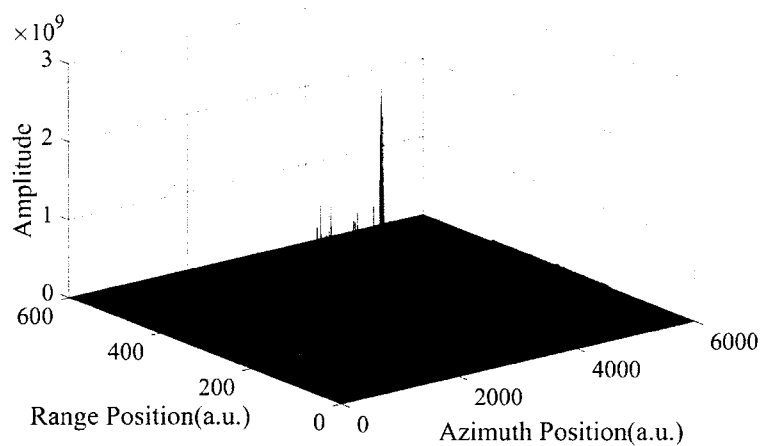
4.2.2.2 目标距离为 19.5km

当目标距离为 19.5km 时, FMCW 激光雷达选用调频带宽为 10GHz, 调频脉冲长度为 $25.85\mu\text{s}$ 的调制信号进行实验。

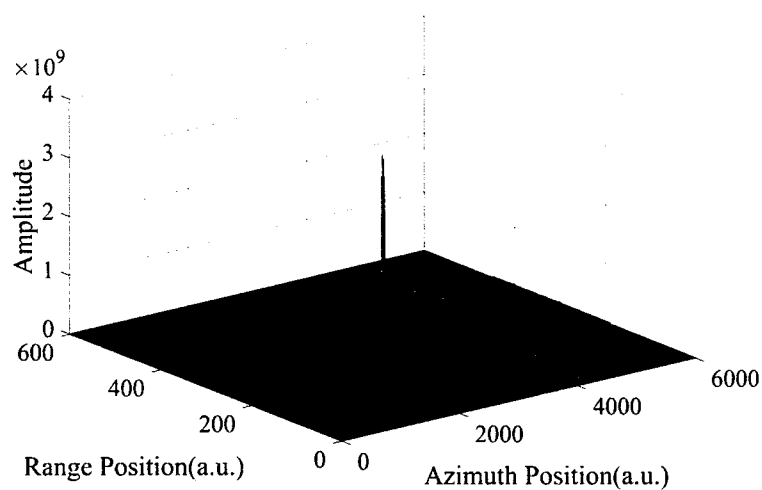
图 4.8 是激光线宽为 100Hz 的种子激光器在 19.5km 处的实验结果。图 4.8(a)是参考通道和目标通道的原始光学外差探测电流波形, 其中参考信号(蓝色曲线)由纯光纤传输形成, 目标回波信号(红色曲线)在长距离大气中传输形成。图 4.8(b)是 PNC 前角锥的二维聚焦图像。图 4.8(c)是 PNC 后角锥的二维聚焦图像。图 4.8(d)是图 4.8(b)和(c)的细节图, 其中蓝色曲线是图 4.8(b)中峰值点位置的方位向剖面, 红色曲线是图 4.8(c)中峰值点位置的方位向剖面, 更详细地描述了频域中长时间的 PNC 效果。图 4.8(e)是目标回波外差信号中连续 6000 个调频脉冲的相位噪声分布。



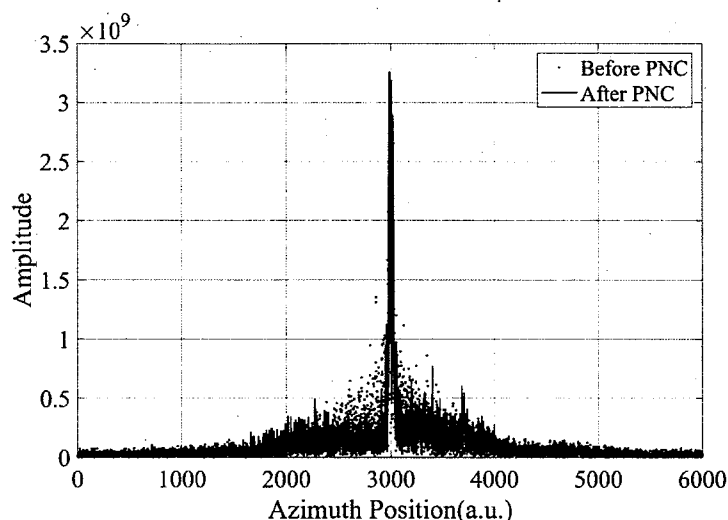
(a) 光学外差探测电流波形（部分）



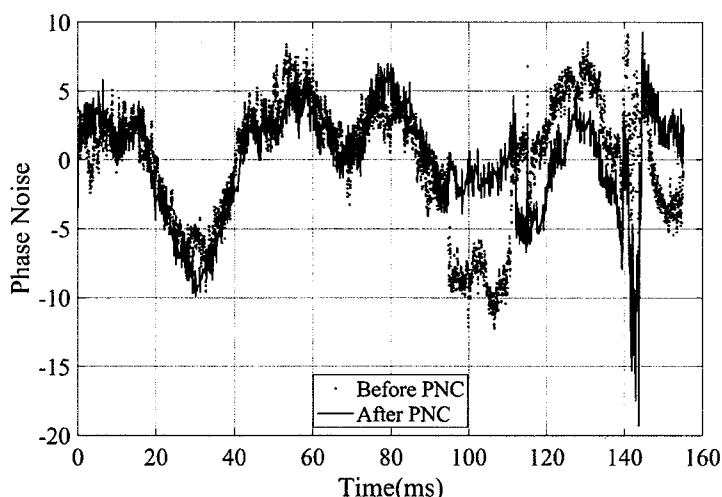
(b) PNC 之前的二维聚焦图像



(c) PNC 后的二维聚焦图像



(d) PNC 前后峰值点的方位向剖面



(e) PNC 前后的时变相位噪声

图 4.8 100Hz 线宽种子激光在 19.5km 处的结果

Figure 4.8 Experimental results at 19.5km with 100Hz linewidth laser

从图 4.8(a)中可以看到大气湍流引起了信号闪烁现象, 其中目标通道波形中的振幅变化比参考通道波形中振幅变化更剧烈。

从图 4.8(b)可看出, 未经 PNC 处理, 目标在二维图像平面上聚焦, 有明显的峰值。这表明在 19.5km 的距离上, 光源本身及大气湍流引起的相位噪声都是有限的。对于 100Hz 线宽激光源, 19.5km 目标距离上, 光源本身在外差信号中引入的相位噪声方差为 0.026π , 比较小。但是, 与图 4.6(b)相比, 图 4.8(b)在距离向和方位向上底噪幅度明显有所增长, 这是因为距离增大到 19.5km, 光源本身及大气湍流引起的相位噪声都增大了

从图 4.8(c)可看出, 经过 PNC 后, 目标在二维图像平面上聚焦, 有明显峰

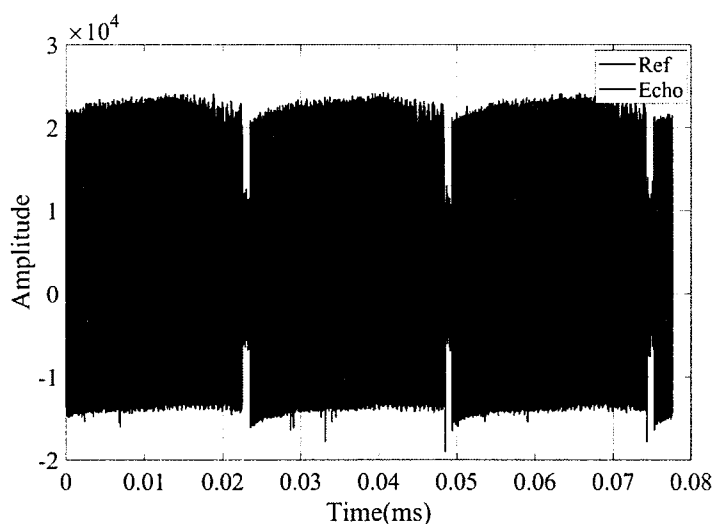
值，并且在距离向和方位向上底噪幅度比 PNC 前明显有所减小。

图 4.8(d)中显示 PNC 后（红色曲线）旁瓣噪声幅度比 PNC 前（蓝色曲线）有所下降。这说明 PNC 方法对光源的相位噪声有补偿效果。

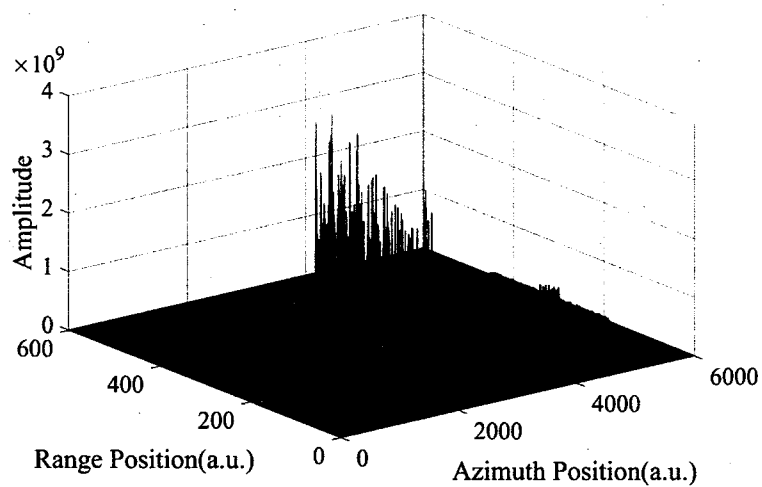
对比图 4.6(b)与图 4.8(b)的实验结果可以看出，角锥在 12km 和 19.5km 处都能聚焦，一方面是 100Hz 线宽的激光器光源本身的相位噪声比较小，在 12km 和 19.5km 处不足以导致目标完全散焦。也从另一方面说明了在 19.5km 的范围内，大气湍流在目标回波信号中引起的随机相位不足以导致目标完全散焦。

从图 4.6(d)和图 4.8(d)中看出 19.5km 处目标聚焦效果会比 12km 处目标聚焦效果稍差一些，这说明当目标距离增加，光源相位噪声和大气湍流的影响也在逐渐增加。

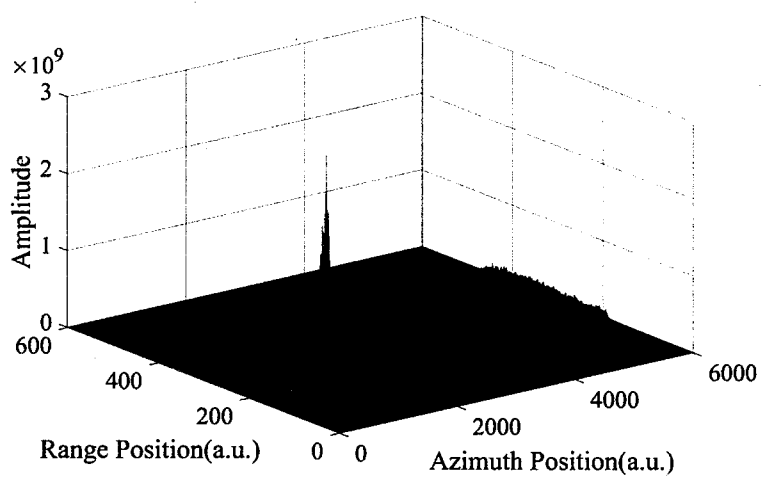
图 4.9 是激光线宽为 3kHz 的种子激光器在 19.5km 处的实验结果。图 4.9(a)是参考通道和目标通道的原始光学外差探测电流波形，其中，参考信号（蓝色曲线）由纯光纤传输形成，目标回波信号（红色曲线）在长距离大气中传输形成。图 4.9(b)是 PNC 前角锥的二维聚焦图像。图 4.9(c)是 PNC 后角锥的二维聚焦图像。图 4.9(d)是图 4.9(b)和(c)的细节图，其中蓝色曲线是图 4.9(b)中峰值点位置的方位向剖面，红色曲线是图 4.9(c)中峰值点位置的方位向剖面，更详细地描述了频域中长时间的 PNC 效果。图 4.9(e)是目标回波外差信号中连续 6000 个调频脉冲的相位噪声分布。



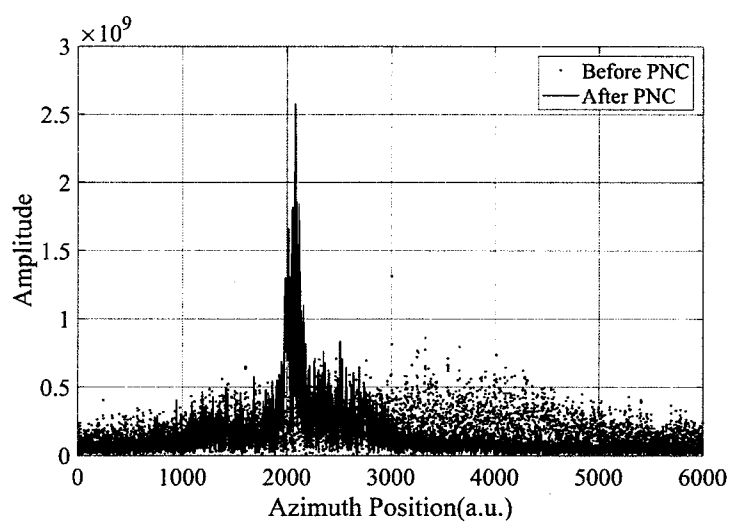
(a) 光学外差探测电流波形（部分）



(b) PNC 之前的二维聚焦图像



(c) PNC 后的二维聚焦图像



(d) PNC 前后峰值点的方位向剖面

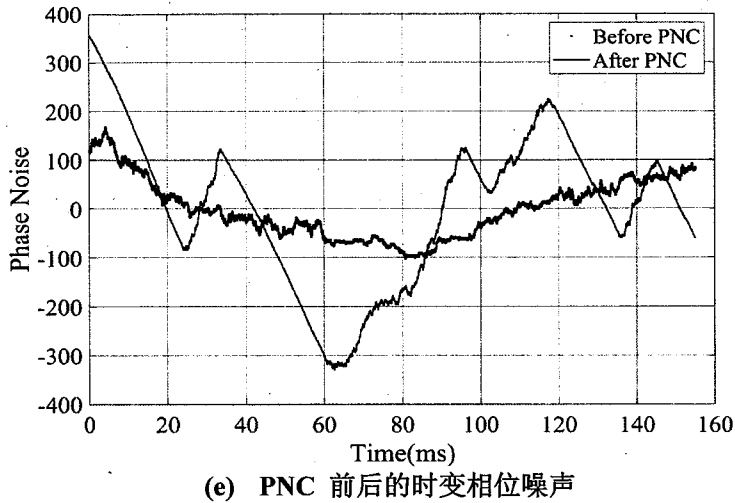


图 4.9 3kHz 线宽种子激光在 19.5km 处的结果

Figure 4.9 Experimental results at 19.5km with 3kHz linewidth laser

从图 4.9(a)中同样可以看到大气湍流引起了信号闪烁现象，目标通道波形中的振幅变化比参考通道波形中振幅变化更剧烈。

从图 4.9(b)可看出，PNC 前角锥在二维图像平面上完全散焦。尤其是，图 4.9(b)中的距离向也完全散焦。这表明，在 19.5km 距离下，光源本身及大气湍流等引入的相位噪声非常大，以至于在 $25.85\mu\text{s}$ 调频脉冲时间内都能被明显观察到。

从图 4.9(c)可以看出，经过 PNC 后，目标聚焦效果良好——距离向和方位向均实现了聚焦，在二维图像平面上出现明显峰值。这表明，经过 PNC 方法补偿光源引入的相位噪声后，残存的相位噪声已经比较小。

通过图 4.9(d)可以更直观的看到，PNC 前（蓝色曲线）信号基本被噪声淹没，无明显峰值，经 PNC 后（红色曲线）信号频谱峰值明显。并且在高频区域，PNC 后，噪声幅度大幅下降。

图 4.7(b)(c)和图 4.9(b)(c)表示，FMCW 激光雷达使用 3kHz 线宽激光器对 12km 和 19.5km 处目标进行探测，PNC 前图像完全散焦，对比结果表明，当目标距离为 12km 和 19.5km 时，所采用的辅助参考通道的 PNC 方法能有效提高在大气中传输的 FMCW 激光的相干性。

4.3 小结

本章主要介绍了对激光光源相位噪声进行补偿的实验，实验在纯光纤传输和

室外大气空间传输两种不同的条件下进行。

室内纯光纤传输实验结果表明，PNC 技术，与理论预期一样，具有非常好的光源相位误差补偿效果；补偿段数过多时，构建补偿相位时需要的累加次数也很多，会造成误差相位的累积，影响补偿效果。

在空间大气环境中进行的 PNC 实验也取得了积极的结果。我们分别采用 100Hz 和 3kHz 线宽两种激光器，以 5km 长度单模光纤延迟环构建参考通道，以光学角锥为实验目标，分别在 12km 和 19.5km 两个距离上开展了 PNC 实验。在两个不同的实验距离上，两种激光器均具有良好的 PNC 效果。

大气环境中 PNC 技术的有效性实验结果，为实现远距离 FMCW 激光雷达测距技术研究做了积极的准备。

第5章 远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距实验研究

本章主要介绍使用 FMCW 激光雷达测距系统对不同距离目标的测距实验。包括相关实验装置、实验结果、分析与讨论等。目标距离分别为 12km 和 19.5km。通过对不同距离目标进行测距，以验证该方法的可行性。

5.1 外场实验装置

FMCW 激光雷达测距实验系统框图如图 5.1 所示，实际搭建系统如图 5.2 所示。实验主要参数如表 5.1 所示。

实验系统分为五个模块。模块 1 为线性调频激光源，主要负责信号生成，采用与 4.2 节一样的外调谐技术对信号进行调制。模块 2 为收发光学模块，负责信号的发出与接收。模块 3 为光学外差探测模块，将接收的回波信号转换为便于采集的电信号，同时采用平衡光电探测器进行接收以消除信号中的相对强度噪声。模块 4 为数据采集和处理部分，模块 5 用于视频监控。其中模块 1、模块 3 和模块 4 与图 4.5 装置基本一致。

模块 2 由三个光纤准直器 (FC1、FC2 和 FC3)、两个光束反射器 (BR1、BR2)、一个偏振分束器 (PBS)、一个四分之一波片 (QW) 和一个聚焦望远镜组成。经过调制后的线偏振探测激光信号首先经过 FC2 准直，然后通过 PBS 和 QW 变为圆偏振激光信号，再经由望远镜照射目标。目标的回波信号由望远镜接收并由 FC1 馈送到保偏光纤中。FC3 获得的信号是 FC2 中发射的激光信号通过 PBS 时泄漏的光子，是用于 PNC 的参考通道目标回波信号^[54,68,70-72]。

模块 5 为视频监控部分，采用 1550nm 波长的红外相机进行激光束观察，采用可视光相机进行目标粗瞄准。

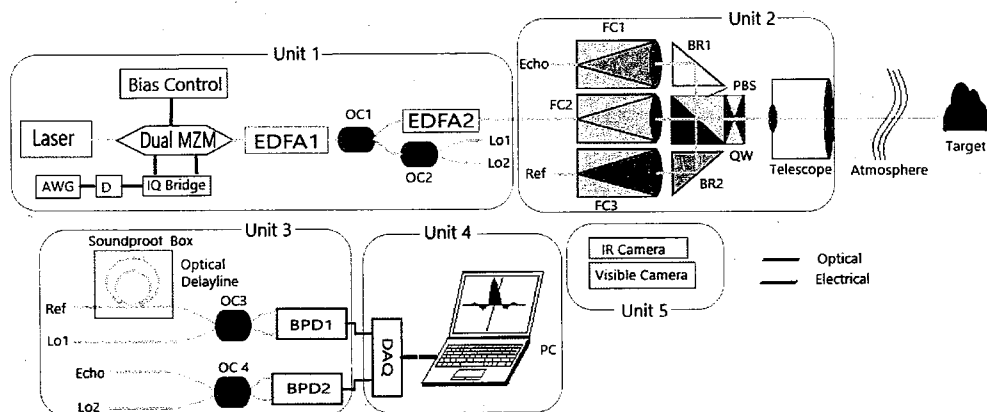


图 5.1 FMCW 激光测距雷达的实验装置

Figure 5.1 Experimental setup of the FMCW ladar for range-finding



图 5.2 FMCW 激光雷达测距实验系统照片

Figure 5.2 Photo of FMCW ladar for range-finding

表 5.1 FMCW 激光雷达测距实验系统参数

Table 5.1 Parameters of FMCW ladar for range-finding

参数名称	数 值
激光波长	1550nm
激光发射功率	10W
激光线宽	3kHz
调制带宽	400MHz、10GHz
参考通道延时	5km
探测器带宽	200MHz、1600MHz
采样率	500MSPS
光纤折射率	1.4682

在实验设置中,目标通道探测器 BPD2 带宽设置为 $B_e = 200\text{MHz}$,数据采集设备中参考通道和目标通道的模数转换速率为 500MSPS 。根据式 (2.25),步骤 1 中对目标距离进行粗测时,将该激光雷达的调频带宽和脉冲长度设置为:

$$\begin{cases} B_1 \leq 2B_e = 400\text{MHz} \\ \tau_{pul1} \geq 2 \cdot \frac{2L_{\max}}{c} = 400\mu\text{s} \end{cases} \quad \dots(5.1)$$

上式中,假定该 FMCW 激光雷达中的最大不模糊测量距离为 $L_{\max} = 30\text{km}$ 。当粗测信号带宽 $B_1 = 400\text{MHz}$ 时,从式 (5.1) 可看出目标回波时间小于调频脉冲长度的一半,根据 FMCW 激光探测的特点可知此时探测器会探测到两个外差信号频率,而探测器带宽为 200MHz ,将大于 200MHz 的外差信号频率自动滤除,此时探测器所探测到的外差频率就是目标回波外差信号频率。

两步法中,步骤 1 用于获得目标距离的粗略测量,步骤 2 可以通过粗测距离将激光雷达设置为另一个调频率来获得同一目标的高分辨率精确测量,调频率中的调频脉冲长度可由式 (2.27) 设定,而目标分辨率与调频率中的调频带宽相关,所以调频带宽可根据分辨率设定。

在图 5.1 所示 FMCW 激光雷达中,参考通道中信号在纯光纤中进行传输,其光学外差信号是具有高信噪比的单频正弦波,可以对其进行欠采样数字化而不会丢失其有用的相位噪声信息,因为 500MSPS 采样频率远大于激光器 3kHz 线宽。因此方程式 (5.2) 中参考通道要求的上限可以大得多,在实验中参考通道的探测器带宽为 1.6GHz 。

此外,在图 5.1 所示的 FMCW 激光雷达中,用于高分辨率距离测量的激光调频带宽被设置为 $B_2 = 10\text{GHz}$,为避免 $1/f$ 噪声干扰,低频频率限制设置为 $B_L = 10\text{MHz}$,由式 (2.27) 和式 (2.30) 可得:

$$\begin{cases} 10\text{MHz} \leq \frac{10\text{GHz}}{\tau_{pul2}} \cdot \left| \frac{2L_1}{c} - m \cdot \tau_{pul2} \right| \leq 200\text{MHz} \\ 10\text{MHz} \leq \frac{10\text{GHz}}{\tau_{pul2}} \cdot \left| \frac{L_{ref}}{c} - m_r \cdot \tau_{pul2} \right| \leq 1600\text{MHz} \end{cases} \quad \dots(5.2)$$

其中,由于本振延时一般较短,假设式中的参考通道和目标通道本振延时为零,忽略不计。 L_{ref} 是参考通道光路的延时光纤光程长度,选取 $L_{ref} = 1.4682 \times 5\text{km}$,

其中，数字 1.4682 为单模光纤折射率。此时参考通道所对应的采样频率为

$$f_{s_ref} = \frac{c}{L_{ref}} \approx 40.9\text{kHz} \gg 3\text{kHz} \quad \dots(5.3)$$

此时参考通道的采样频率远大于 3kHz 的激光线宽，根据奈奎斯特采样定理，能够有效的避免相位噪声采样混叠。

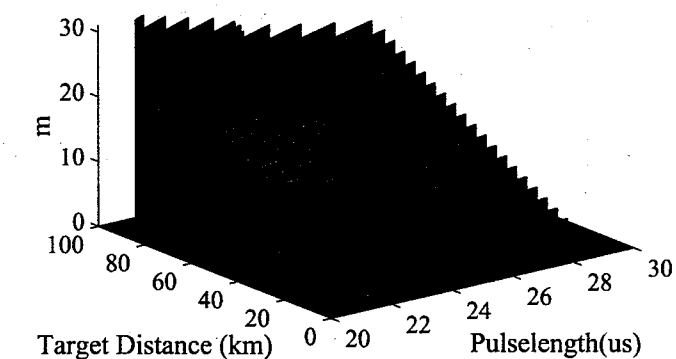
两个脉冲整数 (m, m_r) 都可以根据式 (5.4) 估值，

$$\begin{cases} m = \text{round}\left(\frac{2L_1}{c \cdot \tau_{pul2}}\right) \\ m_r = \text{round}\left(\frac{L_{ref}}{c \cdot \tau_{pul2}}\right) \end{cases} \quad \dots(5.4)$$

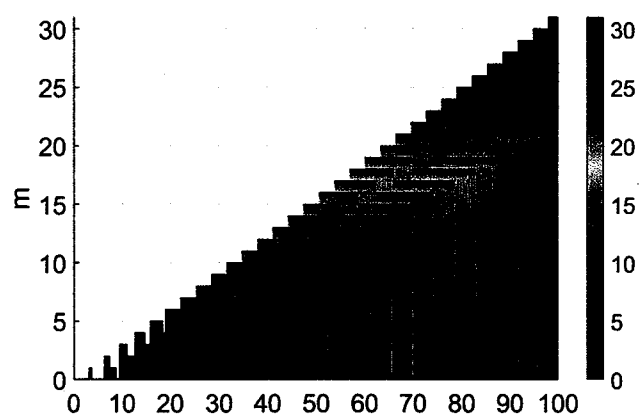
式中：函数 $\text{round}(x)$ 的输出结果是最接近变量 x 的整数。

根据表达式 (5.2) 和 (5.4)，可以由步骤 1 所得粗测距离 L_1 计算出脉冲整数 m 和步骤 2 精测时调频脉冲长度 τ_{pul2} 的值，将其关系绘制成图 5.3。图 5.3(a) 以三维形式显示 (τ_{pul2}, L_1, m) 的分布，图 5.3(b)(c) 分别是图 5.3(a) 的二维投影。

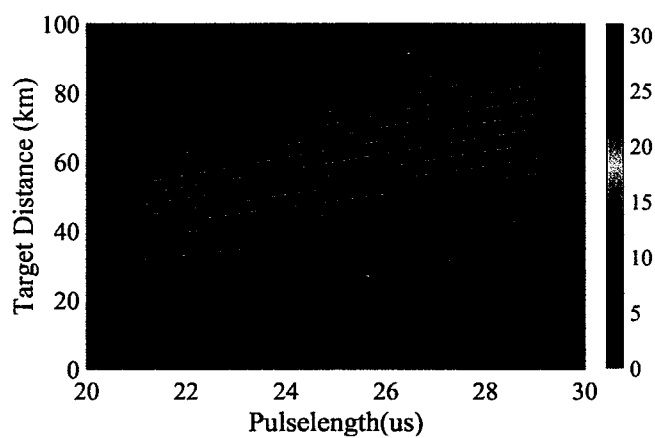
图 5.3 显示了在给定粗略测量距离 L_1 的情况下如何设置整数 m 和调频脉冲长度 τ_{pul2} 的值。图 5.3(a) 表明，在给定目标粗测距离 L_1 和设置的调制信号带宽为 $B_2 = 10\text{GHz}$ 的情况下，我们可以在图上找到相应的调频脉冲长度 τ_{pul2} 以及整数 m 的值，用于步骤 2 中的高分辨率目标距离测量。图 5.3(b) 中显示的是目标粗测距离 L_1 与整数 m 的关系，从图中可以看出，当目标粗测距离大于 9.44km 时，整数 m 一直有取值，即该测距雷达在 9.44km 以外的所有距离都没有测试盲区。图 5.3(c) 中显示的是调频脉冲长度 τ_{pul2} 与目标距离 L_1 之间的关系，可以看出中间虽然有断点，但是仍然能找到与目标距离相对应的调频脉冲长度的值。并且如图 5.3 所示， m 和 τ_{pul2} 的值都不是唯一的。例如，当目标粗测距离 $L_1 = 12\text{km}$ 时， $m = 3$ ，此时 τ_{pul2} 可以取 $26.491\mu\text{s} \sim 26.657\mu\text{s}$ 或 $26.676\mu\text{s} \sim 26.845\mu\text{s}$ 中的任意值。



(a) (τ_{pul2}, L_1, m) 的 3D 示意图



(b) 目标距离 L_1 和整数 m 的关系



(c) 脉冲长度 τ_{pul2} 和目标距离 L_1 的关系

图 5.3 整数 m , 脉冲长度 τ_{pul2} 和目标距离 L_1 的关系示意图

Figure 5.3 Schematic diagram of the relationship between integer m , chirping pulse length

τ_{pul2} and target distance L_1

5.2 数据处理

对所采集的数据采用三种数据处理方法，对处理结果进行对比。第一种是直接对数据进行整段时间的 FFT，通过频谱峰值所对应的频率点求目标距离；第二种是将所采集的数据按调频脉冲长度进行分段，对每个调频脉冲分别进行 FFT，然后将 FFT 结果进行累加，取其平均值绘制成频谱，峰值点所对应的频率即为相应的目标距离；第三种是本文提出的，先对信号进行 PNC 后，在距离向上通过 FFT 变换得到目标的距离分布，再在方位向上通过 FFT 变换将所有调频脉冲的光子相干累积以提高目标回波外差信号信噪比，将二维频率图像上的峰值点绘制成距离向频谱，通过频谱中峰值点对应的频率求得目标距离。频谱中的半高全宽（Full width at half maxima, FWHM）为对应的距离分辨率。

5.3 实验结果

5.3.1 12km 目标测距

在实验测试中，以直径为 $\Phi 25.4\text{mm}$ 的光学角锥作为测试目标，将其放置在距离 FMCW 测距系统约 12km（通过 GPS 坐标测量）的山顶铁杆上。

图 5.4 是在地图上使用 GPS 定位测量的目标距离。图 5.5 是在实验系统处拍摄的 12km 目标位置照片，其中红色圈起部分为目标所在位置。图 5.6 是红外相机的监控 12km 目标画面，其中红色圈起部分为目标所在位置。

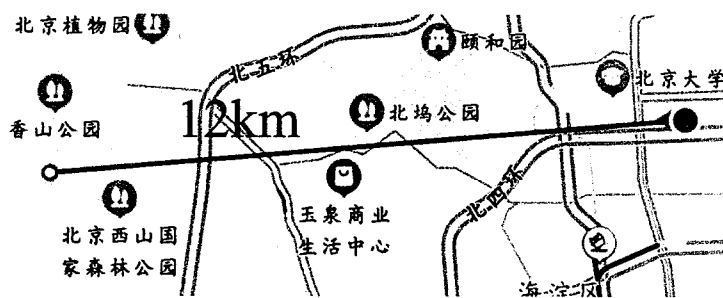


图 5.4 GPS 测量目标距离（12km）

Figure 5.4 Target distance measured by GPS (12km)

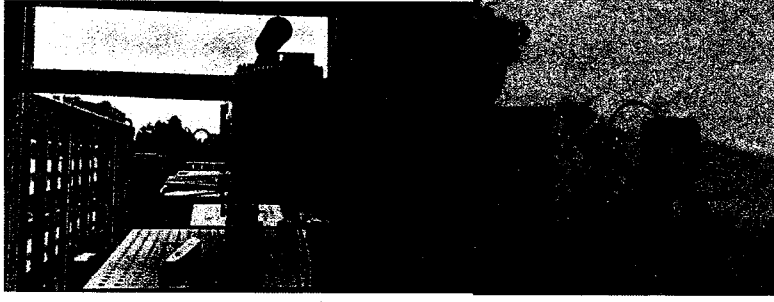


图 5.5 实验系统处的 12km 目标位置照片

Figure 5.5 Photo of the 12km target location viewed from the experimental system

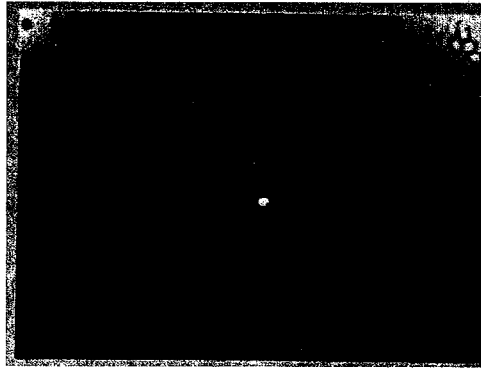


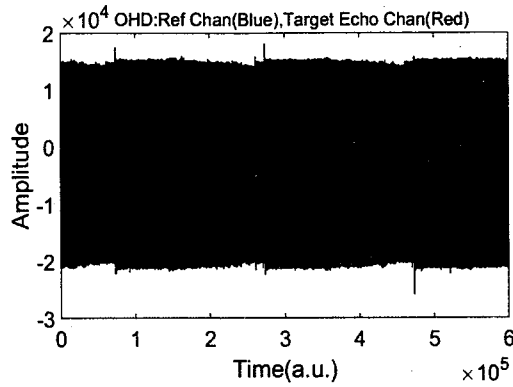
图 5.6 红外相机监控 12km 目标画面

Figure 5.6 Monitoring 12km target photo by infrared camera

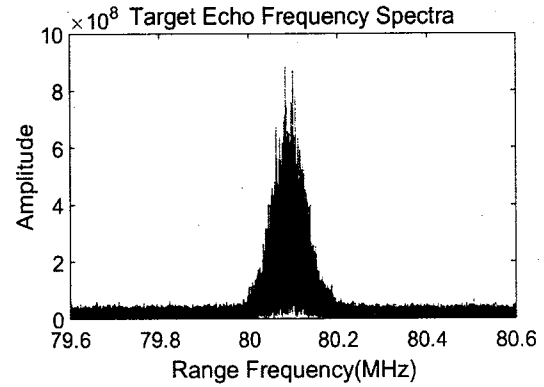
5.3.1.1 情况 1：目标回波信号强时

步骤 1 目标距离粗测，采用激光调频带宽为 400MHz，脉冲长度为 400 μ s 的调制信号进行探测，理论最小距离分辨率为 37.5cm。用于测距处理的总时间长度约为 66.4ms，共 166 个脉冲。

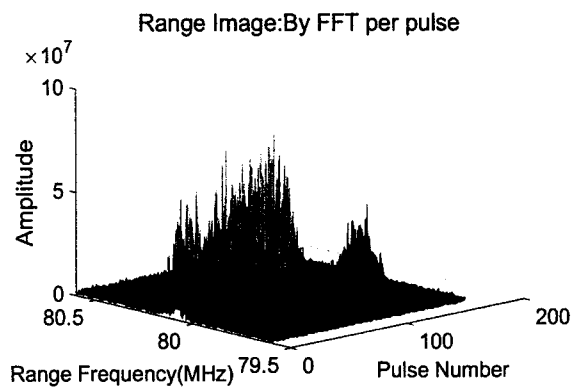
图 5.7 表示的是步骤 1 粗测结果。图 5.7(a)是参考通道（蓝色）和目标通道（红色）中光学外差探测电流的原始波形。图 5.7(b)是目标通道中光学外差探测电流连续 166 个调频脉冲的频谱，峰值在约 80.1MHz 处，FWHM 约为 83kHz。图 5.7(c)是对每个调频脉冲通过 FFT 形成的距离压缩图像。图 5.7(d)是图 5.7(c)中 166 个脉冲的平均距离分布，峰值在 80.0975MHz 处，FWHM 约为 87.5kHz。图 5.7(e)是未经 PNC 处理的 166 个调频脉冲二维 FFT 后形成的三维距离图像。图 5.7(f)是图 5.7(e)的峰值点的距离向剖面图。图 5.7(g)是经过 PNC 和二维数据处理后的三维距离图像。图 5.7(h)是图 5.7(g)的峰值点距离向剖面，峰值在 $f_{k1} = 80.0925\text{MHz}$ 处，FWHM 约为 $\delta f_{k1} = 6.25\text{kHz}$ 。



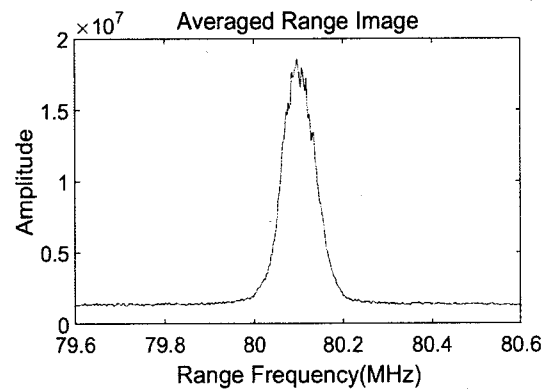
(a) 两路信号通道的原始光学外差探测波形



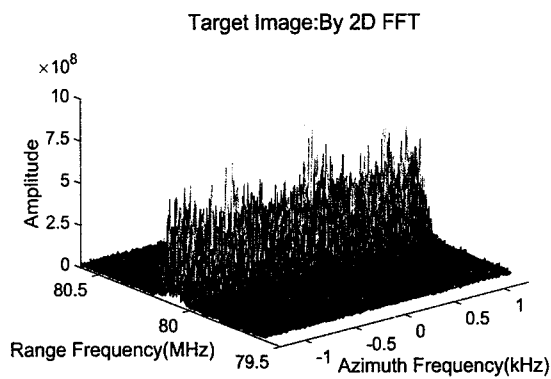
(b) 166 个调频脉冲的频谱



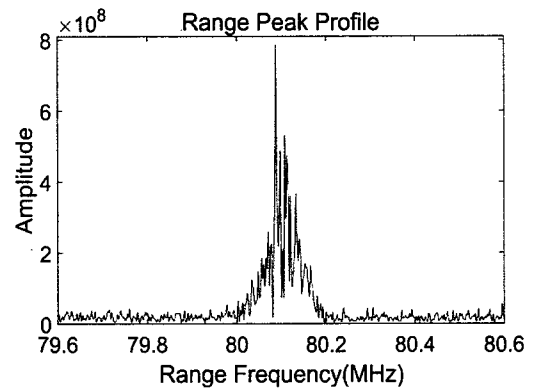
(c) 每个脉冲 FFT 的距离压缩图像



(d) 图(c)中的平均距离分布剖面



(e) 未 PNC 的二维 FFT 图像



(f) 图(e)中的峰值点距离向剖面

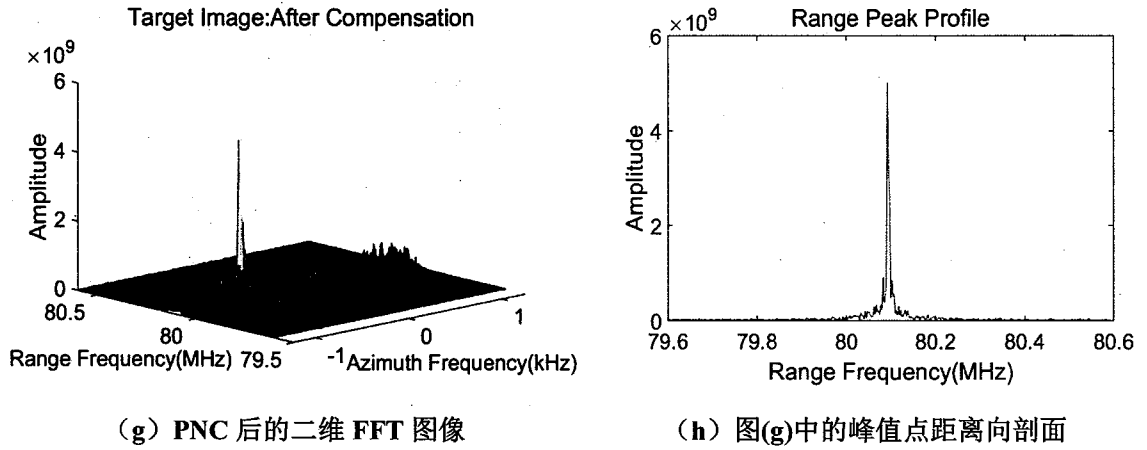


图 5.7 目标回波信号强时步骤 1 粗略测量的结果

Figure 5.7 Results with Step 1 coarse measurement when the echo signal is strong

图 5.7(b)为全部数据整体傅里叶变换和滤波后目标位置的频谱，可以看出，由于目标回波强，所对应的信号频谱峰值幅度高，但毛刺较多，不易正确估计频谱峰值，且频谱宽度 FWHM 约为 83kHz。

图 5.7(c)中，每个快时间脉冲聚焦后，聚焦为一个距离元，距离元聚焦峰值幅度波动明显，后半段中有部分幅度为零，说明激光束在空气中长距离传播受到大气湍流的影响，有时会导致基本接收不到回波信号。从图 5.7(d)可看出，目标距离所对应的频谱峰值点相较于图 5.7(b)明显，这说明对每个调频脉冲分别进行 FFT 有利于频谱峰值点的寻找。但是其 FMHW 约为 87.5kHz，计算可得距离分辨率为 13.125m，与理论值 0.375m 相差较大。

从图 5.7(e)可以看出，若只是单纯对数据进行二维 FFT 处理，目标在二维图像平面上会严重散焦。激光源的相位噪声极大地影响了目标方位向频率，在二维图像平面上，只有距离向聚焦，方位向严重散焦。

从图 5.7(g)可以看出，PNC 后，进行二维 FFT，目标明显聚焦，此时方位向频率峰值很容易被找到。与图 5.7(f)相比，图 5.7(h)显示目标峰值点幅度明显提升，FMHW 也明显变窄，表明经 PNC 和二维 FFT 处理后，得到了一个幅度更高，线宽更窄的峰。

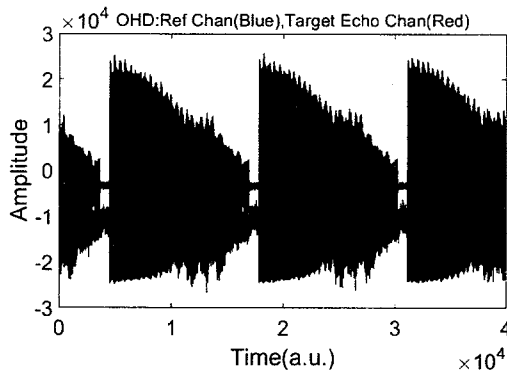
此时调频信号的调频率 $k_1 = \frac{B_1}{\tau_{pul1}} = \frac{400\text{MHz}}{400\mu\text{s}}$ ，目标距离和距离分辨率可以分别通过峰值频率 f_{k1} 和其谱宽 δf_{k1} 计算出来，如下所示：

$$\begin{cases} L_1 = \frac{1}{2} \cdot c \cdot \left(\frac{f_{k1}}{k_1} \right) \\ \delta L_1 = \frac{1}{2} \cdot c \cdot \left(\frac{\delta f_{k1}}{k_1} \right) \end{cases} \quad \dots(5.5)$$

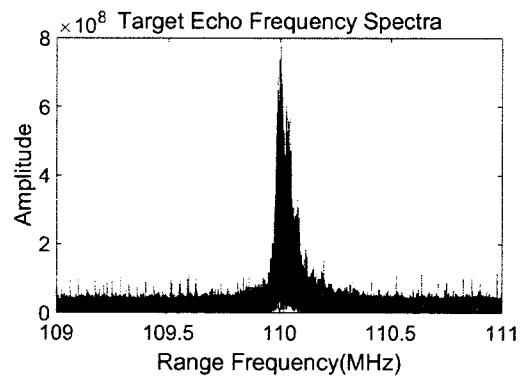
图 5.7(h)中的目标粗测距离为 $L_1 = 12013.875\text{m}$ ，距离分辨率为 $\delta L_1 = 0.938\text{m}$ 。

根据图 5.7(h)所测得的目标粗测距离，从图 5.3 中找出与该距离所对应的整数为 $m = 3$ 和调频脉冲长度为 $\tau_{pul2} = 26.6\mu\text{s}$ 。对目标进行步骤 2 距离高分辨率精测，调频带宽为 $B_2 = 10\text{GHz}$ ，调频脉冲长度为 $26.6\mu\text{s}$ ，理论距离分辨率为 1.5cm 。用于测距处理的总时间长度约为 66.5ms ，共 2500 个脉冲。

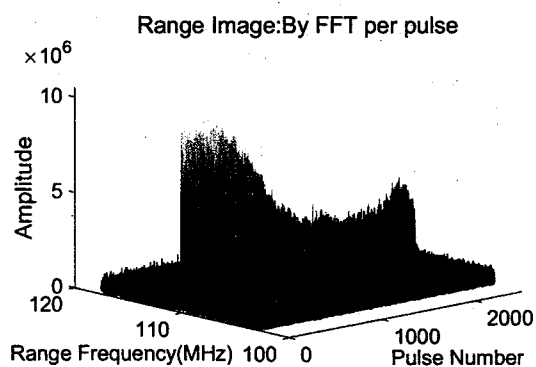
图 5.8 表示的是步骤 2 目标高分辨率精测的结果。图 5.8(a)是参考通道（蓝色）和目标通道（红色）中光学外差探测电流的原始波形。图 5.8(b)是目标通道中光学外差探测电流连续 2500 个调频脉冲（约 66.5ms ）的频谱，峰值在约 110MHz 处，FWHM 约为 70kHz 。图 5.8(c)是对每个调频脉冲通过 FFT 形成的距离压缩图像。图 5.8(d)是图 5.8(c)中的平均距离分布剖面，峰值在 110.0376MHz 处，FWHM 约为 84.60kHz 。图 5.8(e)是未经 PNC 处理的 2500 个调频脉冲二维 FFT 后形成的三维距离图像。图 5.8(f)是图 5.8(e)的峰值点的距离向剖面图。图 5.8(g)是经过 PNC 和二维 FFT 后的三维距离图像。图 5.8(h)是图 5.8(g)的峰值点距离向剖面，峰值在 $f_{k2} = 110.0376\text{MHz}$ 处，FWHM 约为 $\delta f_{k2} = 60.15\text{kHz}$ 。



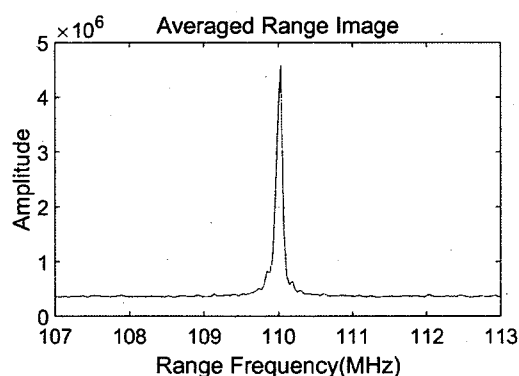
(a) 两路信号通道的原始光学外差探测波形



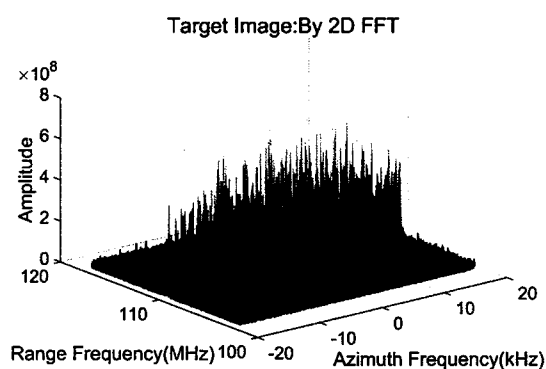
(b) 2500 个调频脉冲的频谱



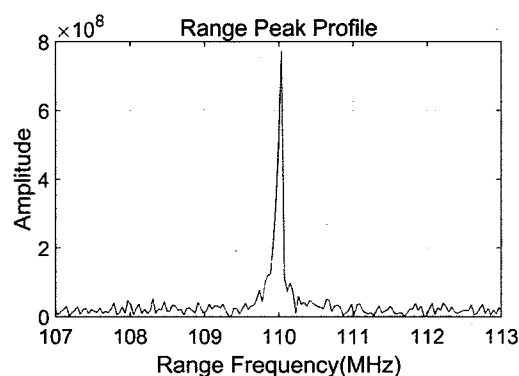
(c) 每个脉冲 FFT 的距离压缩图像



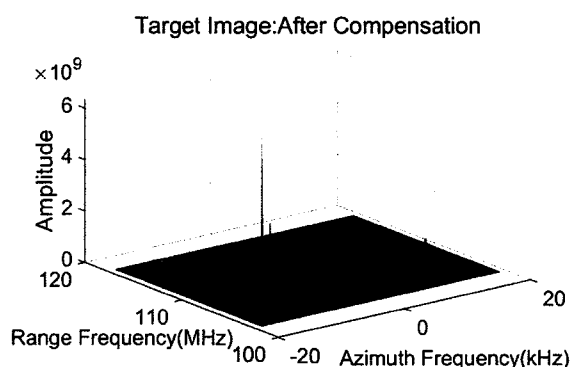
(d) 图(c)中的平均距离分布剖面



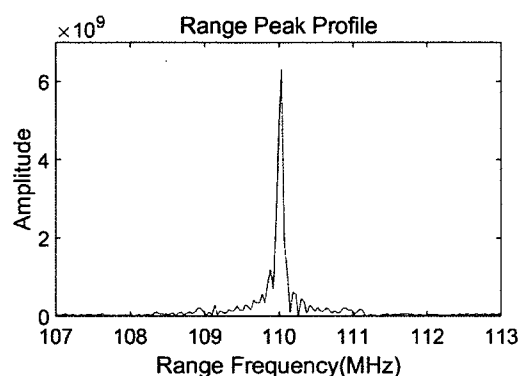
(e) 未 PNC 的二维 FFT 图像



(f) 图(e)中的峰值点距离向剖面



(g) PNC 后二维 FFT 图像



(h) 图(g)中的峰值点距离向剖面

图 5.8 目标回波信号强时步骤 2 高分辨率测量的结果

Figure 5.8 Results with Step 2 high resolution measurement when the echo signal is strong

图 5.8(b)为全部数据整体傅里叶变换和滤波后目标位置的频谱，可以看出，由于目标回波很强，所对应的频谱幅度较高，峰值位置约在 110MHz，FWHM 约为 70kHz。虽然只是一个目标点，但是频谱结构不是单一峰值。

图 5.8(c)中，每个快时间脉冲 FFT 后，聚焦为一个距离单元。所有聚焦脉冲

峰值都不为零,说明基本上每个调频脉冲长度内都接收到了回波信号。图 5.8(d)为图 5.8(c)中所有脉冲的均值,可以看到只有单一的脉冲,其 FMHW 约为 84.60kHz,与图 5.8(b)相比更小,对应的距离分辨率为 3.4cm,比理论值 1.5cm 略大。

从图 5.8(e)可以看出,未经 PNC 处理,在二维图像平面上,只有距离向聚焦,方位向严重散焦。

从图 5.8(g)可以看出,PNC 后,进行二维 FFT,目标在二维图像平面上明显聚焦。与图 5.8(f)对比,图 5.8(h)显示目标频谱的峰值点幅度明显提升,噪底也有所下降,FMHW 也更窄。

步骤 2 对目标距离进行高分辨率精确测量,整数 $m=3$ 表示目标回波与本振的第三个调频脉冲进行相干外差,调频率为 $k_2 = \frac{B_2}{\tau_{pul2}} = \frac{10\text{GHz}}{26.6\mu\text{s}}$,目标距离 L_2 和距离分辨率 δL_2 可以分别通过峰值频率 f_{k2} 和其谱宽 δf_{k2} 计算出来,如下所示:

$$\begin{cases} L_2 = \frac{1}{2} \cdot c \cdot \left(\frac{f_{k2}}{k_2} + m \cdot \tau_{pul2} \right) \\ \delta L_2 = \frac{1}{2} \cdot c \cdot \left(\frac{\delta f_{k2}}{k_2} \right) \end{cases} \quad \dots(5.6)$$

计算得出图 5.7(h)所对应的目标精测距离 $L_2 = 12013.905\text{m}$,距离分辨率为 $\delta L_2 = 2.4\text{cm}$,与理论值 1.5cm 基本一致。

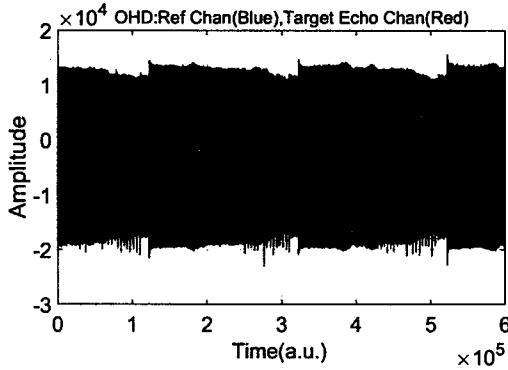
5.3.1.2 情况 2: 目标回波信号弱时

为了模拟返回光子水平较弱的场景,我们让激光雷达用探测激光束的边缘照亮光学角锥目标。这样目标回波信号的水平可以被大幅降低。

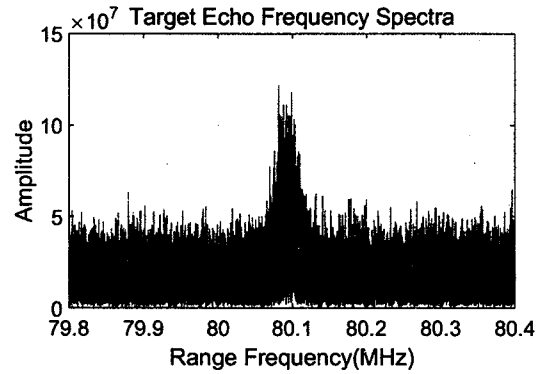
当目标回波信号弱时,步骤 1,我们同样采用激光调频带宽为 400MHz,脉冲长度为 400μs 的调制信号进行探测,理论最小距离分辨率为 37.5cm。用于测距处理的总时间长度约为 66.4ms,共 166 个脉冲。

图 5.9 表示的是步骤 1 目标距离粗略测量的结果。图 5.9(a)是参考通道(蓝色)和目标通道(红色)中光学外差探测电流的原始波形。图 5.9(b)是目标通道中光学外差探测电流连续 166 个调频脉冲的频谱,峰值在约 80.1MHz 处。图 5.9(c)是对每个调频脉冲通过 FFT 形成的距离压缩图像。图 5.9(d)是图 5.9(c)中平均距

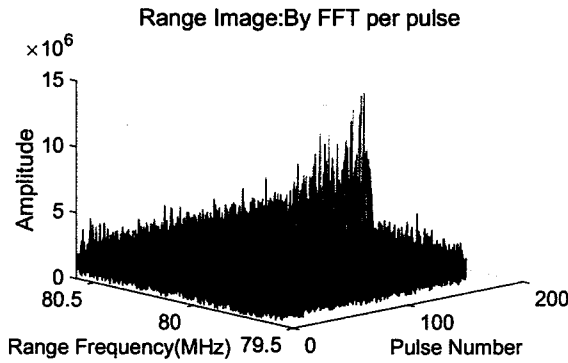
离分布, 峰值在 80.09MHz 处, FWHM 约为 31.250kHz。图 5.9(e)是未经 PNC 处理, 只经过二维 FFT 形成的三维距离图像。图 5.9(f)是图 5.9(e)的峰值点的距离向剖面图。图 5.9(g)是经过 PNC 和二维 FFT 后的三维距离图像。图 5.9(h)是图 5.9(g)的峰值点距离向剖面, 峰值在 80.1025MHz 处, FWHM 约为 8.625kHz。



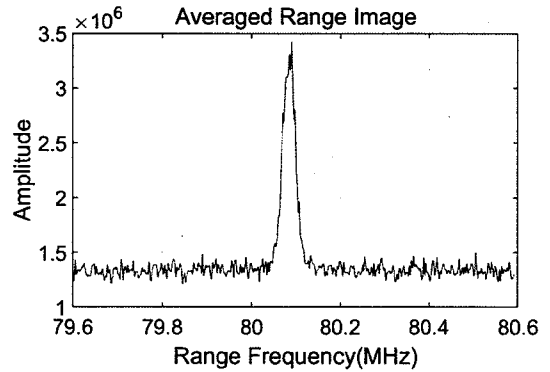
(a) 两路信号通道的原始光学外差探测波形



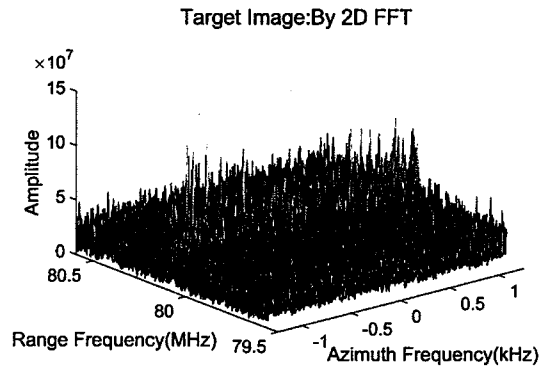
(b) 166 个调频脉冲的频谱



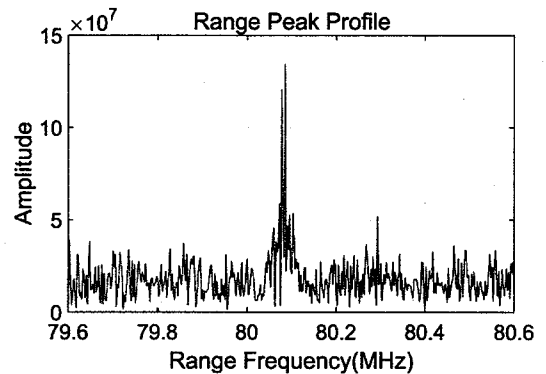
(c) 每个脉冲 FFT 的距离压缩图像



(d) 图(c)中的平均距离分布剖面



(e) 未 PNC 的二维 FFT 图像



(f) 图(e)中的峰值点距离向剖面

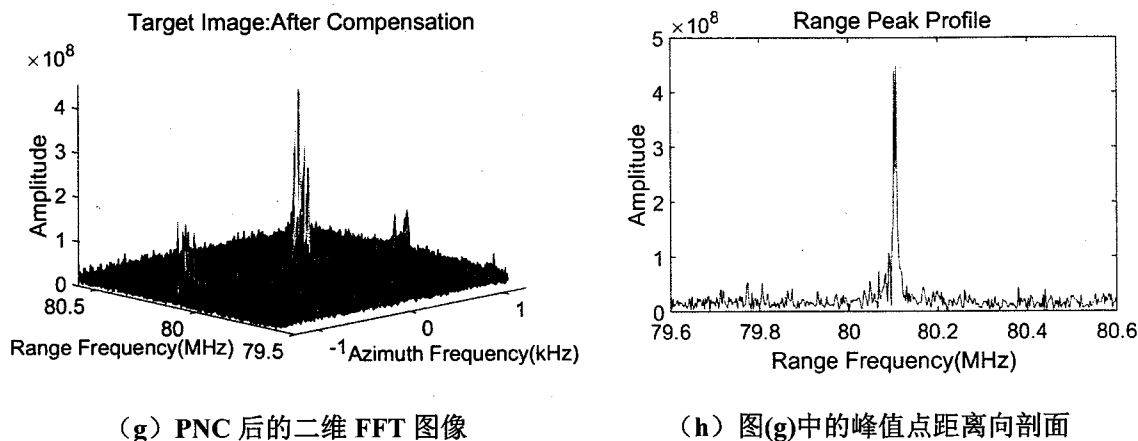


图 5.9 目标回波信号弱时步骤 1 粗略测量的结果

Figure 5.9 Results with Step 1 coarse measurement when the echo signal is weak

从图 5.9(b)可以看出, 外差信号频谱中毛刺较多, 频谱峰值并不唯一, 且线宽较宽。

图 5.9(c)中信号幅度波动明显, 前半部分信号幅度基本为零, 表明在前半部分基本未接收到回波信号。经过平均后的图 5.9(d), 与图 5.9(b)相比, 呈现一个明显的频谱峰值, 其 FMHW 更窄, 约为 31.250kHz, 计算可得距离分辨率为 4.536m, 与理论值 0.375m 相差较大。

从图 5.9(e)可以看出, 对未 PNC 的数据进行二维 FFT 处理, 目标在二维图像平面上会严重散焦。激光源的相位噪声极大地影响了目标方位向的聚焦效果。

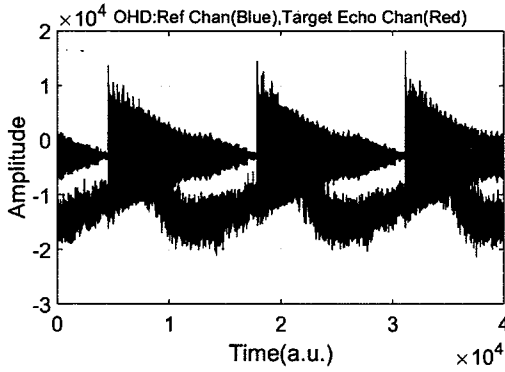
从图 5.9(g)可以看出, 经过 PNC 处理后, 二维 FFT 图像明显聚焦, 此时方位向频率峰值很容易被找到。其峰值点位置剖面图为图 5.9(h), 信号频谱峰值幅度明显提升, FMHW 也明显变窄, 说明经 PNC 处理后, 较好地补偿了相位噪声, 得到了一个幅度更高, 线宽更窄的峰。

图 5.9(h)中, 距离向频率峰值在 80.1025MHz 处, FWHM 约为 8.625kHz, 由式 (5.5) 计算出目标粗测距离 $L_1 = 12015.375\text{m}$, 距离分辨率为 $\delta L_1 = 1.294\text{m}$ 。

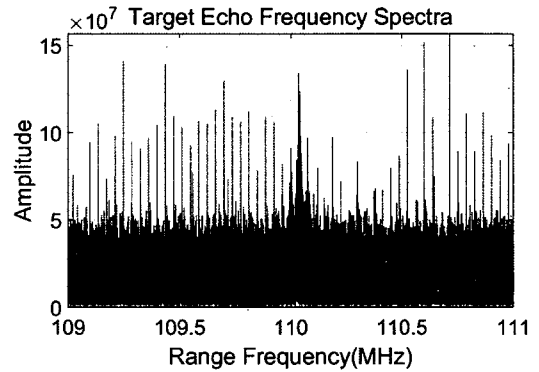
根据图 5.9(h)所得目标粗测距离, 从图 5.3 中可以找出与该距离相对应的整数 $m = 3$ 和调频脉冲长度 $\tau_{pul2} = 26.6\mu\text{s}$ 。对目标距离进行步骤 2 高分辨率精测, 调频带宽为 $B_2 = 10\text{GHz}$, 调频脉冲长度为 $26.6\mu\text{s}$, 理论距离分辨率为 1.5cm。用于测距处理的总时间长度约为 66.5ms, 共 2500 个脉冲。

图 5.10 是步骤 2 高分辨率精测实验结果。图 5.10(a)是参考通道 (蓝色) 和目标通道 (红色) 中光学外差探测电流的原始波形。图 5.10(b)是目标通道中光学

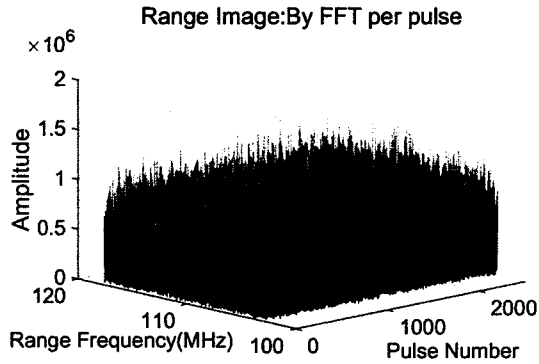
外差探测电流连续 2500 个调频脉冲的频谱，峰值在约 110.0MHz 处。图 5.10(c)是对每个调频脉冲通过 FFT 形成的距离压缩图像。图 5.10(d)是图 5.10(c)中 2500 个脉冲的平均距离分布，峰值在 110.0752MHz 处，FWHM 约为 53.759kHz。图 5.10(e)是未经 PNC 处理的 2500 个调频脉冲二维数据处理后形成的三维距离图像。图 5.10(f)是图 5.10(e)的峰值点的距离向剖面图。图 5.10(g)是经过 PNC 和二维数据处理后的三维距离图像。图 5.10(h)是图 5.10(g)的峰值点距离向剖面，峰值在 110.0752MHz 处，FWHM 约为 60.030kHz。



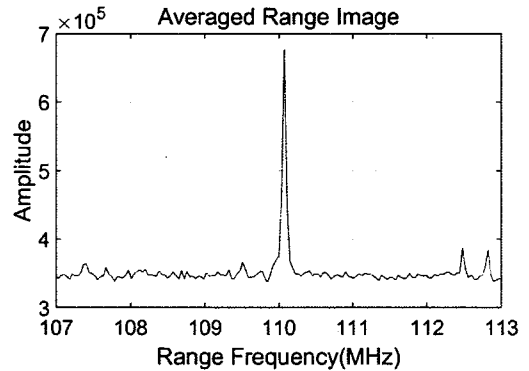
(a) 两路信号通道的原始光学外差探测波形



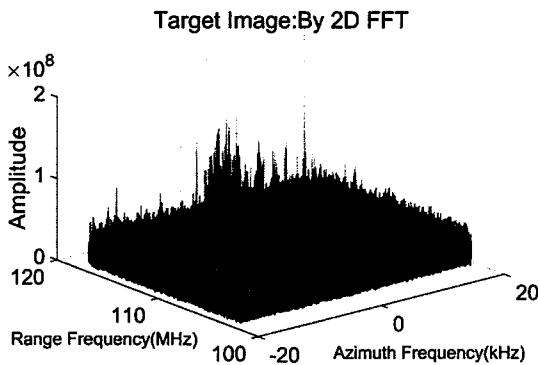
(b) 2500 个调频脉冲的频谱



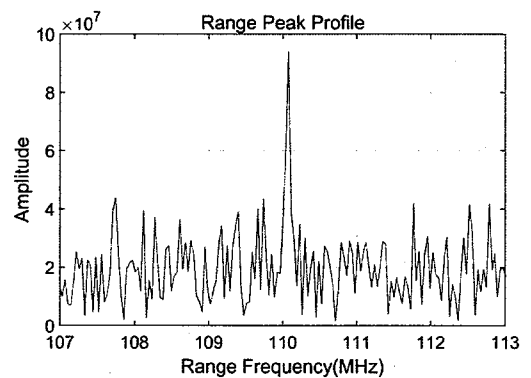
(c) 每个脉冲 FFT 的距离压缩图像



(d) 图(c)中的平均距离分布剖面



(e) 未 PNC 的二维 FFT 图像



(f) 图(e)中的峰值点距离向剖面

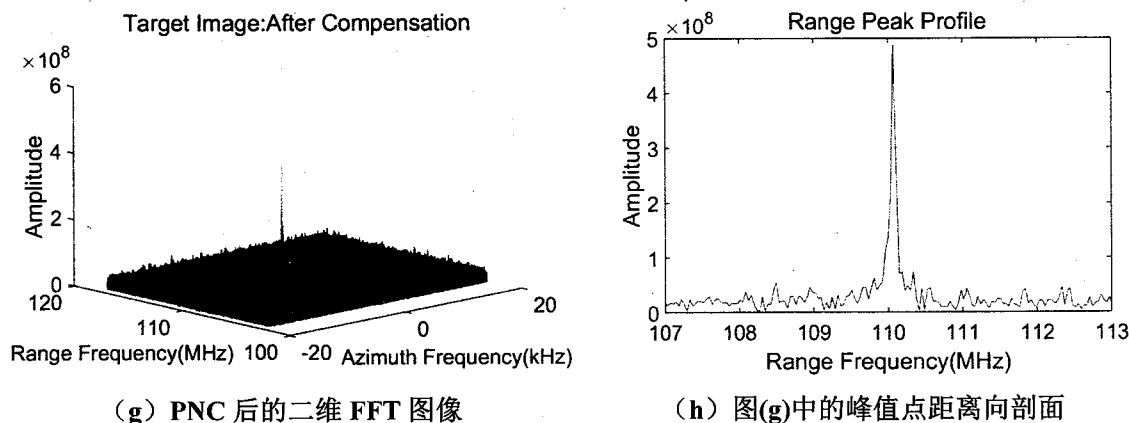


图 5.10 目标回波信号弱时步骤 2 高分辨率测量的结果

Figure 5.10 Results with Step 2 high resolution measurement when the echo signal is weak

从图 5.10(b)可以看出, 信号频谱毛刺较多, 并且几乎被周期性的强度噪声所淹没, 此时无法通过频谱峰值位置得到目标距离。

从图 5.10(c)可以看出, 此时目标回波信号很弱, 单个调频脉冲内的频谱基本看不到目标回波信号。图 5.10(d)中, 信号频谱峰值幅度较小。

从图 5.10(e)可以看出, 目标在二维图像平面上严重散焦, 目标距离向和方位向频率无法找到, 无法得到目标距离。

从图 5.10(g)可以看出, PNC 后再进行二维 FFT, 目标在二维图像平面上聚焦, 出现明显峰值。与图 5.10(f)对比, 图 5.10(h)显示目标频谱的峰值点幅度明显提升, 噪底也有所下降。

图 5.10(h)中频率峰值 110.0752MHz, FWHM 约 60.030kHz, 由式 (5.6) 计算出所对应的目标精测距离 $L_2 = 12013.920\text{m}$, 距离分辨率为 $\delta L_2 = 2.5\text{cm}$, 与理论分辨率 1.5cm 基本相符。

激光束在空气中长距离传播会受到大气湍流的影响, 引起光束扩散和幅度波动, 这种现象在近地水平路径上更为明显。实验中, 激光信号的近地水平往返路径约为 24km, 大气湍流引起的接收目标回波光子的波动可以从图 5.7(c)、5.8(c)、5.9(c)、5.10(c)所示的光学外差探测信号幅度的波动明显看出。例如, 在图 5.9(c)中, 在总共 166 个脉冲的前半部分, 随机大气湍流导致接收到的目标回波信号基本为零, 只有后半部分才具有可观察到的信号强度。

在 FMCW 激光雷达测距中, 有三种数据处理方法可用于从光学外差探测电流中找到距离对应的频率峰值。第一种方法是直接对目标通道中的整段数据进行

FFT, 如图 5.7(b)、5.8(b)、5.9(b)、5.10(b)所示。第二种方法是非相干叠加, 通过对每个调频脉冲应用 FFT 并找到它们的平均值, 如图 5.7(d)、5.8(d)、5.9(d)、5.10(d)所示。第三种是本文提出的方法, 即利用参考通道进行 PNC 和二维 FFT, 如图 5.7(h)、5.8(h)、5.9(h)、5.10(h)所示。

在所述三种方法中, 第一种方法不适合在该激光雷达中找到距离峰值, 因为接收到的目标回波是周期性的调频信号, 对整段数据进行 FFT, 光源相位噪声和周期性的强度噪声会耦合进回波外差信号频谱中, 导致毛刺过多, 如图 5.7(b)、5.8(b)、5.9(b)所示; 或者信号会被周期性的强度噪声淹没, 如图 5.10(b)所示。虽然对整段时间直接 FFT 会有较高的频谱分辨率, 但是这些噪声都会引起测量误差, 特别是在目标回波信号非常弱的情况下。

第二种方法则是对其分段, 对每个脉冲进行 FFT 后, 将所有脉冲频谱非相干叠加。分段 FFT 可以消除强度噪声的影响, 虽然这在一定程度上牺牲了频谱分辨率, 但是消除了信号中相对强度噪声的影响, 如图 5.7(d)、5.8(d)、5.9(d)、5.10(d)所示, 和第一种处理方法的结果相比, 外差信号谱峰都有所改善, 但是光源的相位噪声影响依然存在。

第三种方法, 即本文所提出的数据处理方法, 在第二种方法的基础上对光源相位噪声进行补偿, 然后进行二维 FFT, 可以将所有去除光源相位噪声的光子通过相干叠加, 大幅度提高探测信噪比。因此可以看出图 5.7(h)、5.8(h)、5.9(h)、5.10(h)中谱峰相较于前两种方法, 信号频谱线宽和幅度都有明显的提升。

使用式 (5.5) 和式 (5.6) 分别计算出第二种数据处理方法 (非相干叠加) 和本文所提的二维 FFT 方法所对应的目标距离和距离分辨率, 其详细计算结果如表 5.2 所示。

表 5.2 目标测量距离
Table 5.2 Distance Measured

回波情况	测量步骤	峰值频率 (MHz)	谱宽 (kHz)	距离 (m)	距离分辨率 (m)	数据来源
1(强)	1(粗测)	80.0975	87.50	12014.625	13.125	图 5.7(d)
		80.0925	6.25	12013.875	0.938	图 5.7 (h)
	2(精测)	110.0376	84.60	12013.905	0.034	图 5.8 (d)
		110.0376	60.15	12013.905	0.024	图 5.8 (h)

表 5.2 目标测量距离 (续表)

Table 5.2 Distance Measured (continued)

回波 情况	测量 步骤	峰值频率 (MHz)	谱宽 (kHz)	距离 (m)	距离分辨率 (m)	数据来源
2(弱)	1(粗测)	80.0900	31.25	12013.500	4.536	图 5.9 (d)
		80.1025	8.62	12015.375	1.294	图 5.9 (h)
	2(精测)	110.0752	53.76	12013.920	0.021	图 5.10 (d)
		110.0752	62.03	12013.920	0.025	图 5.10 (h)

在表 5.2 中, 可以看到在步骤 1 粗略测量时, 无论回波信号强还是回波信号弱, 距离分辨率都得到了显著提升, 如图 5.7(d)、图 5.7(h)和图 5.9(d)、图 5.9(h), 分别从 13.125m 提升至 0.938m 和从 4.536m 提升至 1.294m。这是因为粗测时, 调频脉冲长度 τ_{pwl} 比较长, 比激光源的相干时间长, 导致相干处理时间长。而根据式 (3.6) 可知光学外差探测中相位噪声方差与时间成正比, 因此相干处理时间越长, 相位噪声的影响越大。因此在未经 PNC 处理的情况下, 将所有调频脉冲中的光子进行非相干叠加会降低距离分辨率, 如图 5.7(d)和图 5.9(d)所示, 并且相干处理时间越长, 距离分辨率越低; 而经过 PNC 和相干叠加后, 测量的距离分辨率可以显著提高, 如图 5.7(h)、5.8(h)、5.9(h)、5.10(h)所示。

表 5.2 显示, 在目标回波信号强的情况下, 由所提出的高分辨率精测方法测量光学角锥目标与激光雷达之间的距离为 12013.905m, 距离分辨率为 2.4cm, 如图 5.8(h)所示; 在目标回波信号弱的情况下, 所测距离为 12013.920m, 距离分辨率为 2.5cm, 如图 5.10(h)所示。在这两种情况下, 距离分辨率与 10GHz 激光调频带宽所定义的理论分辨率值 1.5cm 还是非常吻合的。

表 5.3 是在目标回波信号弱的情况下, 数据处理方法对目标回波信号信噪比的影响, 分别计算了粗测和精测时两种数据处理方法的信噪比 (SNR)。从表 5.3 中可以看出, 不论是步骤 1 粗测, 还是步骤 2 精测, 使用 PNC 和二维 FFT 后, 信噪比均能得到进一步提升, 粗测时 SNR 从 8.36dB 提升至 30.87dB, 增加了 22.51dB; 精测时 SNR 从 5.72dB 提升至 32.24dB, 增加了 26.52dB。

理论上, 相干叠加和非相干叠加两种数据处理方法只会影响目标回波信号的信噪比, 目标距离分辨率只和探测信号调制带宽相关。实验中, 目标距离分辨率

定义为信号主瓣的 FWHM，因此，测距分辨率会受到噪声影响，不同信噪比下的测距分辨率有所不同，并且也会因为测量距离的改变而有所改变。

表 5.3 所示，目标回波弱时，对目标距离精测时，非相干叠加数据处理方法得到的距离分辨率为 2.1cm，优于相干叠加数据处理方法得到的 2.5cm 的距离分辨率。这是因为信号噪声包含激光源相位噪声、大气湍流影响、探测器热噪声等，虽然经过 PNC 后可以消除激光源相位噪声影响，但是其他剩余噪声仍然会导致相干叠加一定程度散焦。

表 5.3 目标回波弱时距离峰值的 SNR

Table 5.3 SNR's on Range Peak when the echo signal is weak

测量步骤	数据处理方法	距离 (m)	分辨率 (m)	SNR (dB)	数据来源
1 (粗测)	非相干叠加	12013.500	4.536	8.36	图 5.9(d)
	相干叠加	12015.375	1.294	30.87	图 5.9(h)
2 (精测)	非相干叠加	12013.920	0.021	5.72	图 5.10(d)
	相干叠加	12013.920	0.025	32.24	图 5.10(h)

5.3.2 19.5km 目标测距

在实验测试中，以光学角锥作为测试目标，将其放置在距离激光雷达约 19.5km（通过 GPS 坐标测量）的山顶处。

图 5.11 是在地图上使用 GPS 定位测量的目标距离。图 5.12 是在实验系统处拍摄的 19.5km 目标位置照片，其中红色圈起部分为目标所在位置。图 5.13 是红外相机的监控 19.5km 目标画面，其中红色圈起部分为目标所在位置。

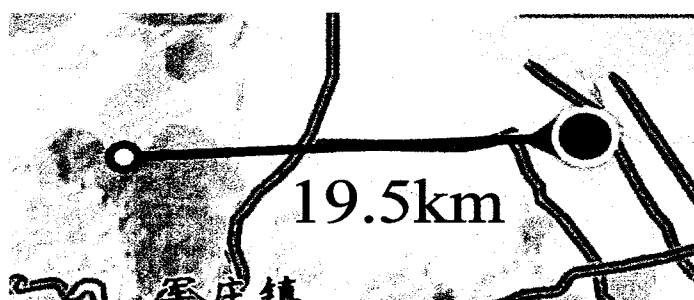


图 5.11 GPS 测量目标距离 (19.5km)

Figure 5.11 Target distance measured by GPS (19.5km)



图 5.12 实验系统处的 19.5km 目标位置照片

Figure 5.12 Photo of the 19.5km target location viewed from the experimental system

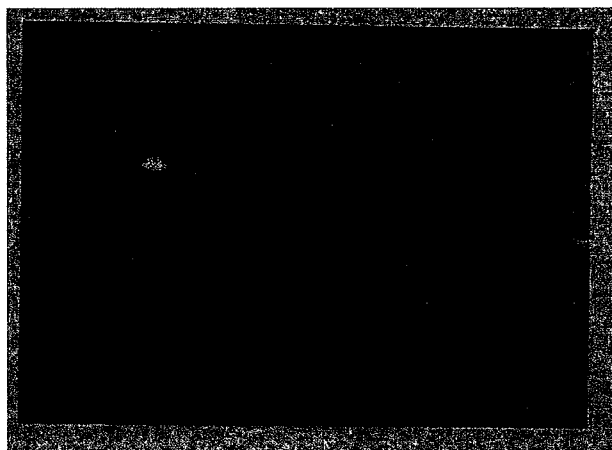


图 5.13 红外相机监控 19.5km 目标画面

Figure 5.13 Monitoring 19.5km target photo by infrared camera

步骤 1 同样采用激光调频带宽为 400MHz，脉冲长度为 400 μ s 的调制信号进行目标距离粗测，理论最小距离分辨率为 37.5cm。用于测距处理的总时间长度约为 64.8ms，共 162 个脉冲。

图 5.14 表示的是步骤 1 目标距离粗略测量的结果。图 5.14(a)是参考通道（蓝色）和目标通道（红色）中光学外差探测电流的原始波形。图 5.14(b)是目标通道中光学外差探测电流连续 162 个调频脉冲的频谱，峰值在约 129.63MHz 处，此时信号很微弱，快被噪声淹没。图 5.14(c)是对每个调频脉冲通过 FFT 形成的距离压缩图像。图 5.14(d)是图 5.14(c)中 162 个脉冲的平均距离分布，峰值在 129.6245MHz 处，FWHM 约为 32.5kHz。图 5.14(e)是经过 PNC 和二维数据处理后的三维距离图像。图 5.14(f)是图 5.14(e)的峰值点距离向剖面，峰值在 129.6295MHz 处，FWHM 约为 5.59kHz。

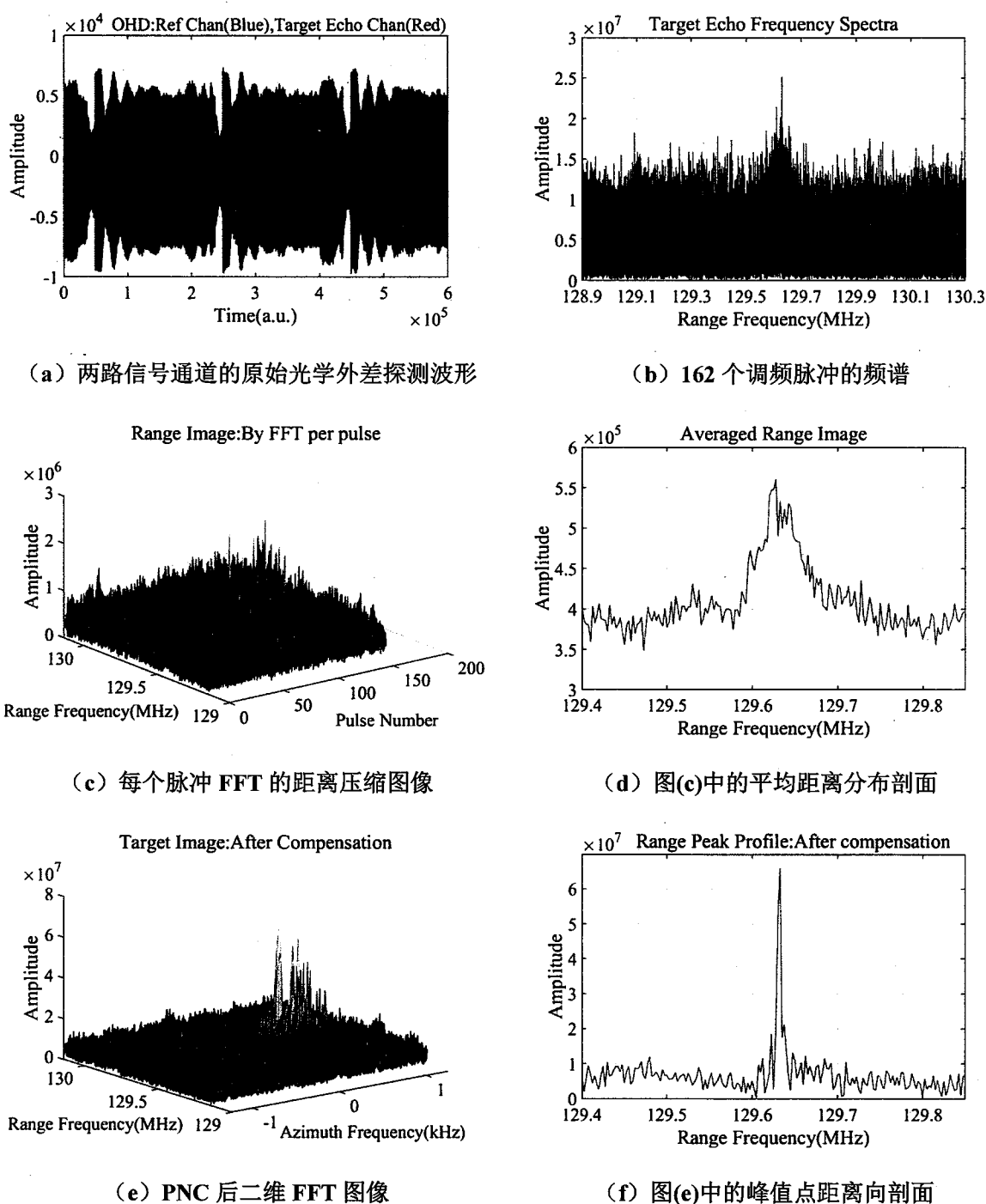


图 5.14 目标距离为 19.5km 时步骤 1 粗略测量的结果

Figure 5.14 Results with Step 1 coarse measurement when the distance is 19.5km

从图 5.14(b)可以看出,对全部数据整体傅里叶变换和滤波后,目标位置的频谱峰值不明显。虽然只是一个目标点,但频谱结构并不是单一峰值,且线宽较宽,并且目标回波信号微弱,几乎要被噪声淹没。

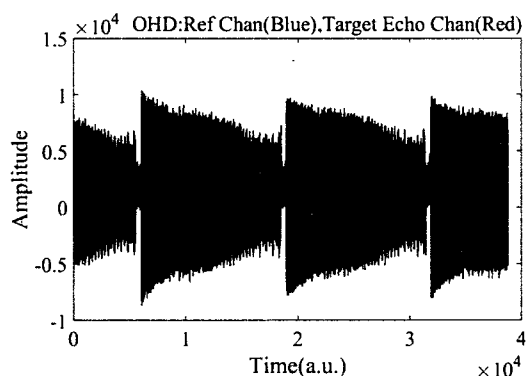
从图 5.14(c)中可以看出,在 162 个脉冲中,基本有一半以上的脉冲内并未收到可观测的目标回波信号,这说明在 19.5km 的距离下,实验数据采集时大气湍流严重,影响了可接收的目标回波信号。图 5.14(d)是图 5.14(c)的距离向剖面,从图中可以看出,此时散焦严重,信号频谱线宽非常大。

图 5.14(e)是经过 PNC 和二维 FFT 后的距离图像。目标在距离向上有一定程度的散焦。图 5.14(f)是图 5.14(e)的峰值点距离向剖面,频谱线宽相对于图 5.14(b)和图 5.14(d)明显变窄,幅度也更高。

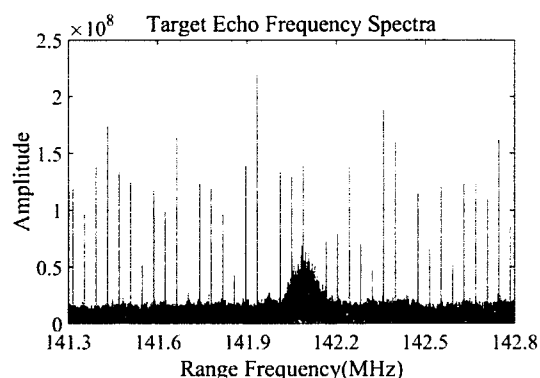
图 5.14(f)峰值在 129.6295MHz, FWHM 约为 5.59kHz,通过式 (5.5) 计算可得对应的目标距离为 $L_1 = 19443.675\text{m}$, 距离分辨率为 $\delta L_1 = 4.875\text{m}$ 。

根据粗测目标距离 $L_1 = 19443.675\text{m}$,从图 5.3 中可以找出与该距离相对应的整数 $m = 5$ 和调频脉冲长度 $\tau_{pul2} = 25.85\mu\text{s}$ 。对目标进行步骤 2 高分辨率精测,调频带宽为 $B_2 = 10\text{GHz}$, 调频脉冲长度为 $25.85\mu\text{s}$, 理论距离分辨率为 1.5cm 。用于测距处理的脉冲数共 2500 个,总时间长度约为 64.6ms 。

图 5.15 表示的是步骤 2 高分辨率精测实验结果。图 5.15(a)是参考通道(蓝色)和目标通道(红色)中光学外差探测电流的原始波形。图 5.15(b)是目标通道中光学外差探测电流连续 2500 个调频脉冲的频谱,峰值在约 142.0900MHz 处,FWHM 约为 422kHz。图 5.15(c)是对每个调频脉冲通过 FFT 形成的距离压缩图像。图 5.15(d)是图 5.15(c)中 2500 个脉冲的平均距离分布,峰值在 142.1083MHz 处,FWHM 约为 113.61kHz。图 5.15(e)是经过 PNC 和二维 FFT 后的三维距离图像。图 5.15(f)是图 5.15(e)的峰值点距离向剖面,峰值在 142.1083MHz 处,FWHM 约为 51.28kHz。



(a) 两路信号通道的原始光学外差探测波形



(b) 2500 个调频脉冲的频谱

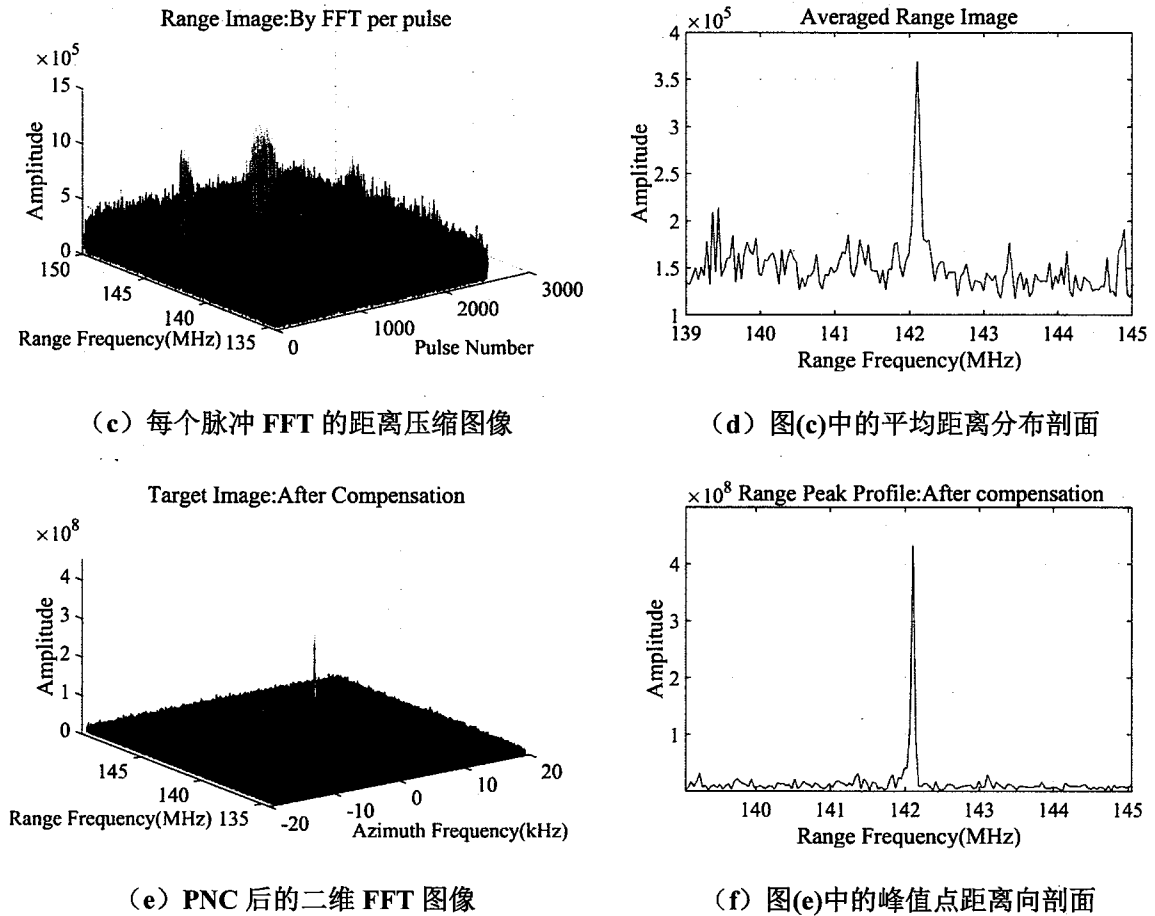


图 5.15 目标距离为 19.5km 时步骤 2 高分辨率测量的结果

Figure 5.15 Results with Step 2 high resolution measurement when the distance is 19.5km

从图 5.15(b)可看出, 目标回波信号几乎被周期性的相位噪声淹没, 此时不易求得准确的目标距离。

从图 5.15(c)可看出, 大气湍流对目标回波造成了一定的影响, 图上的幅度波动显示了在大约近 66.5ms 的时间内, 基本有一半以上的时间系统所接收到的目标回波极其微弱, 几乎为零。而图 5.15(d)是图 5.15(c)中 2500 个脉冲的平均距离分布, 从图中可看出信号频谱峰值幅度较低, 噪底较高。

图 5.15(e)是经 PNC 和二维 FFT 处理后的图像, 峰值明显, 聚焦良好。图 5.15(f)是图 5.15(e)的峰值点距离向剖面, 从图中可看出, 信号频谱幅度相较于图 5.15(b)和图 5.15(d)有明显提升, 频谱线宽也有所变窄。

图 5.15(f)峰值 142.1083MHz, FWHM 约 51.28kHz, 由式(5.6)计算出对应的目标精测距离为 $L_2 = 19442.603\text{m}$, 距离分辨率为 $\delta L_2 = 2\text{cm}$, 与理论分辨率值 1.5cm 基本相符。

表 5.4 给出了利用式 (5.5) 和式 (5.6) 计算非相干叠加和相干叠加两种处理方法分别对应的目标距离、距离分辨率和 SNR 的结果。

表 5.4 19.5km 目标的测量结果

Table 5.4 Measurement results of 19.5km target

测量步骤	数据处理方法	距离 (m)	分辨率 (m)	SNR (dB)	数据来源
1 (粗测)	非相干叠加	19443.675	4.875	3.66	图 5.14(d)
	相干叠加	19444.425	0.839	20.36	图 5.14(h)
2 (精测)	非相干叠加	19442.603	0.044	8.04	图 5.15(d)
	相干叠加	19442.603	0.020	32.03	图 5.15(h)

从表 5.4 中可以看出, 在步骤 1 粗测时相干叠加的 SNR 为 20.36dB, 比非相干叠加的 3.66dB 高 16.7dB, 在步骤 2 精测时相干叠加的 SNR 为 32.03dB, 比非相干叠加的 8.04dB 高 23.99dB。相干处理后信噪比的增加表明所提出的 FMCW 激光雷达测距技术具有非常高的探测灵敏度。

5.4 小结

本章在室外环境下开展远距离 FMCW 激光雷达高分辨率测距实验。以一个光学角锥为实验目标, 在室外 12km、19.5km 两个距离上进行了两步法实验。其中, FMCW 激光雷达步骤 1 粗测设置调频带宽 400MHz, 调频周期 400 μ s; 步骤 2 精测设置调频带宽 10GHz; 光学外差探测器带宽 200MHz, 采样率 500MSPS。实验结果为, 对 12km 目标, 回波信号强时, 精测目标距离为 12013.905m, 距离分辨率为 2.4cm; 回波信号弱时, 精测目标距离为 12013.920m, 距离分辨率为 2.5cm; 对 19.5km 目标, 精测目标距离为 19442.603m, 距离分辨率为 2.0cm。两个目标距离上, 实验获得的距离分辨率均与雷达 10GHz 调频带宽对应的理论分辨率 1.5cm 基本相符。19.5km 目标的距离分辨率优于 12km, 理论上, 两者分辨率是一致的, 与调频带宽相关, 但是实验中有效的调制带宽和信号信噪比都会影响实际测距分辨率。

实验结果表明, FMCW 激光雷达以两步法工作, 可以大幅度延长其不模糊测量距离, 降低系统的电子学处理带宽, 实现远距离目标的高分辨率测距。

另外, 所提出的 FMCW 激光雷达测距的二维 FFT 处理方法, 结合 PNC 技术, 可以将所有调频脉冲的目标回波光子相干累加起来, 提高探测灵敏度。这种方法非常适合于远距离微弱回波目标的测距。

第6章 总结与展望

6.1 总结

本文对远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距技术开展了研究,提出了基于光源 PNC 和周期性连续调频激光信号探测的远距离 FMCW 激光雷达高分辨率测距方法。建立了激光光源 PNC 技术理论模型,提出了远距离高分辨率 FMCW 激光雷达测距二维数据处理方法,开展了实验研究。具体研究工作如下:

(1) 分析了 FMCW 激光雷达远距离高分辨率测距存在的若干问题,包括探测距离远时光源相位噪声的影响、目标回波信号微弱、距离模糊、以及高分辨率测距中降低电子学处理带宽等问题。针对这些问题,提出了面向远程静止目标测距的两步测量方法和适用于微弱目标回波测距的二维 FFT 数据处理方法。

(2) 对远距离 FMCW 激光雷达测距中的光源相位噪声影响开展了理论和实验研究。根据激光光源相位噪声的产生机制和利用一路短延时参考通道进行 PNC 的方法,建立了 FMCW 激光雷达测距时光源相位噪声补偿的理论模型。在室内纯光纤传输和在室外空间传输环境中进行 PNC 技术的有效性实验。室内实验中通过不同参考通道光纤长度对目标通道进行 PNC,结果表明当参考通道光纤长度为 0.14km 时,对目标通道光纤长度为 30km 的 PNC 效果良好。室外实验中,通过选用不同线宽激光器进行 PNC 效果对比,实验结果表明,在 12km 或 19.5km 的空间传输中,虽然存在大气湍流的影响,PNC 技术也具有良好的补偿效果。

大气环境中 FMCW 激光远距离传输的 PNC 实验结果,国内很少报道。这一工作的研究论文《Phase Noise Compensation Experiment with Frequency Modulated Continuous Wave Laser in Atmospheric Propagation》投稿《Optical Engineering》(Submitted, under reviewing)。

(3) 开展了远距离 FMCW 激光雷达高分辨率测距技术理论和实验研究。在 PNC 研究基础上,提出了 FMCW 激光雷达两步测距方法和二维数据处理方法,完成了理论推导。利用 1550nm 波长激光器,建立了包含光源相位噪声测量参考通道的 FMCW 激光雷达测距实验装置,以光学角锥作为实验目标,开展了

远距高分辨率测距实验。其中，FMCW 激光雷达探测激光信号精测调频带宽为 10GHz，电子学处理带宽为 200MHz。

当目标距离约为 12km 时，目标回波信号强的情况下，FMCW 激光雷达精测距离为 12013.905m，距离分辨率为 2.4cm；目标回波弱的情况下，FMCW 激光雷达精测距离为 12013.920m，距离分辨率为 2.5cm。

当目标距离约为 19.5km 时，FMCW 激光雷达精测距离为 19442.603m，距离分辨率为 2cm。

实验结果与理论预期基本相符。

实验发现，对于微弱回波目标，本文所提的二维数据处理方法，能够相干叠加所有回波光子，大幅度提高微弱回波信号的探测信噪比。

理论分析和实验结果验证了本文所提出的远距高分辨率 FMCW 激光雷达测距方法的可行性。

相关论文《Long distance high resolution FMCW laser ranging with phase noise compensation and 2D signal processing》投稿于《Applied Optics》(Accepted)

6.2 展望

目前，我们的 FMCW 激光雷达远距高分辨率目标测距技术还只是以静止的光学角锥为目标开展了原理实验验证，进一步的工作安排包括：

(1) 自然扩展目标的测距实验。光学角锥是强反射目标，自然界中一般不存在。自然目标一般为扩展目标，形状不规则，回波弱。这种测距技术应用于自然地物目标的测距能力，是形成实际应用系统很关心的问题。

(2) 目标运动的影响。目前的工作，包括理论分析和实验验证，都是以完全静止的目标为对象，没有考虑目标运动的影响。实际应用中的测距目标可能是运动的。当面向运动目标测距时，这种 FMCW 激光雷达的适用性，值得进一步研究。