
上海交通大学

SHANGHAI JIAO TONG UNIVERSITY

学士学位论文

BACHELOR'S THESIS



论文题目：低噪声宽带微波信号的新型光子
产生方法

学生姓名：徐绍夫

学生学号：5130309506

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

低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法

摘要

现代雷达为了从大的杂波和噪声背景中检测或者分辨出待测目标,往往需要信号源的频率纯度和稳定度达到很高的水平。另一方面,在高分辨雷达应用中,其发射信号的带宽决定了其能达到的最大分辨率。在传统电学的微波频率产生领域,往往是经过一个基准源,通过分频、倍频、混频和滤波等过程得到一个频率合成系统。以此系统作为依托来进行信号的发射和回波的处理。但是,由于电学过程多次倍频、混频等操作,所能得到的微波信号的频率质量将会恶化。另一方面,受限于电学器件的工作带宽,所能产生的微波信号的带宽是相对有限的。利用光子学的先天性的低抖动和大带宽的特性,可以满足雷达信号对于低噪声和大带宽的要求。本文详细描述了一种基于主动锁模激光器的新型微波产生方法,目标是产生低噪声大带宽的微波信号,能够在雷达的应用中提升雷达的探测能力。本文介绍的工作主要分为以下几方面。一是关于微波光子学的理论研究,明确光子学在微波产生方面所能达到的低相位噪声特性。二是关于微波源噪声,主要是相位噪声对于整个雷达系统性能影响的仿真。利用 MATLAB 平台完成了相位噪声对于雷达距离探测精度,对于多普勒探测能力和对于动目标检测(MTI)技术的影响程度的仿真。说明了相位噪声在雷达应用中的重要性。三是基于主动锁模激光器平台实现了新型微波信号产生方法并且模拟了该信号的雷达天线收发过程,在 Ka (26.5GHz~40GHz) 波段实现了收发信号的脉冲压缩,说明了光子学的大带宽特性在雷达应用中的优势。

关键词: 微波光子学, 主动锁模激光器, MATLAB 仿真, 光子雷达收发系统

A NOVEL PHOTONIC METHOD ON LOW-NOISE WIDE-BAND MICROWAVE SIGNALS GENERATION

ABSTRACT

Modern radar systems aim at detecting and tracking the target of interest from hybrid echos with clutters and high-level noise. A signal source of high quality is needed, since the stability and spectrum purity of the signal source determine the radar's ability of abstracting the target of interest. For the application of high-resolution radar systems, signal's bandwidth determines the range resolution. In the field of traditional electronics radar, the signal source is usually produced by a frequency synthesizer, which is accomplished by frequency-multiplication, mixing, filtering from a reference oscillator. For there are steps of signal processing, the quality especially the spectrum purity of generated signal is deteriorated. And the bandwidth limit of some electronics device makes it hard to realize a wide band signal generation. While photonics possesses the natural features of low jitter and ultra-high band width, meeting the need of radar systems on low phase noise and high bandwidth. In this paper, an active-mode-locked-laser(AMLL)-based optical method on low-noise wide-band microwave signal generation is proposed and demonstrated. This new method tend to generate a low noise high bandwidth signal for radar use, then to promote their ability of detecting and tracking. This paper is mainly organized in three parts. First is the study on the theory of optical microwave generation, unveiling the photonics' capacity in low-noise microwave generation from the theory basis. Then introduce the simulation work about the phase noise's influence on the detecting ability of radar systems. The outcome of the simulation make sure the low noise promotion is meaningful in radar systems. In the last, the experiments of microwave signal optical-generation, transceiving, and signal processing(pulse compression) is stated. These experiments give the result that the generated signal from the new optical method has lower phase noise level compared with that from traditional electronics methods. And the generated wide-band signal is successfully pulse compressed, shown the high range resolution.

Key word: Microwave photonics, Active mode-locking laser(AMLL), MATLAB simulation, Photonics-base radar tranceiving systems

BACHELOR'S THESIS	1
低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法	1
第一章 绪论	4
1.1 微波光子振荡源研究现状	4
1.2 微波光子学信号（波形）产生方法及其研究现状	6
1.3 全光相参雷达应用	7
1.4 本章小结	7
第二章 低噪声宽带微波信号的光子学产生方法基本理论	9
2.1 新型微波信号光子学产生方法	9
2.2 光子锁模原理	11
2.2.1 激光器纵模	11
2.2.2 锁模原理	12
2.2.3 主动锁模机理	12
2.3 光电探测器拍频原理	14
2.4 脉冲光调制原理	15
2.5 本章小结	16
第三章 相位噪声来源及相位噪声对雷达性能影响的仿真	17
3.1 光生微波信号的相位噪声转移原理	17
3.2 相位噪声对于雷达系统性能影响的仿真	18
3.2.1 相位噪声对测距精度的影响	18
3.2.2 相位噪声对探测动态范围的影响	21
3.2.3 相位噪声对动目标检测（MTI）改善因子的影响	22
3.3 本章小结	25
第四章 低噪声宽带微波信号的光子学产生及其收发实验	26
4.1 低噪声宽带微波信号的光子学产生与评估实验	26
4.1.1 实验结构	26
4.1.2 实验结果	28
4.2 光生微波信号的雷达收发与信号处理实验	31
4.2.1 实验结构	31
4.2.2 实验结果	32
4.3 超大带宽超高分辨全光子雷达收发实验	38
4.3.1 实验结构	39
4.3.2 实验结果	39
4.4 本章小结	41
第五章 总结与展望	43
参考文献	44
谢辞	46
研究成果	47

第一章 绪论

在现代雷达的应用中,其主要任务是从强杂波背景(树木、云层、建筑、洋面等)和大噪声背景(微波背景辐射、强电磁环境)中提取并分辨目标回波,对目标回波进行信号处理,从而完成预警、目标跟踪、目标火力监控等任务[1]。而需要完成这一任务,所必须的就是整个雷达系统中的信号质量较高,包括了发射信号的稳定度和频谱纯度以及信号处理系统的噪声恶化特性。较高的信号质量才能使发射信号经过传播路径的衰减和畸变之后仍能够在信号处理端检测得到。经过几十年的发展,雷达系统中的热噪声因素已经通过各种方法降至极低水平,目前,主要影响雷达系统性能的噪声主要是由相位噪声带来的。在相参雷达体系中,相位作为处理信号的关键依据,相位上携带的噪声将会严重影响到雷达信号处理的能力。

面向雷达应用,如何降低信号源的相位噪声,成为了一个突破目前雷达探测瓶颈的重要因素。所以,在电子学中,对于频率综合器的研究主要都是针对相位噪声的降低和杂散的抑制。而光子学因其天生的极低抖动,和超大带宽的优势,是一种极具潜力的替代或者协助电子学进入到雷达领域的应用中的学科。尤其是信号源产生方面,光子学比电子学有着得天独厚的优势。

本章主要介绍了国内外先进的微波光子学研究在低相位噪声微波点频信号生成和微波波形产生方面的应用。总结和对标了电子学频率产生技术与微波光子学频率产生技术的性能指标。总结了微波光子学各种波形产生方法的基本原理,对比了各种方法所能达到的指标。最后,基于意大利研究团队提出的全光子相参雷达架构,阐述了微波光子学在雷达领域中的第一次成功实践。通过以上几个方面对光子学应用于雷达信号产生中的优势以及研究背景进行了明确。

1.1 微波光子振荡源研究现状

光子学振荡源有着先天的低相噪和大带宽特性。受激辐射产生的激光通过光学谐振腔可以极大程度的提升波长的稳定性。利用光的超高频率特性,也可以通过光电效应来实现高频大带宽微波信号的产生。利用这些特性,光子振荡源已经在无线通信、时频传输、频率产生与测量等领域得到了广泛的利用。近二十年来,微波光子学[2]的完善与发展,给光子学注入了新的活力,也为突破传统电学瓶颈提供了一个可靠的途径。世界各国的学者也在如何通过光子学方法产生高质量低相噪微波信号方面做了大量的努力。已形成了很多优秀的学术成果。

连续光光外差法是一种经典的微波信号光子学产生方法,利用两种波长的连续光在光电探测器中进行拍频,得到频率为两连续光频率之差的微波信号。1995年 David Wake, Claudio R. Lima 等人在 Transaction on Microwave Theory and Techniques 期刊上发表了利用分布式反馈激光器来实现光外差从而产生毫米波信号的方法[3]。在文章中,他们实现了 40~60GHz 的毫米波信号产生,输出信号线宽小于 10Hz,相位噪声优于 -80dBc/Hz @10kHz。1998年, R. P. Braun 等人在 Photonics technology letters 期刊上发表论文提出了一种基于主从激光器注入锁定方法的光外差拍频微波产生方法,并且用该方法产生的微波信号进行调制得到了宽带调相通信信号[4]。该方法产生的 64GHz 载频信号相位噪声在 100kHz 频偏处约为 -93dBc/Hz。

2011 年 X. Pang, A. Caballero 等人在 Optical Express 期刊上报道了一种利用光外差法产生用于无线通信 16QAM 调制 W 波段信号的方法[5]。他们将基带信号调制到其中一束激光上, 与另一束激光拍频得到 87.5GHz 再平的 16QAM 信号。实现了 100Gbit/s 无线通信信号的产生与收发。

外调制器法[6][7][8][9]是在连续光激光器的基础上, 利用电光调制器在载频处产生边带, 根据边带的阶数可以在 PD 中拍频产生相对应频率的微波信号。2003 年, P. Shen 等人利用外调制器方法产生了 54GHz、90GHz、126GHz 的微波和毫米波信号[6]。他们利用调制器产生的 ± 2 阶边带, 产生的信号频率四倍于输入微波信号。在 90GHz 中心频率处, 相位噪声测得为-95dBc/Hz @100kHz。2010 年, Li Wangzhe, Yao Jianping 在 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 期刊上报道了一种利用级联马赫曾德尔调制实现微波信号光子学六倍频的方法[9]。产生了 25.5GHz 的微波信号, 并且通过 20km 光纤传输说明了光纤在信号传输过程中对信号质量的破坏很小。该方法产生的信号的相位噪声在 100kHz 频偏处约为-105dBc/Hz。相比于光外差法, 外调制器法产生的信号具有相参特性, 因此相位噪声较小。也更适用于产生线性调频、相位编码等复杂信号。

作为另外一种极高质量的相参光源, 锁模激光器从诞生以来, 都因其低抖动, 高相参特性受到学界的广泛关注以及利用。2011 年 Jungwon Kim 团队在 Optic Express 期刊上发表论文报道了一种利用腔内色散补偿方法来优化激光器时间抖动的方法[10], 并且提供了测量数据。从 10kHz 积分到 40MHz 的时间抖动为 175as, 当产生 10GHz 信号时对应的相位噪声可以达到-166dBc/Hz @100kHz。2012 年, Duo Li 等人利用互相关方法测量了一种基于可饱和吸收器的被动锁模激光器的时间抖动特性[11]。在 100MHz 频率处, 相位噪声可达-220dBc/Hz @100kHz, 从 10kHz 到 50MHz 积分得到的时间抖动为 30as。在 2016 年的 nature photonics 期刊上, Xiaopeng Xie 等人提出了一种光子微波信号产生和测量的方法, 他们利用一个高稳定连续光激光源锁定了一个被动锁模频率梳, 并且利用重频倍增、色散补偿等方法产生了一个 12GHz 的微波信号[12], 并且测得其相位噪声可以达到-172dBc/Hz @10kHz。

表 1-1 电子学频率产生方法与不同光子学频率产生方法的相位噪声水平对照表

方法	来源	信号频率(GHz)	相位噪声水平 (@100kHz)
电子频率产生	Keysight-E8257D	10	-117dBc/Hz
连续光外差	D. Wake,1995 [3]	57	-85dBc/Hz
	R. P. Braun,1998 [4]	64	-93dBc/Hz
外调制器	P. Shen,2003 [6]	90	-95dBc/Hz
	W. Li,2010 [9]	25.5	-105dBc/Hz
锁模激光器	J. Kim,2011 [10]	10	-166dBc/Hz
	X. Xie,2016 [12]	12	-172dBc/Hz

上表总结的电子频率产生方法来源于 Keysight 公司频率源 E8257D, 在商用频率源领域可以代表业界最高水平, 此处用作电子学频率产生的最高水平与光子学频率产生方法进行对比。在锁模激光器得到广泛应用之前, 光子学频率产生主要是面向高频毫米波甚至是太赫兹信号的产生, 在相位噪声方面也达到了很高的水准。从锁模激光器诞生与应用以来, 给超高质量低抖动的微波信号产生提供了一条极具潜力的途径。表中可见, 锁模激光器产生的微波信号相位噪声已经远远突破电子学频率产生的水平, 因此光子学频率产生方法是极具潜力的, 可以突破电子学相位噪声水平的方法。在雷达系统的低噪声信号产生方面的应用也将具

有很大的研究意义。

1.2 微波光子学信号（波形）产生方法及其研究现状

利用光在光纤中传播的性质（如色散、干涉、衍射等）可以在微波信号的产生方面得到广泛的应用，不同于上一节中介绍的微波光子振荡源的研究现状，本节介绍将光子学运用至微波任意波形发生以及雷达信号发生领域的国内外先进工作。

在微波光子学任意波形发生方面。直接空间--时间映射方法[13][14][15]是一种经典的微波光子学任意波形发生方法，将脉冲光进行分束，对不同的脉冲串施加不同的延时，当这些经过不同延时的脉冲串进行耦合之后，通过光电探测器可以得到对应于该延时量设置的任意微波信号。2002年，A. M. Wiener 及其团队在 *Optics Letters* 期刊上，提出了一种基于直接空间---时间映射的任意波形发生方法[13]，该方法产生了不同频率的正弦信号，并且与理论的正弦信号进行对比说明了光子学空间时间映射方法的可行性。2004年，D. E. Leaird 提出一种集成化的直接空间时间映射任意波形生成方法[15]。在片上预制多个固定延时的通道，通过通道的开关控制输出波形。但是由于基本的空间时间映射方法不能具有满占空比的波形产生，于是在2010年同是 A. M. Wiener 及其团队在 *Nature Photonics* 期刊上[16]，发表了基于空间光调制器的空间时间映射方法产生任意波形信号。这种方法利用频率梳来提高分光的波长分辨率，从而达到了满占空比的任意微波信号发生。

表 1-2 微波光子信号产生方法的优缺点对比

微波光子信号产生方法	优点	缺点
直接空间时间映射[13-15]	可完成任意波形发生	空间光器件结构复杂、体积较大不利于集成、产生信号的周期时宽短
直接波长时间映射[17-19]	利用全光纤器件便于集成、产生信号带宽大	信号质量差，周期时宽短
啁啾光拍频[20]	结构简单便于集成、产生信号带宽大	信号质量差，周期时宽短
电光外调制[21-22]	产生信号质量好、频谱纯度高、时宽大并且易控	多级连接结构复杂、信号带宽受限于外加电信号带宽
脉冲光调制（本文）	产生信号质量好、频谱纯度高、时宽大且易控、全光纤系统、结构简单便于集成	信号带宽受限于外加电信号带宽

通常，雷达应用的宽带信号通常为线性调频信号或者相位编码信号。在微波光子学雷达信号产生方面。直接波长时间映射方法[17][18][19]利用线性啁啾布拉格光栅对脉冲光光谱进行整形，在波长不同处所得到的反射峰在光谱上表现为线性调频的形状，在经过色散元件之后，光谱上的线性调频形状就映射成为时间域上的线性调频信号。2013年，清华大学的 H Gao 等人提出了一种啁啾光拍频产生线性调频信号的方法[20]，将脉冲光经过色散原件会导致不同波长的成分在不同的时间到达光电探测器，此时同时进入光电探测器的连续光与啁啾脉冲光之间的频率差就会表现为拍频所得的微波信号的频率，该频率会随着时间的变化而变化，

从而可以达到线性调频信号的效果。2014 年, Wangzhe Li 等人在 JLT 期刊上发表了一种基于 Optoelectrical oscillator(OEO)和抛物线相位调制的线性调频信号的产生方法[21]。该方法利用 OEO 所产生的低抖动连续光与经过电光相位调制器完成抛物线相位调制的连续光进行拍频, 得到线性调频信号。同样是基于电光外调制器, 2015 年, Yitian Tong 等提出了外调制频率梳拍频方法产生线性调频信号的方法[22]。利用多级外调制器生成频率梳, 当改变调制频率时频率梳的频率间隔会改变, 从而在光电探测器中拍频达到线性调频信号产生的目的。

上表中总结了典型的微波光子学信号产生方法的优势和劣势。一般来说, 若要面向雷达应用中的信号产生, 则不仅是需要较大的时宽, 也需要较大的带宽。上述介绍的很多方法所面向的和利用的都是光子学在带宽方面的优势, 其能达到的信号瞬时带宽很大, 但是时宽方面有所不足, 一般来说, 通过空间--时间映射方法和波长--时间映射方法所产生的时宽在纳秒量级, 与一般雷达所需要的微秒量级的信号还有很大差距。另外, 波长时间映射方法由于使用了不可控色散原件, 其产生信号的调频质量和信号频谱纯度通常较差。在需要较高信号质量的雷达应用中不具有优势。所以, 本文提出的新方法将会是基于光子学生成载波, 电子学生成基带的电光调制拍频方法, 在时宽和带宽以及信号质量等方面都能够满足雷达应用中的需要。

1.3 全光相参雷达应用

在 2014 年三月的 Nature 期刊上, Paolo Ghelfi 及其团队发表文章[23], 报道了一个全光子学相参雷达系统。他们基于同一个锁模激光器光源, 同时实现了微波光子学雷达信号产生系统、电光模数转换系统。并且在 X 波段完成了雷达实践。

其团队利用一个 400MHz 的被动锁模激光器作为相参光源, 利用不同的超窄线宽光滤波器滤除两根激光纵模, 在大带宽光电探测器中可以拍频得到其纵模频率差所对应的微波信号。该微波信号继承了锁模激光器的低抖动(低相位噪声)特性。当在其中一根光纵模上利用电光调制器调制上基带信号时, 拍频所得到的信号就是对应载波为纵模频率差的射频调制信号。此信号经过放大后可以直接作为发射信号进行天线发射。

在接收端, 回波信号的下变频和采样过程均通过一个电光调制器完成。取代了传统电学中多级混频滤波的复杂结构。将同一个 400MHz 锁模激光器的光脉冲作为采样信号, 可以同时完成信号的下变频和欠采样过程。此过程后得到的信号可以直接进入数字信号处理模块进行处理。

全光相参雷达的出现。意味着光子学在雷达领域的应用得到初次实践, 并且证实了光子学先天性的低噪声和大带宽特性所能在传统电学的领域所能达到的高度。但是, 在该工作中所使用的是重复频率为 400MHz 的被动锁模激光器, 根据调制原理, 所加载在其载波上的信号带宽不能超过其重复频率的一半, 即 200MHz, 这便限制了该雷达系统向超高分辨率方面的进一步发展。而本文提出的微波信号光子学产生方法是基于主动锁模激光器, 其重复频率约为数十吉赫兹, 大大的提高了可以加载载波上的信号带宽, 保证了该架构的雷达系统向超高分辨雷达方向的进一步发展。

1.4 本章小结

本章主要是介绍了现代相参雷达所需要的信号源所应该具有的低相位噪声和大瞬时带宽的特性。分别从电子学频率合成器的研究成果和光子学高稳定振荡源的研究成果方面对比

了电子学与光子学产生微波信号的相位噪声水平,得出了光子学在相位噪声方面远远优于电子学的结论。另外通过介绍一些典型的微波光子学信号(波形)产生方法,明确了光子学利用在信号(波形)产生中的大带宽优势。最后,介绍了意大利 **Paolo Ghelfi** 研究团队所实现的全光相参雷达系统。这个系统的提出和实现,给光子学替代电子学利用在雷达系统中提出了实践基础,为以后在全光子雷达研究方面有着极高的借鉴意义。另外,通过总结不同微波光子学信号产生方法,比较其间的优势与劣势,提出了本文将采用的电光调制拍频方法。这种方法在信号质量、时宽带宽积等方面都将会更适合雷达中的应用。

第二章将具体提出和介绍本文将使用的新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法,明确其相对于传统电子学的低噪声优势和其他微波光子学信号产生方法的时间带宽积和信号质量等优势。随后介绍本新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法的理论基础。

第三章将对于相位噪声在雷达系统中的影响进行分析和仿真。按照仿真结果明确了降低相位噪声在雷达系统中的重要性,从另一方面说明光子学的低噪声特性所能在雷达系统中利用的优势。

第四章是关于此新型微波信号的光子学产生方法的实验,有关于产生信号的质量评估实验和天线收发与回波信号处理实验。通过实验,说明光子学能够突破的电子学的噪声水平。并且能够通过此方法产生能够在雷达系统中应用的信号。

第二章 低噪声宽带微波信号的光子学产生方法基本理论

微波光子学是一门新兴的跨学科科学,利用光子学的优点实现传统电学中的微波和毫米波产生、模拟数字转换、相控阵等技术。本文中所介绍的低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法属于微波光子学范畴,将主动锁模技术、电光调制技术、光子拍频技术结合,可以达到突破传统电子学的低噪声和大带宽的特性。

本章主要介绍了该新型微波信号的产生方法与其对应的各项技术的原理,包括了光子锁模原理、光电探测器(PD)拍频原理与脉冲光电光调制原理。

2.1 新型微波信号光子学产生方法

目前,用于雷达应用的微波信号光子学产生方法可大致分为两大类,一是以光子振荡源为基础的点频信号产生,这类方法主要途径是降低光子振荡源的抖动特性,从而在产生的微波信号中获得极低的相位噪声,绪论中介绍的[10][11][12]等都是属于此类。将这些极低相位噪声的微波信号可以作为载波应用在雷达收发、无线通信领域,也可以利用在振荡源互锁定等领域。

另一类是利用光子学特性直接产生复杂微波信号,如线性调频信号,相位编码信号等。如绪论中介绍的[13-22]等就是属于此类。这些信号都可作为发射信号直接在雷达系统中进行发射。可是由于这些方法或者利用脉冲光进行拍频,或者利用色散原理进行波长时间映射,所得到的微波信号会有时宽较短和信号质量不好等缺点。于是,为了得到可以在雷达实际应用中合适的信号,本文采用了光子学点频信号产生结合电光调制基带信号的方式,来得到低噪声的大带宽信号。

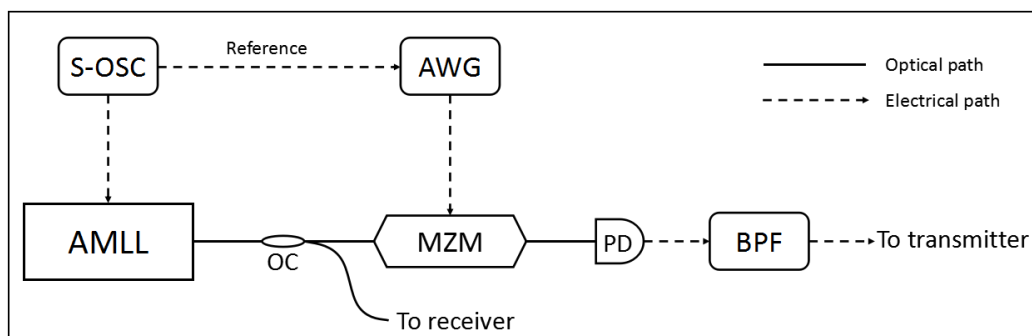


图 2-1 基于主动锁模激光器的微波信号光子学产生方法

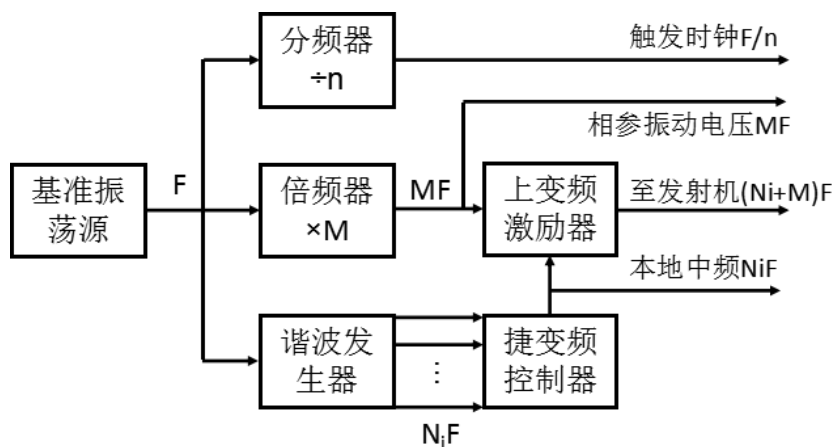
S-OSC: Source oscillator, AMLL: Active mode-locked laser, OC: Optical coupler, AWG: Arbitrary waveform generator, MZM: Mach-Zehnder Modulator, PD: Photo diode, BPF: Band pass filter.

图 2-1 表示了本次毕业设计所使用的微波信号光子学产生方法,此方法基于主动锁模激光器,由种子源(source oscillator)提供的正弦信号在主动锁模激光器腔内进行强度

调制，从而可以得到脉冲宽度低至飞秒量级的脉冲光，它的光谱为一系列纵模，每个纵模的波长间隔对应于种子源频率。经过光纤耦合器（optical coupler）分为两路，其中一路用于信号电光调制，另一路作为接收端的采样信号进入接收系统。在马赫-曾德尔调制器（Mach-Zehnder modulator）中将任意波形发生器（Arbitrary waveform generator）产生的基带（中频）信号调制到脉冲光上。在光电探测器（Photo diode）中对此脉冲光进行拍频，PD 后端输出的信号也为一系列的微波信号，分别为以不同倍的种子源频率为载频，以 AWG 信号为基带（中频）的相位调制信号。经过后端的带通滤波器，可以滤出期望波段的一阶调制边带，此边带进行放大后可作为发射信号在天线进行发射。

此方法中，最为重要的一个部分为主动锁模激光器。由于主动锁模激光器具有的光学谐振腔结构以及主动锁模原理，能够使得在该激光器内产生的各个纵模之间拥有极高的相参特性，这就是保证此方法可以拥有很好的相噪特性的基础。另外，主动锁模激光器（一般为数十吉赫兹）相较于被动锁模激光器（通常为数十至几百兆赫兹）拥有更高的重复频率，可以在其上调制的信号的带宽更大，可以满足更大带宽的信号输出和更大空间分辨率的高分辨雷达的应用场合。在绪论当中提到的意大利 Paolo Ghelfi 团队的全光子相参雷达中所采用的是激光源是 400MHz 被动锁模激光器，其调制带宽最高为其激光器重复频率的一半即 200MHz，而如果使用主动锁模激光器，可以将重复频率提升至数十吉赫兹，意味着调制带宽最多可以做到吉赫兹数量级，在距离分辨率上可以提升至少一个数量级。

此外，此方法相对于传统电子学方法不仅是在噪声性能和可调制带宽上得到了提升，在系统复杂性，信号衰减等特性上都较传统电子学方法得到了改善。传统电子学的频率合成方法可大致分为三类（如图 2-2）：直接模拟频率合成（DAS），间接模拟频率合成（PLL）和直接数字频率合成（DDS）或者它们之间的组合。直接频率合成是将一个基准源进行倍频、分频等操作，得到载波、中频、基频等频率分量。间接频率合成也成为锁相频率合成，它通过一个稳定的源对高频振荡源进行相位锁定，来提升高频振荡源的稳定性和相位噪声性能。直接数字合成是通过基准源作为时钟触发，在数字域得到电压值随后进行数字—模拟转换（DAC）得到预设的波形。如图中所示，无论哪种方法都需要大量的电学器件，在增加系统复杂度的同时，每个电学器件的损耗、反射和由它们引入的额外的噪声都会对产生信号的质量产生损害。而本文提出的光子学方法只通过电光调制和光电探测过程，大大的简化了系统的复杂度并且整个信号产生链路大部分为光纤传输，可以很好的降低有用信号能量的损耗。



(a) 直接模拟频率合成

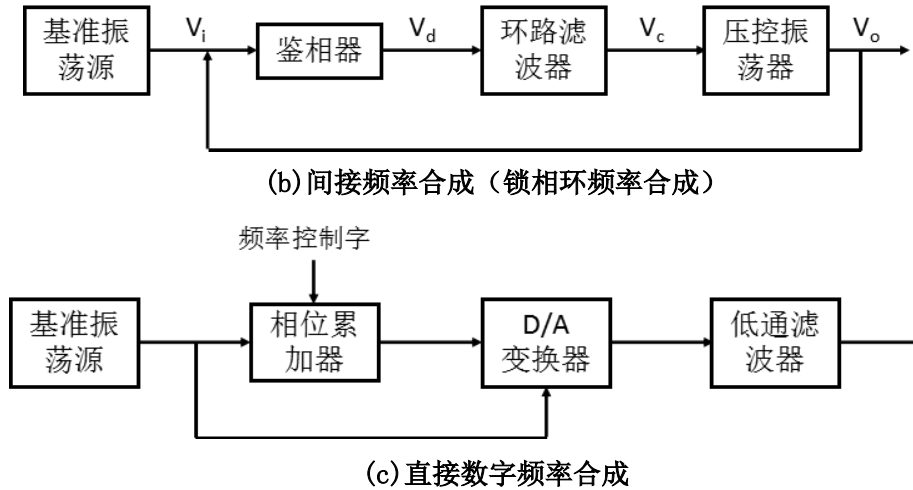


图 2-2 典型电学频率合成方法

2.2 光子锁模原理

在本文中提到的低噪声宽带微波信号光子学产生方法中所需要用到的最重要的一个模块即为锁模激光器模块。故有必要将锁模激光器的锁模原理进行说明，本节就激光器纵模，主动被动锁模原理对锁模激光器的机理进行分析。从原理上说明锁模激光器产生的信号所具有的低相位噪声特性。

2.2.1 激光器纵模

一个普通的激光器的辐射是由被激励到高能级的电子跃迁至低能级所产生的。对于多能级的受激原子来说可以产生的受激辐射不是同一频率的，也就意味着同一种增益介质可以产生一个波长范围的光子，这个波长范围成为激光器的增益带宽。一般来说增益带宽跟增益介质的属性关系最大，如氦氖激光器的增益带宽约为 0.002nm，而掺钛宝石激光器的增益带宽约为 300nm。然而，激光器的辐射并不是全部增益带宽内的波长，另一个决定激光器辐射波长的因素就是光学腔，即是在增益介质两端加上反射物质的具有一定长度的谐振腔。不同波长的光在此光学腔内进行反射，并且会和同一波长发生干涉。满足干涉相长条件（式 2-1）的波长在腔内积聚能量（形成驻波）而不满足此条件的波长干涉相消能量损失。

$$\lambda = 2L / q (q \in N^+) \quad (2-1)$$

式中 λ 为波长， L 为光学腔腔长。所有满足上述条件的可以干涉相长的波长分量成为一个纵模， q 代表了其纵模编号。由于一般情况下光学腔腔长比光波长大得多，所以我们更关心第 q 个纵模和第 $q+1$ 个纵模之间的波长差（频率差）。

$$\Delta\nu = c / 2L \quad (2-2)$$

c 为腔内光速。式（2-2）描述了腔长为 L 的激光器的光纵模频率间的差值，可见是一个只跟腔长和腔内光速有关的常量。

2.2.2 锁模原理

普通激光器中，上述的纵模是独自辐射和振荡的，它们之间没有固定的相位差。所以在激光器输出的能量在时间上表现为一个常量。如果所有纵模的相位存在一个固定的差值的时候，此时的能量输出将会和没有固定相位差的时候表现的非常不一样。在全部纵模有固定频率差时，输出的能量会表现出脉冲的形式。由简单的傅里叶变换可以理解这个问题。

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \leftrightarrow \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n/T) \quad (2-3)$$

上式所描述的傅里叶变换对可以用在光纵模的变换中，光纵模之间的频率差为式(2-2)，所以激光器辐射的光脉冲的重复频率为式(2-4)。

$$f_r = 2L/c \quad (2-4)$$

这种将纵模的相位差锁定到固定的相位差从而实现脉冲光输出的过程称为锁模(mode-locking)。目前，将纵模之间的相位锁定到固定差值的方法主要可以分为主动和被动两类。下面将介绍基于调制器的主动锁模原理和基于快速可饱和吸收体的被动锁模原理。

2.2.3 主动锁模机理

基于电光调制器的主动锁模原理的核心是利用电光调制器的调制效果，产生边带，在多次循环和调制之后，产生大量边带，每个边带之间的相位差都是固定于外加调制信号上的，从而达到了光纵模锁定的目的。

在激光器腔内植入一个驻波电光调制器，每次循环的驻波在此调制器中经过幅度调制或者相位调制。从最简单的一根纵模的循环幅度调制开始，可将此纵模经过一次幅度调制的电场表示为式(2-5)，其中 f_0 为调制频率， ν_0 为光纵模频率。

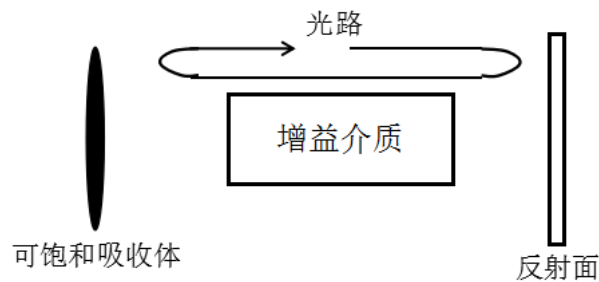
$$\begin{aligned} E(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) &= P_0 e^{j(2\pi \nu_0 t + \varphi_0)} \cdot \frac{e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}}{2} \\ &= \frac{P_0}{2} [e^{j(2\pi \nu_0 t + 2\pi f_0 t + \varphi_0)} + e^{j(2\pi \nu_0 t - 2\pi f_0 t + \varphi_0)}] \end{aligned} \quad (2-5)$$

可见经过一次调制之后出现了和原纵模相差 $\pm 1 \cdot f_0$ 的纵模，若这些产生的纵模同时满足光学腔谐振条件，就可以继续经过调制产生 $\pm 2 \cdot f_0$ ， $\pm 3 \cdot f_0$ 等的纵模。继而产生大的光学增益带宽的脉冲光信号。

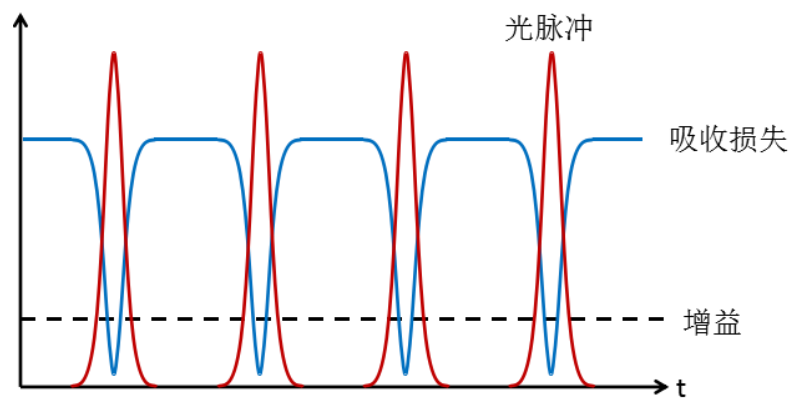
从时域上也能对主动锁模原理进行理解。电光幅度调制器实际上就是将按周期性的改变光的透过率，在零时刻经过最大透过率的光如果在刚好进行完一个周期的反射之后再次经过最大透过率，这个时刻的光将不会衰减，而若在其他时刻的光将会得到指数的衰减系数，经过足够多此循环之后，不是在最大透过率时刻透过的光最后将衰减到极低的水平，而最大透过率透过的光将会因为增益介质的原因避免衰减。最终结果是输出的脉冲光的重复频率刚好为调制频率。脉冲的宽度取决于增益介质的增益带宽。

2.2.4 被动锁模机理

除了主动锁模之外，还有一类不需要外加电光调制器参与的被动锁模方法，这类方法主要是基于可饱和吸收体这种特殊材料的基础上。在特殊条件下反射，而在其它条件下吸收，从而达到锁模的目的。



(a) 被动锁模激光器结构简图



(b) 光脉冲形成时域图

图 2-3 被动锁模激光器结构与原理

可饱和吸收体是一种对于光强敏感的元件。当光强较弱时，可饱和吸收体处于不饱和状态，对光具有吸收作用。而当光强较强时，可饱和吸收体处于饱和状态不吸收光，对光具有反射作用。而可饱和吸收体按照其从饱和到不饱和的释放时间可以分为快速可饱和吸收体和慢速可饱和吸收体。在本节的原理分析中，只就快速可饱和吸收体为例说明被动锁模的原理。

一个简单的被动锁模激光器原理示意可见图 2-5，光在光学腔内反射振动。在每经过一个周期后与可饱和吸收体进行反射或吸收。我们可以画出在一个被动锁模激光器稳定工作时的增益、反射率、光强与时间的关系

由于可饱和吸收体对于强光呈现反射特性，在光强大的时候，吸收损失降低。而增益介质所带来的增益在时间上都是一个恒定的值，所以当吸收损失小于增益时，光变得更强大。而弱光则变得更弱，在时间上呈现一个为脉冲序列。一般来说，被动锁模激光器的脉冲时宽可以比主动锁模所能达到的时宽更短。而主动锁模可以比被动锁模所产生的脉冲重复频率更高。

2.3 光电探测器拍频原理

微波光子学中将光子学与电子学进行交互和连接的器件为电光调制器和光电探测器，光电探测器最初的理论基础是爱因斯坦提出的光电效应。当物质受到光照时，若光子能量大于束缚该电子的能级的能量。其表面的电子会被激发而脱离原子核束缚。利用此效应形成环路之后，便可以在此环路当中形成光电流。光电流的大小决定于正偏电压和光照强度。当正偏电压足够大时，所形成的光电流大小与光照的功率成正比。利用光电效应可以制成商用的光电探测器。这样便可以将光子学的功率信号转化为电子学中的电流信号。链接了光子学和电子学，形成了微波光子学的基础。

正如第二章第三节所提到的那样，若是一个简单激光器所辐射的激光，各个纵模之间的相对相位差没有固定的关系。在输出端反映出的现象为光的强度随时间几乎是一个常值，若将此光直接通入光电探测器中，所形成的光电流是一个直流量。而如果是锁模激光器的输出，其光强是呈现脉冲形式。通入光电探测器之后，若此光电探测器的带宽足够大，则可以输出脉冲形式的光电流。实际上的光电探测器都有一个带宽限制，则实际输出的光电流信号为整数倍的脉冲重复频率的信号按照幅度相叠加。这是由于不同波长的光相互干涉而出现了随时间而波动的光功率特征反应为光电流的随时间波动的现象。这种现象成为光的拍频。下面将通过数学式来具体说明光的拍频原理。

一个锁模激光器的输出为脉冲光，其时域表示可以如式（2-6）。

$$s_{MML}(t) = A_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT_r) \quad (2-6)$$

式中， T_r 表示锁模激光器输出的脉冲光的重复频率， $p(t)$ 表示脉冲形状的函数，一般具有高斯型或者双曲正割型。这是一个周期性的信号，则可以将其分解成多个不同频率信号的叠加，我们知道重复频率为 $f_r = 1/T_r$ 的周期信号其频域分量只有各自相距 f_r 的频谱分量。结合上节中所介绍的激光锁模原理，上是分解写成不同频率成分叠加式的时候，只存在中心波长和距离中心波长相距整数倍 f_r 的波长成分，也就是上述时域表达式可以写成全部纵模时域表达式的叠加，如下式（2-7）。

$$s_{MML}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_n \exp\{j[2\pi(\nu_0 + nf_r)t] + \phi_0\} \quad (2-7)$$

$$s_n(t) = p_n \exp\{j[2\pi(\nu_0 + nf_r)t] + \phi_0\} \quad (2-8)$$

式中 p_n 代表各个纵模的幅度大小，对应于脉冲形状。 ν_0 表示中心波长对应的频率。

由于锁模激光器输出的各个纵模的相位具有固定差值，故在此使用了同一个相位量 ϕ_0 。拍频本质上就是干涉之后的能量检测。可以表现出光电流的频率就是拍频的光纵模的频率差。考虑两根纵模之间的拍频（2-9）。

$$\begin{aligned}
 s_{PD}(t) &= |s_n(t) + s_{n+k}(t)|^2 = |s_n(t)|^2 + |s_{n+k}(t)|^2 + 2\text{Re}\{s_n(t) \times s_{n+k}^*(t)\} \\
 &= |p_n|^2 + |p_{n+k}|^2 + 2\text{Re}\{p_n p_{n+k}^* \exp[j(2\pi k f_r t)]\} \quad (2-9)
 \end{aligned}$$

使用(2-7)(2-8)式不仅可以解释光电探测器中拍频产生光频率差对应的电流信号的原理,还可以来解释光子学系统到电子学系统的相位噪声传递特性,以及脉冲光调制原理。在下一节中将会继续使用此两式来解释相位噪声传递原理和脉冲光调制原理,为解释此光子学微波产生方法的理论进一步完善。

2.4 脉冲光调制原理

在上一节讨论的基础上,本节介绍基于主动锁模激光器的脉冲光调制原理。在本微波信号的光子学产生方法中,电光调制器赋予了光子学器件被电学信号所影响的能力。这种能力能够利用在将大带宽的基带信号加载到光上从而产生大带宽微波信号之中。进而从理论上说明该微波信号的光子学产生方法所能产生大带宽信号的能力。

电光调制器一般是基于晶体的泡克尔斯效应(Pockels effect),当晶体的光轴上加上电压时,该方向的折射率发生变化,从而在同一晶体中的光程发生变化,利用此效应可以直接制成相位调制器。而若将光路制成两臂,每一臂都是一个相位调制器,它们调制的电压相反,于是在两臂合成一臂时会产生干涉,输出的光功率与调制的电压有关。这种强度调制器称为马赫曾德尔调制器(Mach-Zender Modulator),如图2-7。本小节基于马赫曾德尔调制器来说明当第一个脉冲光序列进行调制时,再经过光电探测器拍频会产生的微波信号的特性。

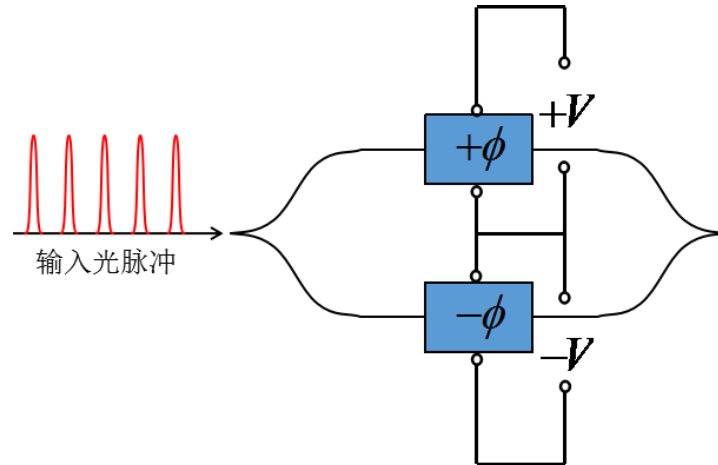


图 2-4 马赫曾德尔调制器原理简图

当输入的光为连续光(单模单波长)时,马赫曾德尔调制器表现为一个单纯的带有非线性的强度调制器,两臂的光程差(相位差)随着输入电压成正比变化,而经过干涉之后光场的起伏与输入电压的关系成余弦关系,如式(2-10)。

$$E_{out} = A\cos(2\pi\nu_0 t + \phi) + A\cos(2\pi\nu_0 t - \phi)$$

$$= 2A \cos(\phi) \cos(2\pi\nu_0 t) \quad (2-10)$$

当输入的光为脉冲光的时候，可以将两臂中所调制上的相位差带入到式（2-7）中，可以得到上下两臂中的相位调制的脉冲光。

$$\begin{aligned} s_{upper}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_n \exp\{j[2\pi(\nu_0 + nf_r)t] + \phi\} \\ s_{lower}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_n \exp\{j[2\pi(\nu_0 + nf_r)t] - \phi\} \end{aligned} \quad (2-11)$$

$s_{upper}(t)$ ， $s_{lower}(t)$ 分别表示调制器中上臂和下臂中的经过相位调制的脉冲光场。

他们的相位由反向的电压调制为反向相位。此时将两臂的光合并之后经过光电探测器检测，可以得到一系列的调制信号。如下。

$$\begin{aligned} s_{PD}(t) &= |s_{upper}(t) \times s_{lower}(t)^*|^2 \\ &= \left| \sum_{n=-\infty}^{+\infty} p_n \exp\{j[2\pi(\nu_0 + nf_r)t + \phi]\} \cdot \left(\sum_{m=-\infty}^{+\infty} p_m \exp\{j[2\pi(\nu_0 + mf_r)t - \phi]\} \right)^* \right|^2 \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |p_n|^2 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |p_m|^2 + 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \text{Re}\{p_n p_m^* \exp[j(2\pi(n-m)f_r t + 2\phi)]\} \end{aligned} \quad (2-12)$$

可以在上式中看到，除了前面两项直流量，还会产生一系列的以整数倍重复频率为载波频率的相位调制信号，相位改变的大小正比于所加载电压大小。这一系列载波的产生就可以看成脉冲光众多纵模拍频的总和。由于脉冲光的纵模之间相距的频率为整数倍的脉冲重复频率，于是这些频率差相同的纵模拍频出来的信号相加就形成了其频率差的载频。根据相位调制的原理，若使用滤波器滤除其调制的一阶边带，相位调制信号可以转化为幅度调制信号。也就意味着，若使用脉冲光进入马赫曾德尔调制器，在其上加载一个基带信号，就可以通过滤波得到不同载波频率的幅度调制信号。这些载波频率对应为整数倍的光脉冲重复频率。

2.5 本章小结

本章提出了一种低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法，这种方法能够在相位噪声和调制带宽方面超越现有工作成果。随后，分主动和被动方式详细阐述了锁模激光器的锁模原理，从而从理论层面说明了光子学在微波信号的产生中所能具有的低相位噪声的特性。经过第三节的对于光电探测器拍频原理的说明，进而解释了脉冲光经过马赫曾德尔调制器的调制效果。说明了该方法可以基于宽带的基带信号调制的方法产生宽带的微波信号，并且这些信号具有不同载波，通过滤波方法可以得到预定波段内的信号。至此，在理论层次将本文提出的低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法进行了论证。

第三章 相位噪声来源及相位噪声对雷达性能影响的仿真

脉冲激光器所产生的光脉冲虽然在抖动水平方面具有低抖动的特性,但是通过光电探测器的拍频作用,脉冲光的抖动特性也会转移成为所生成微波信号的相位噪声。本章第一节介绍了本文提出的光生微波新方法的相位噪声来源——由光到电的相位噪声转移理论。而由于这样的相位噪声转移的存在,就需要探究相位噪声的大小在对于雷达系统的性能表现会有哪些方面影响。本文第二节从三个方面理论分析并且仿真验证了相位噪声水平对雷达系统性能的影响程度。从理论和仿真的角度说明微波信号的光子学产生的意义。

3.1 光生微波信号的相位噪声转移原理

作为一个实际的振荡源,锁模激光器产生的光脉冲也会存在随机误差。这种随机误差一般用光脉冲的抖动(timing-jitter)来描述。在第二章第二节中描述了相位噪声和时间抖动之间存在的关系,所以,也可以使用相位噪声来描述了一个锁模激光器输出脉冲的稳定特性。一般来说,被动锁模激光器的抖动决定于该被动锁模激光器光学腔的品质因数、腔内色散、温度等因素。这些因素通过适当的调节和控制能够使被动锁模激光器的抖动达到极低的水平,在绪论中介绍的各种被动锁模激光器的成果来看,这种抖动能达到飞秒甚至亚飞秒量级。而主动激光器由于其锁模原理,是由外界电学种子源提供锁模信号。所以主动锁模激光器的输出信号抖动特性主要取决于种子源的质量。本节分析基于主动锁模原理的相位噪声特性以及其通过光电探测器传递到光电流中的相位噪声特性[24]。

由于主动锁模激光器所产生的光脉冲带有了种子源所携带的抖动特性。于是式(3-1)中的光纵模的相位将被改写,如下式。

$$s_n(t) = p_n \exp\{j[2\pi(\nu_0 + nf_r)t] + \Delta\phi_n(t)\} \quad (3-1)$$

$$\Delta\phi_n(t) = 2\pi(\nu_0 + nf_r) \cdot \Delta t(t) \quad (3-2)$$

式中,将原先恒定的相位改写成了一个相位噪声的形式,这个相位噪声与时间抖动的关系可以由上面的式子(3-2)来表示。一般来说,激光器的时间抖动是一个零均值按照高斯分布的随机量。在同一个脉冲之内的纵模进行拍频的时候可以假设为一个常值,于是我们将(3-2)带入(2-12)可以得到带有时间抖动的两个纵模拍频的结果(3-3)。

$$s_{pD}(t) = |p_n|^2 + |p_{n+k}|^2 + 2\operatorname{Re} [p_n p_{n+k}^* \exp\{j(2\pi k f_r t + 2\pi k f_r \cdot \Delta t(t))\}] \quad (3-3)$$

式中可以看到,光电探测器拍频电流的相位误差和该时刻主动锁模激光器的时间抖动和拍频频率差成正比,由于时间抖动可以看成是一个常值,意味着拍频的频率差越大,所得到的电流信号的相位误差越大。将电流信号转化为功率表示,则有如下的微波功率谱与激光器抖动噪声功率谱的平方关系。这意味着随着拍频频率的上升,寄生在激光脉冲中的抖动会以平方的关系传递到生成的微波信号的相位噪声中。

$$S(f) = p_n p_{n+k}^* [\delta(f - kf_r) + (2\pi k f_r)^2 \cdot S_{\Delta t}(f)] \quad (3-4)$$

3.2 相位噪声对于雷达系统性能影响的仿真

在一个雷达系统当中，包含了发射机、接收机、收发端天线等多个部分，每一个部分都执行与之相关的信号处理或收发工作。雷达系统在一定程度上等同于一个通信系统，其本质就是在发射端发射一个调制过的射频信号，在经过目标的反射之后，将带有目标信息的射频回波信号进行接收以及相应的信号处理来获取目标的位置速度等信息。为了在大的杂波和噪声背景下，探测到单个或者多个目标的回波，往往需要雷达具有很好的信号处理能力。而整个雷达系统的信号处理过程就是上下变频、调制解调、匹配滤波等方式，这些信号处理的方式都无一例外会涉及到雷达的频率源。一个具有良好的稳定特性的频率源，在信号处理的过程中，就会越接近理论所能达到的能力，即能更好地提升信噪比，让目标在大的杂波和噪声背景中显现出来。由于相参雷达体制的信号处理方式都是基于信号的相参性的，也就意味着相位因素在这些处理过程中占据很重要的地位。而所有频率源都会具有的相位噪声特性正是可以衡量信号处理中的相位影响因素。在接下来三节中，将会针对雷达频率源的相位噪声，分析相位噪声的大小对雷达探测性能的影响。基于 MATLAB 平台进行模拟仿真来说明这些问题。由于相位噪声的评估是相对于信号功率的，所以在仿真中，程序所实现的主要是针对信号处理的仿真，暂时不考虑能量功率上的仿真。

3.2.1 相位噪声对测距精度的影响

相位噪声的水平从另一方面描述就是指时间抖动的水平。发射信号中寄生有相位噪声意味着该发射信号在时域上存在一个随机的延后或提前，那么在整个雷达的收发路径中就会反映到距离上随机的延长或缩短。这就造成了距离测量当中的不准确性。

在 MATLAB 中仿真所采用的相位噪声水平如图 3-1 所示，所设定的数值如表 3-1 所示：在频偏为 1kHz、10kHz、100kHz、1MHz、10MHz、100MHz 处的相位噪声水平分别为-60、-80、-90、-95、-100、-110dBc/Hz。在 MATLAB 中实现加载相位噪声的程序所采用的方法

表 3-1 MATLAB 仿真中使用的相噪水平

频偏 (Hz)	1k	10k	100k	1M	10M	100M
功率 (dBm)	-60	-80	-90	-95	-100	-110

为将频率的对数坐标变换到线性坐标之后进行插值，插值的间隔为 100kHz，插值之后采用线性的方法将插值的频率对应到相位噪声的水平上。从而实现只输入几个关键频率点的相位噪声水平便可模拟出整个频域内的相位噪声水平。

将这样的相位噪声加载到 10GHz 正弦信号之后进行傅里叶变换所得到的其功率谱如图 3-2 所示。由于相位噪声的影响，本应该纯净的 10GHz 正弦谱线发生了展宽。在远离 10GHz 频率处的部分由于热随机噪声的缘故呈现一种白噪声的均匀功率谱。在本次毕业设计的所有仿真中均是采用了 10GHz 频率为载频信号，图 3-1 对应的相位噪声谱为该载频相噪水平的仿真条件。

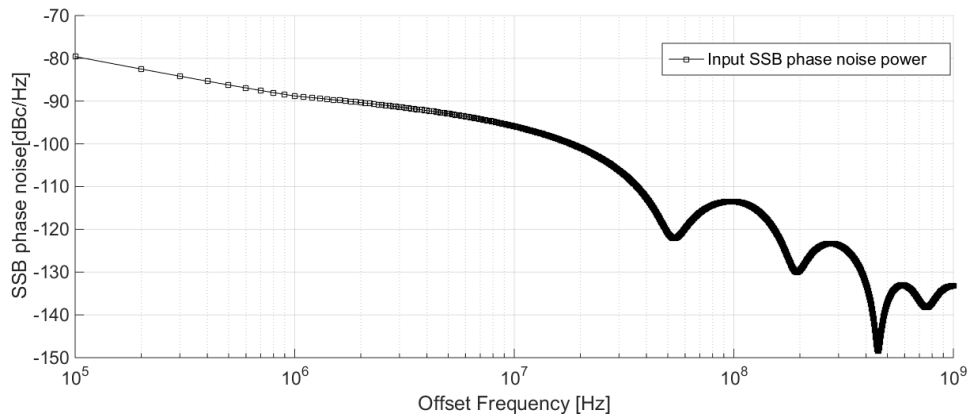


图 3-1 仿真中采用的单边带相位噪声谱

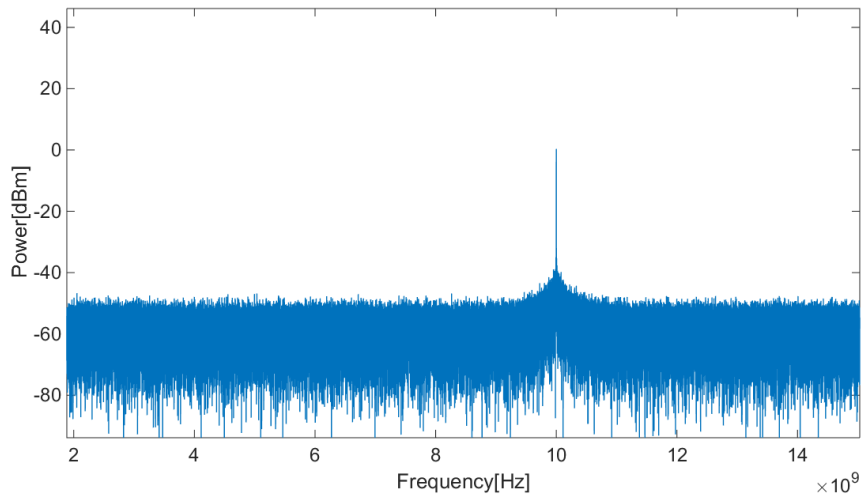


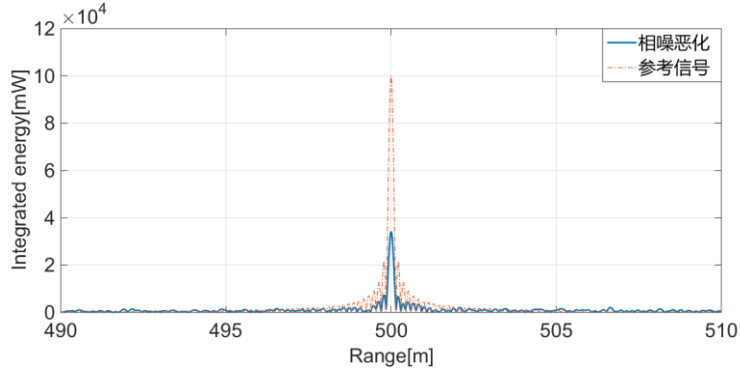
图 3-2 仿真中采用的载频信号（带相位噪声）

使用第二章第二节中介绍的相位噪声与时间抖动关系式（2-4），可以得到仿真中所采用的相位噪声水平计算得到的时间抖动均方根值约为 31.8ps。利用雷达测距的方程可以得到这样的时间抖动水平反应在空间上的测距不准确度为 4.77mm。

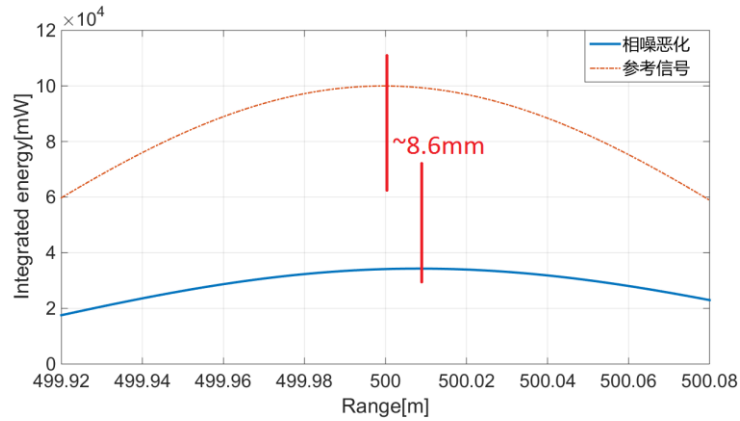
$$\Delta R_{RMS} = \frac{J_{RMS} \cdot c}{2} = \frac{31.8 \times 10^{-12} \text{ s} \cdot 3 \times 10^8 \text{ m/s}}{2} = 4.77 \times 10^{-3} \text{ m} \quad (3-5)$$

从理论计算结果中可以看到，该相位噪声水平下的测距不准确度比较小，为了反映此测距不准确度，本次仿真中使用了大带宽信号的脉冲压缩处理，来从结果上体现这个测距不准确度。此仿真中所采用的信号为 1GHz 调频带宽的线性调频信号。经过脉冲压缩之后的距离分辨率为 15cm。

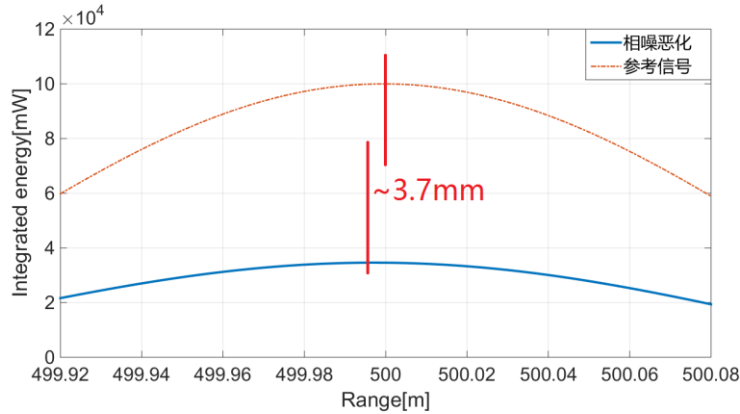
通过设置一个未经过加载相位噪声处理的信号作为参考，可以比较得出受相位噪声恶化的信号所反应出的测距的不准确性。结果如图 3-3 所示。仿真中设置的距离参数为 500m。将回波信号与发射信号进行相关接收，则可以得到下图中的脉冲压缩结果。



(a) 脉冲压缩结果图



(b) 第一次结果放大图



(c) 第二次结果放大图

图 3-3 相位噪声对于测距精度影响的仿真结果

从图 3-3 (a) 中可以看出, 参考信号和受到相位噪声恶化的信号脉冲压缩的峰值都处于 500m 处, 可是如果将其峰值处放大之后 (图 3-3 (b) (c)) 可以看到参考信号的脉冲压缩结果峰值始终处于 500m 处, 而受到相位噪声恶化的信号脉冲压缩结果会在 500m 周围随机的分布。图 3-3 (b) 和图 3-3 (c) 失去了两次仿真结果的放大图形。第一次结果中受到相位噪声恶化的信号, 其峰值的位置偏差约为+8.6mm, 第二次结果其峰值的位置偏差约为-3.7mm。在多次重复仿真中, 可以得到一个位置偏差的统计分布, 这个统计分布的均方根值与理论值 4.77mm 较为接近, 以此我们可以证明出相位噪声在雷达测距中会带来测距不准确这样的影响, 影响程度为相位噪声水平所对应时间抖动程度。

3.2.2 相位噪声对探测动态范围的影响

一个雷达系统不仅可以进行距离的探测，也可以进行目标速度的探测。速度探测所使用的原理就是多普勒效应。当一个电磁波经过一个径向运动目标的反射的时候，该电磁波的频率会随着目标运动的速度的快慢而产生偏移，利用这个频率偏移，接收机可以探测到目标的径向运动速度。而正如图 3-2 所示的那样。经过相位噪声恶化的发射信号，在频谱上会有展宽，如果进行多目标探测的话，大目标信号的回波不仅会有相应的频移，在其回波谱线周围会寄生有展宽的频谱成分，而如果此时另一个小目标也产生了回波，如果大目标的相噪展宽部分能量很高的话，就会淹没小目标的回波能量，此时的小目标就无法被探测到。能够同时探测到大小目标的能力称为雷达的动态范围，也可以间接的用接收机的灵敏度来衡量。

在针对相位噪声对探测动态范围的影响的仿真中，目标的距离以及其测量准确度不成为考虑因素，于是将发射波形修改为正弦波，因为正弦波所能在频谱上反应的能量更为集中，也便于比较在不同相位噪声水平下其动态范围的变化。在设置速度参数时，由于脉冲的时宽为 1ms，对应的多普勒分辨率为 1kHz。

表 3-2 MATLAB 仿真中使用的两种相位噪声水平

频偏 (Hz)		1k	10k	100k	1M	10M	100M
功率 (dBm)	水平一	-65	-85	-95	-100	-105	-115
	水平二	-100	-120	-130	-135	-140	-150

仿真中设置的参数如下：载波频率=10GHz，目标运动速度分别为 100m/s，1050m/s。仿真结果如图 3-4 所示。该图表示的是受到相位噪声恶化的 10GHz 正弦信号发射之后经过目标的多普勒频移，在经过 10GHz 本振信号下变频之后的频率谱。目标速度分别对应的多普勒频移为 67kHz 和 700kHz。如表 3-2 所示，相噪水平一所代表的相噪水平为：1kHz、10kHz、100kHz、1MHz、10MHz、100MHz 处的相噪为-65、-85、-95、-100、-105、-115dBc/Hz。相噪水平二所代表的相噪水平为：1kHz、10kHz、100kHz、1MHz、10MHz、100MHz 处的相噪为-100、-120、-130、-135、-140、-150dBc/Hz。此时的双目标的功率反射率为 1 和 0.0004。

从图中可以看出在相位噪声水平一（黑色）的情况下，速度快的小信号被速度慢的大信号的回波所淹没，不能达到探测双模标的目的，而在相位噪声水平二（红色）的情况下，小目标回波被清晰地显示了出来。两个相噪水平所对应的动态范围在图中也表示了出来，约为 40dB 和 76dB。至此，仿真证明了相位噪声对雷达探测的动态范围会产生很大的影响，相位噪声越小，所能达到的雷达的动态范围越高，越有助于同时探测功率反射率相差很大的多个目标。

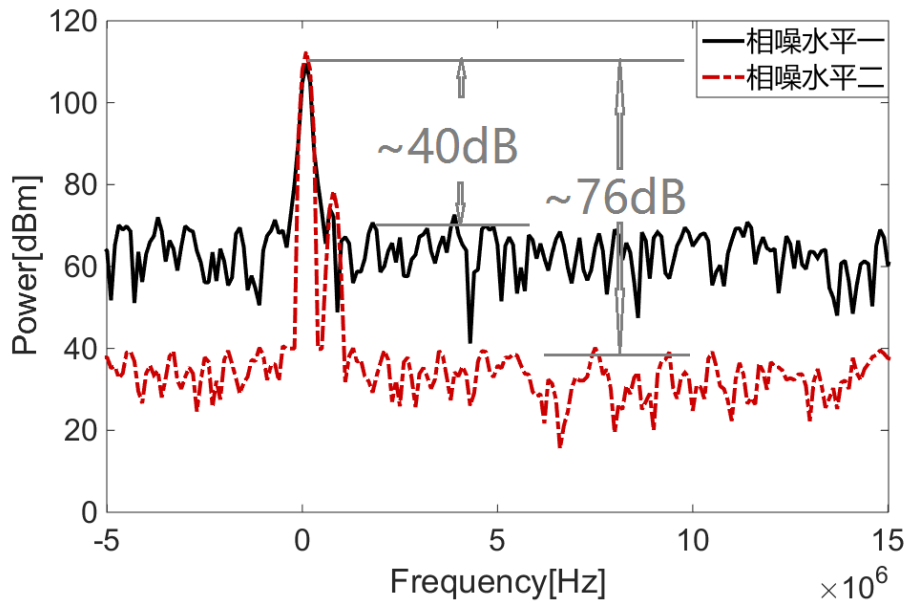


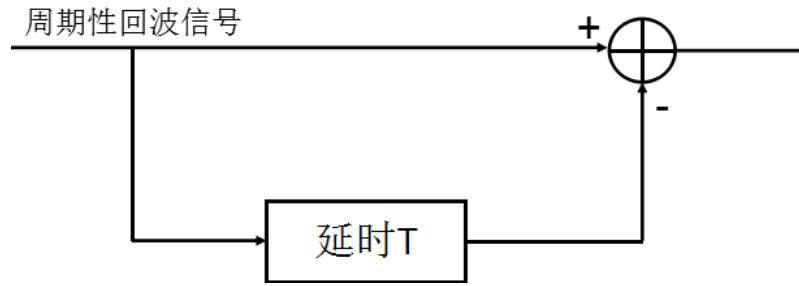
图 3-4 两种相噪水平下进行双目标探测的回波频谱图

3.2.3 相位噪声对动目标检测（MTI）改善因子的影响

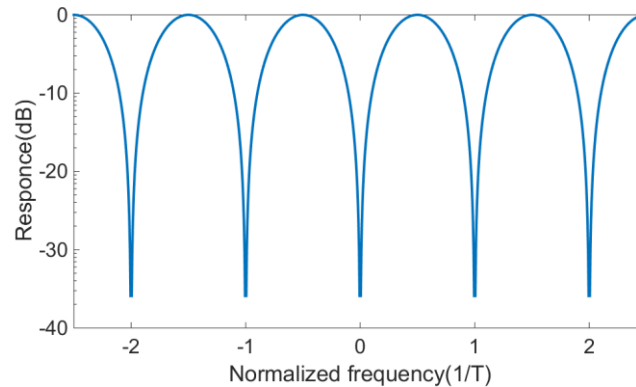
雷达接收机所接受到的信号是多源的，除了待测的感兴趣的目标，还会有很多反射的杂波，如树木，海浪，云层等物体所反射的回波，这些产生杂波的物体一般来说是静止的或者运动速度很慢的。雷达所感兴趣的目标都是运动的，如飞机、导弹、船只等。所以如果有方法能够将这些静止目标所产生的杂波滤除，只留下飞机导弹等动目标产生的感兴趣回波，这样便可以减少接收机饱和的几率从而提高信号处理的能力。

动目标检测（MTI）和动目标显示（MTD）技术就是面向去除静止杂波而产生的，通过设计一定特性的滤波器，可以滤除静止杂波分量而留下动目标的回波分量。我们都知道，动目标和静止目标的回波最大的特征就是是否存在多普勒频移。利用这一特性便可以设计这样的滤除杂波的滤波器。一个最简单的 MTI 滤波器是一个二次对消器，将雷达的接收信号延迟一个脉冲重复周期，再和它自己相减。这种对消器的时域模型可见图 3-5（a）。

为了理解二次对消器达到静止杂波滤除的原理，图 3-5（b）中表示了这个二次对消器的频域响应。在频率为整数倍的 $1/T$ 处，能够达到滤除的效果。而在周期性的雷达回波信号中，静止杂波的频率分量都只会出现在整数倍的 $1/T$ 的地方，于是使用此滤波器就可以滤除静止的杂波分量，而保留感兴趣的动目标的频率分量。信杂比的定义为感兴趣的回波信号的能量与杂波总能量之比，而如果使用了 MTI 滤波器，信杂比会上升，称为改善后的信杂比。而改善后的信杂比与改善前的信杂比的比值称为 MTI 的改善因子，描述了该 MTI 滤波器对于信杂比改善的能力。通常，通过设计不同结构的滤波器或者通过其他优化算法可以提高改善因子，但是相位噪声的因素在改善因子的提升中会成为一个限制因素。在本次仿真中，就主要体现这种由相位噪声带来的改善因子的限制因素。



(a) 二次对消器结构简图



(b) 二次对消器频率响应

图 3-5 一种简单的 MTI 滤波器——二次对消器

由于 MTI 滤波器的性能只在频域内得到体现，与物体的位置信息无关。于是可以继续采用上一节中的信号形式。使用 10GHz 的正弦信号作为发射信号，经过动目标或静止目标的反射作为回波，在接收端用 10GHz 正弦信号进行下变频，从而得到频移信息。随后进行 MTI 处理，将静止目标的回波滤除，得到动目标的信息。仿真从两个相噪水平来进行，这样便可以对比在此两种相噪水平下，MTI 滤波器的改善因子会受到怎样的限制或者恶化。

设定的两组相噪水平和上一节中相同，相噪水平一：1kHz、10kHz、100kHz、1MHz、10MHz、100MHz 处的相噪为 -65、-85、-95、-100、-105、-115dBc/Hz。相噪水平二：1kHz、10kHz、100kHz、1MHz、10MHz、100MHz 处的相噪为 -100、-120、-130、-135、-140、-150dBc/Hz。将上节中的慢速目标改为静止目标，快速目标的速度不变，其功率反射率修改成 0.001 (-30dB)。可以得到如图 3-6 的目标探测结果。

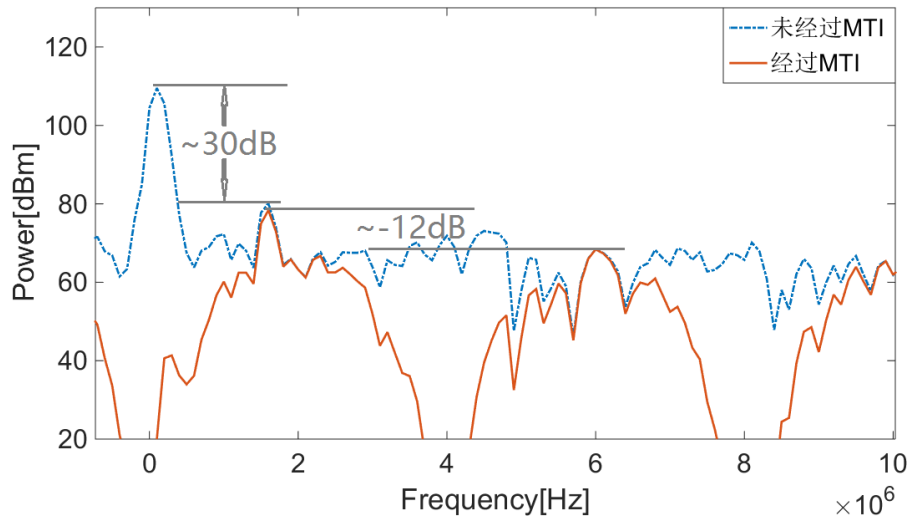
表 3-3 不同相位噪声水平的改善因子对比

相位噪声水平	MTI 滤波前信杂比 (dB)	MTI 滤波后信杂比 (dB)	改善因子 (dB)
相噪水平一	-30	12	42
相噪水平二	-30	41	71

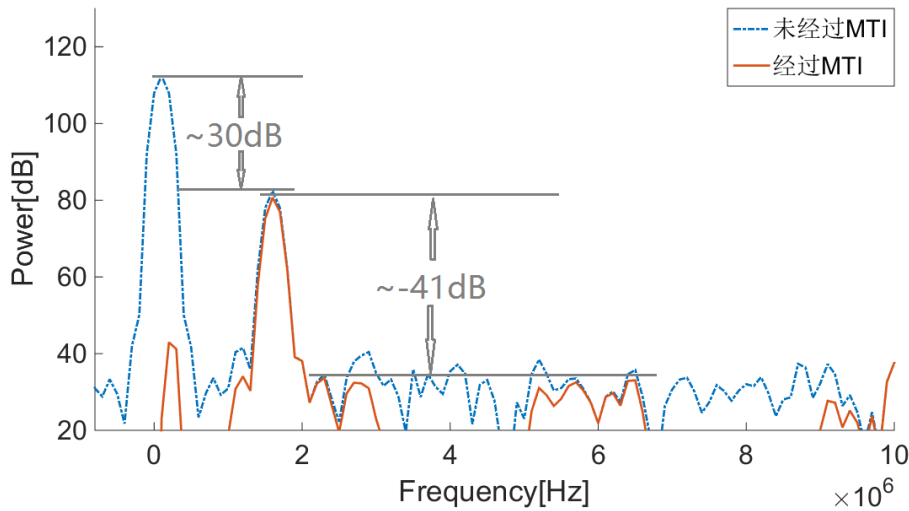
图中可见，由于设置的快速动目标的功率反射率设为 0.001，则在未滤波的时候其动目标的功率与静止杂波的功率比值为 30dB。由于静止杂波频谱泄露的量相对于其主峰的能量很低，则不考虑其他频谱的能量，将静止目标和动目标回波的主峰作为其信号能量。那么，由图 3-6 (a) 可见，在相噪水平一的条件下，在未进行 MTI 滤波的时候的信杂比为 -30dB，

而进行了 MTI 滤波之后静止处的杂波被滤除，此时的杂波功率可以由其泄露到高频处的功率表示，那么在相噪水平一条件下，信杂比此时被改善到了约 12dB，改善因子约为 42dB。在相噪水平二的条件下（图 3-6（b）），未经过 MTI 滤波之前的信杂比依旧是-30dB，而在 MTI 滤波之后，信杂比改善到了约 41dB，改善因子计算得 71dB。

毫无疑问，相位噪声水平低的时候，使用 MTI 滤波器之后，所能达到的改善因子更大，也就意味着在进行雷达实践的过程中应当尽量减小相位噪声，此时就能够在大杂波环境下较为优质的提取动目标的回波信号。



(a) 相噪水平一条件下的 MTI 滤波前后



(b) 相噪水平二条件下的 MTI 滤波前后

图 3-6 在两个相噪水平下的 MTI 滤波器改善因子的对比仿真图

3.3 本章小结

本章解释了光生微波信号的过程中相位噪声由光到电的转移原理,从而明确了本文提出的基于主动锁模激光器的微波信号的光子学产生方法的相位噪声水平。总结了在本次毕业设计中的关于雷达系统中的相位噪声对雷达系统性能影响的仿真结果。通过将相位噪声在时域和频域的考虑,提出了相位噪声将会在雷达系统性能上的影响方面。在时域上,相位噪声可以等价为时间抖动的性质得到了相位噪声与测距准确度的关系。并且通过仿真结果,证明了这个关系。在频域范围内,由于相位噪声表现为频谱的展宽,可以推出不同反射功率的多个目标同时探测时所需要考虑的动态范围的问题,以及在进行动目标检测时采用 MTI 滤波器的时候所能达到的改善因子的问题。在这两方面问题中,解释了相位噪声引发性能恶化的原因,并且通过仿真结果得到了该性能恶化的程度。从理论和仿真角度,论证了本方法中相位噪声的来源以及不同相位噪声水平在雷达系统中的变现,说明了相位噪声对雷达性能的影响。

第四章 低噪声宽带微波信号的光子学产生及其收发实验

在第二章第一节中,已经提出了基于微波光子学和主动锁模激光器的低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法。本方法利用光子学锁模原理在相位噪声水平上能够相较于传统电子学微波产生方法有所提高。并且利用主动锁模激光器的高重复频率特性,能够在脉冲光上加载的基带(中频)信号带宽较以往的微波光子方法有所突破。在本章中,详细介绍了该新型光子学微波产生方法的实验。包括了基于微波光子学和主动锁模激光器的低噪声宽带微波信号的光子学产生实验和基于新型光生微波信号的天线收发与信号处理实验。在低噪声宽带微波信号的产生实验中,利用新型的微波光子学平台,产生了低噪声的点频信号,并且对其进行了评估。也产生了一系列可以用于雷达应用中的线性调频信号,使用频谱仪对其进行了评估。在新型光生微波信号的天线收发与信号处理实验中,使用 Ka 波段天线,对产生的信号进行了发射与接收,利用同源的脉冲光作为下变频和采样信号,对回波信号进行了欠采样。利用示波器得到的时域数据,与发射端时域数据实现了脉冲压缩,验证了此新型光生微波信号的收发可行性以及其距离分辨率与理论相符合。为了充分利用主动锁模激光器的高重复特性,完成了超大带宽信号产生与超高分辨雷达收发系统实验。实现了最高 8GHz 调频带宽、1.4cm 距离分辨率的相参雷达收发系统。

4.1 低噪声宽带微波信号的光子学产生与评估实验

本节详细介绍本文提出的新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法的实验验证过程。为此新方法的提出增添实验基础。为了验证本文提出的新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法,设计了本次实验。在实验中针对产生信号的相位噪声特性进行了重点评估,并以此为基础与传统电子学微波信号产生方法所产生的信号进行了相位噪声方面的对比,以此说明本光子学方法的优越性。另外,针对雷达发射与接收的应用,设计了宽带信号的光子学产生实验,得到大带宽的光生微波信号,并以此为依据说明光子学在产生大带宽微波信号的可行性与优越性。

4.1.1 实验结构

此新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法的实验基于第二章第一节中描述的理论结构。如图 4-1 所示。在理论的结构中,增加了电学频谱分析仪(ESA)对产生信号的频谱进行评估和记录。还另外增加了功率分配器(PS)和低噪声放大器(LNA)用来将任意波形发生器(AWG)产生的信号进行放大后进行电光调制。这样可以增加产生信号边带的功率,在发射端能够检测到的信号功率更大。也有助于经过收发路径的衰减之后检测信号。图中示波器(OSC)用于观察和记录基带(中频)信号,可以使用其中的模数转换功能观测基带(中频)信号频谱特征。同时,示波器中记录的基带(中频)信号将在下一个信号收发和数据处理实验中作为本地发射信号副本与回波信号进行脉冲压缩算法,得到脉冲压缩结果。

作为整个系统的信号源,主动锁模激光器的种子源的信号质量直接决定了产生信号的信号质量,所以在这个实验中使用的种子源是高质量的 Keysight-E8257D 微波源。利用这个微

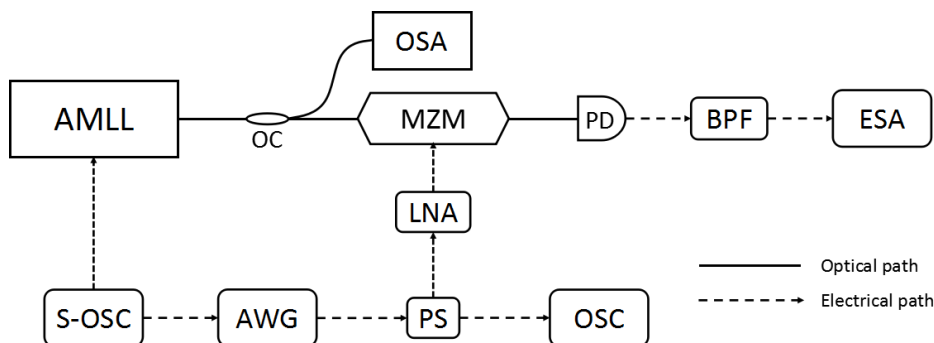


图 4-1 低噪声宽带微波信号新型光子学产生实验结构

AMLL: Active mode-locked laser, OC: Optical coupler, MZM: Mach-Zehnder modulator, PD: Photo diode, BPF: Band pass filter, ESA: Electrical spectrum analyzer, LNA: Low-noise amplifier, S-OSC: Source oscillator, AWG: Arbitrary waveform generator, PS: Power splitter, OSC: Oscilloscope, OSA: Optical spectrum analyzer.

波源产生的 10GHz 信号驱动主动锁模激光器（CALMAR 公司商用主动锁模激光器）进行锁模，调整主动锁模激光器的移相器、腔长控制器、偏置等参数达到锁模的目的。完成该光谱结果的锁模条件为：Phase shifter: 4375; Bias voltage: 3.62V; Pump current: 350mA; Cavity adjuster: 3827。完成锁模之后使用光谱仪（OSA）进行观察，实验中所使用的光谱仪是 YOKOGAWA-AQ6370C。主动锁模激光器的输出光谱如图 4-2 所示。光谱产生大量纵模，每一根纵模的频率差都是 10GHz，相位差固定。利用此输出光谱可以进行后端的实验。

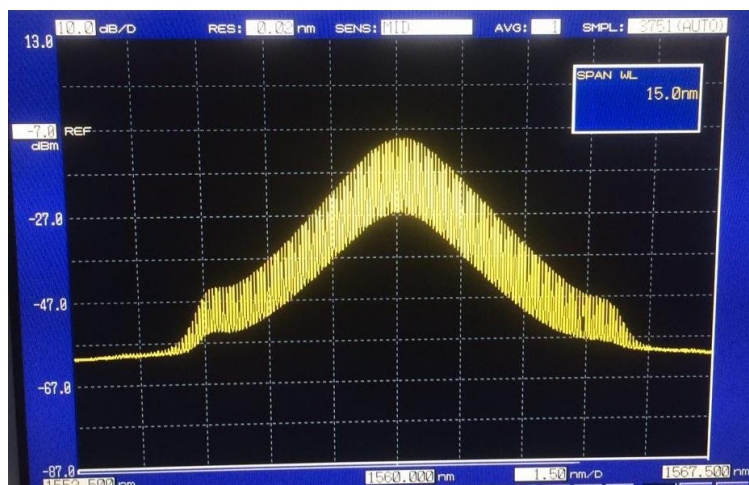


图 4-2 完成锁模的主动锁模激光器输出光谱图。锁模频率 10GHz。

马赫曾德尔电光调制器（MZM）是微波光子链路中将电信号传递到光信号上的器件，本次实验中使用的电光调制器是 PHOTOLINE 公司的 40GHz 高速 MZM。其带宽已经远远满足了本次实验的需要。用于产生基带（中频）信号的任意波形发生器（AWG）使用 Keysight-M9502A，该器件采样率可达 65GHz，可以满足本次实验中产生基带（中频）信号的需要。功率分配器与低噪声放大器分别是 Mini-circuits 公司和 RF-bay 公司的商用器件。PD 使用 u^2t -XPDV2150R，此 PD 的模拟输出带宽可达 50GHz，可以满足直到 Ka 波段射频信号的产生。电频谱仪（ESA）是 Rohde&Schwarz-FSUP 系列，能够检测到的电信号频率可

达 50GHz, 也可以满足直到 Ka 波段的信号的检测。图中的示波器 (OSC) 为 Keysight-DSO-S 的信号频率可达 8GHz, 采样率可达 20GHz。满足了检测基带 (中频) 信号, 记录基带 (中频) 信号和回波下变频信号的实验要求。综合实验条件, 最后确定的实验波段为 Ka 波段, 在载波频率为 40GHz 的条件下进行基带 (中频) 信号的调制, 基带 (中频) 信号取中心频率为 3GHz, 调制带宽为 0MHz、100MHz 等直到 1GHz 的线性调频信号, 通过调制上变频和滤波后得到的信号为中心频率为 37GHz, 调频带宽对应于基带 (中频) 信号调频带宽的 Ka 波段线性调频信号。

4.1.2 实验结果

为了验证该新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法的低噪声特性, 首先需要产生一个高质量的载波信号。在第三章的仿真结果中已经提出, 使用一个高质量的载波信号进行上下变频, 可以在雷达应用中提升测距准确度、动态范围和 MTI 滤波器改善因子等性能。所以, 如果能提出一种具有更小相位噪声的微波载频产生方法, 就能够在雷达系统实现中起到很重要的作用。

将种子源的输出频率设为 10GHz, 输出功率设为 0dBm, 调整参数将主动锁模激光器进行锁模。完成后的结果如图 4-2 所示。激光器输出光谱具有较大的波长带宽, 并且拥有大量纵模, 每一根纵模之间频率差相距 10GHz 且相位差固定。达到了锁模原理所约束的条件, 此时的输出光场为一个重复频率为 10GHz 的脉冲光信号。由于产生载频信号, 故此时的 AWG 设置为零输出, 没有微波信号加载到光信号上。通过第二章原理中的脉冲光拍频原理 (式 (2-19)) 可以得到, PD 后端所能得到的信号为 10GHz 整数倍的微波信号。此时用电频谱仪进行检测, 如图 4-3。可以在频谱上看到 10GHz、20GHz、30GHz、40GHz 的谱线, 50GHz 及更高频率以后的谱线由于超出电频谱仪的检测频率范围, 无法在频谱仪中显示。

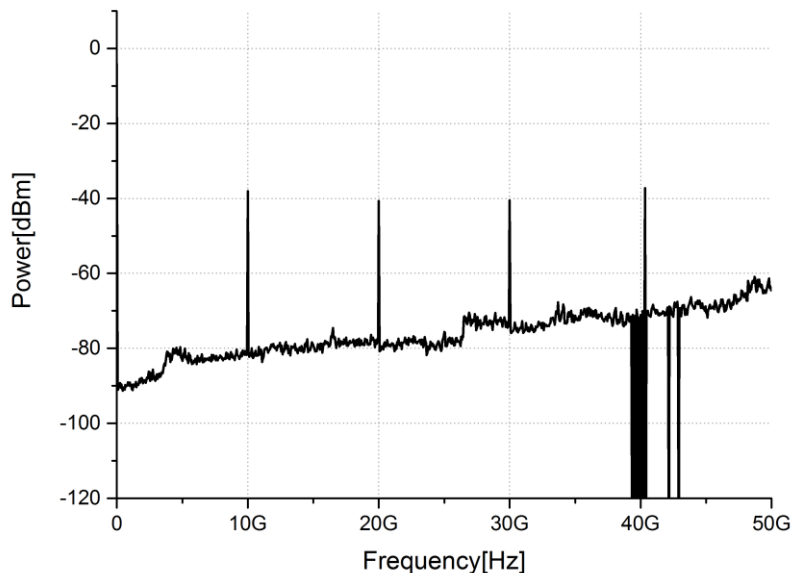


图 4-3 脉冲光拍频生成的微波检测结果

此时, 我们利用电频谱仪的频谱分析功能对产生的 40GHz 信号进行相位噪声测试, 所得到的结果如图 4-4 所示。图中一共绘制出了三条单边带相位噪声曲线, 分别是

Keysight-E8257D 直接产生的 40GHz 信号的相位噪声曲线（黑），Keysight-E8257D 直接产生的 10GHz 信号的相位噪声曲线（红），此信号同时是主动锁模激光器的锁模信号，以及光子学拍频产生的 40GHz 的微波信号的相位噪声曲线（蓝）。

通过将图中的相位噪声两两进行对比可以得出以下结论。当同一个电子学微波生成设备（Keysight-E8257D）产生不同频率信号的时候，此处是 10GHz 和 40GHz，除了满足 $20\log_{10}N$ 的相位噪声恶化理论值之外，还会引入额外的相位噪声。从图中的黑线和红线对比，在低频处（ $\sim 2\text{kHz}$ ）两条曲线的相位噪声差异大约在理论值 12dB 左右。而在高频处（ $2\text{kHz} \sim$ ），10GHz 信号与 40GHz 信号的相位噪声差异约能达到 18dB。说明了电子学频率源在产生高频微波和毫米波的信号的时候会有额外的相位噪声恶化因素，这就限制了电子学在高频微波毫米波的高质量信号产生领域的发展。图中蓝色曲线是以 10GHz 微波源为种子源的光生 40GHz 微波信号。图中红色曲线就是它的种子源。可以看到在基本的趋势上，主动锁模激光器产生的脉冲而拍频产生的微波信号与其种子源的相位噪声变化趋势是基本一致的，在 30kHz 左右都会有一个下降拐点。这就说明了主动锁模激光器脉冲光拍频产生的微波信号的相位噪声在很大程度上是继承了其种子源的相位噪声特性。但是，在高频处（ $30\text{kHz} \sim 1\text{MHz}$ ）主动锁模激光器脉冲光拍频产生的微波信号的相位噪声较其种子源有所下降，其主要原因是光学谐振腔的频率选择作用。

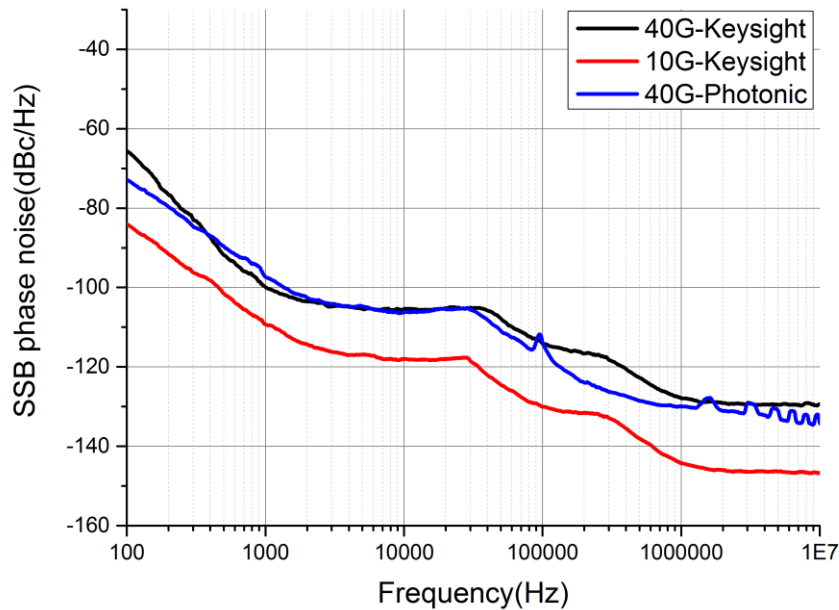


图 4-4 40GHz 光生微波信号相位噪声测试结果及种子源相位噪声对比图

对比图中的电子学（Keysight-E8257D）产生的 40GHz 微波信号相位噪声曲线和 40GHz 光生微波信号相位噪声曲线可以得到，在低频处，由于电子学本来的长稳稳定性较好的因素，而主动锁模激光器拍频产生的微波信号的相位噪声很大程度上取决于其种子源的相位噪声特性，传统电子学生成的微波信号较光子学生成的信号相位噪声相差不大，或者在某一频段内电子学优于光子学，某一频段内光子学优于电子学。而在高频处（ $30\text{kHz} \sim$ ），光子学由于其光学腔的特性，除了倍频过程当中所带来的理论相位噪声恶化，几乎不会引入额外的相位噪声。所以在高频处，光子学产生的微波信号相较于电子学产生的微波信号在相位噪声

方面更加优质。并且，本实验中所使用的微波源 Keysight-E8257D 是一台极高质量的微波信号发生装置，几乎可以代表目前国内外商用微波源的最高水平。光子学生成的微波信号在相位噪声特性方面优于该仪器所产生的微波信号，也就反映出了光子学微波产生方法在产生低噪声信号方面具有很大的优势，与雷达系统或其他通信系统的低噪声信号要求相符合。

在产生了 Ka 波段 40GHz 高质量低噪声信号之后，可以将 AWG 的输出设置为基带（中频）信号，其载波频率为 3GHz，带宽为 0MHz、200MHz、500MHz 等。这样经过低噪声放大器的放大作用可以将信号的功率放大，这样在一个固定响应度的光电探测器中就可以得到更大功率的微波信号。实验中，AWG 产生的基带（中频）信号的幅度峰峰值 $V_{pp}=1V$ ，那么经过功率分配器，其幅度峰峰值变为它的 $\sqrt{2}/2$ 倍。随后再经过低噪声放大器的功率放大，其输入进电光调制器的微波的峰峰值约为 4.6V，此峰峰值低于实验中使用的 PHOTOLINE-40GHz 电光调制器的半波电压的两倍。即是可以作为合理的输出信号的峰峰值幅度。在 AWG 中产生了基带（中频）信号的调制上变频信号的频谱如图 4-5 所示。

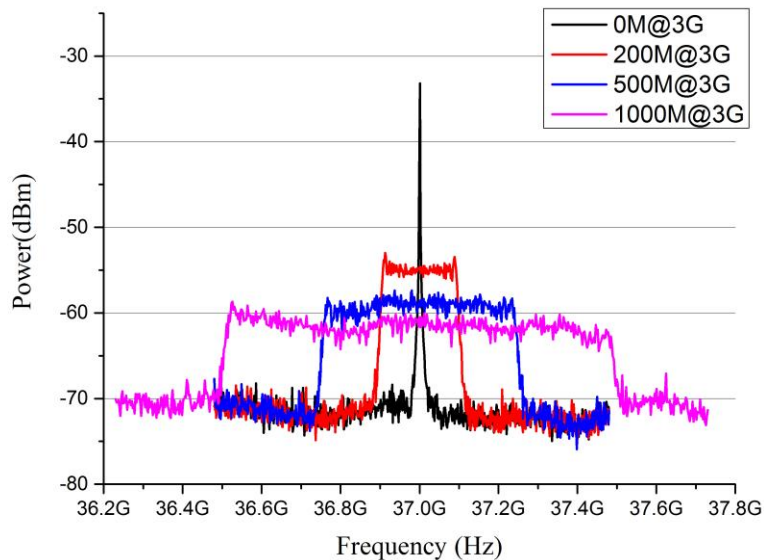


图 4-5 上变频信号频谱的测量结果

图中显示了当 AWG 中产生了以 3GHz 为中频，调制带宽为 0MHz、200MHz、500MHz、1000MHz 的四种不同调制带宽，经过电光调制与光电探测器的拍频，所得到的载波为 40GHz 的上变频信号。我们可以看到，调频带宽设为 0MHz 时即是使用一个 3GHz 的点频信号进行电光调制随后拍频之后，可以滤波得到 $40-3=37GHz$ 的上变频点频信号。其信号功率可以达到约为 -33dBm。当我们改变 AWG 的调制带宽，可以在 Ka 波段滤波得到相应的调频带宽改变的带通信号。图中下面三条曲线分别显示了调频带宽为 200MHz、500MHz、和 1000MHz 时的线性调频信号的上变频频谱。可以看见，在 37GHz 中心频率处，得到了 200MHz、500MHz、1000MHz 的线性调频信号。由线性调频信号的理论可知，同等幅度下的越大带宽的调频信号每个频率点上对应的功率越小，功率与带宽的乘机是一个定值，通过图中的测量结果可以看见，基本满足此线性调频信号的理论，并且在带宽上满足了雷达信号宽带的要求

通过上述的实验结果，证明了本文中提出的新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法的可行性。在产生基带（中频）信号方面，通过对比此光子学方法和电子学方法（Keysight-E8257D）产生 40GHz 点频信号的相位噪声，得到了光子学方法在产生高频载波信号方面的优越性。所能达到的相位噪声比电子学中产生信号的相位噪声更加低。从而证明

了此光子学微波产生方法的低噪声特性。另一方面,通过改变加载在电光调制器上的基带(中频)信号的线性调频带宽,可以得到经过上述的低噪声的 40GHz 载频信号调制的上变频宽带信号。此信号带宽是随着 AWG 设置的带宽决定的,此实验中验证了 200MHz、500MHz、1000MHz 的带宽,得到了相对应的宽带上变频信号,这些带宽在一般的雷达应用中已经算超大带宽范畴。以此可以证明此光子学微波信号产生方法可以产生宽带信号。从而满足了本课题所要求低噪声大带宽所要求的两个指标。

4.2 光生微波信号的雷达收发与信号处理实验

在上一节中,已经详细描述了本文中提出的低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法在信号产生方面的实验,论证了此方法所产生信号的低相位噪声特性和大调频带宽特性。此方法所面向的应用是雷达收发领域。所以在这一节中将对此方法在雷达具体应用方面进行初步的验证实验,来说明此光子学微波产生新方法所产生的信号能够在雷达系统中得到应用。利用 Ka 波段的喇叭天线,可以完成此光生信号的收发过程。在接收到信号之后,使用电光采样下变频的模数转换方式进行处理,可以得到数字化的接收中频信号,利用此接收处理信号与发射之前的中频信号进行相关处理,可以由脉冲压缩原理得到目标的距离等信息。

为了验证此新型低噪声宽带微波信号的光子学产生方法在具体的雷达系统中的应用能力,设计了此实验。使用 Ka 波段天线进行收发实验,用于验证此光生微波信号的可发射和可接收性能。进行信号处理实验主要是用于验证此光生微波信号在雷达应用中可否将其大带宽等特性体现在雷达信号处理的性能方面。

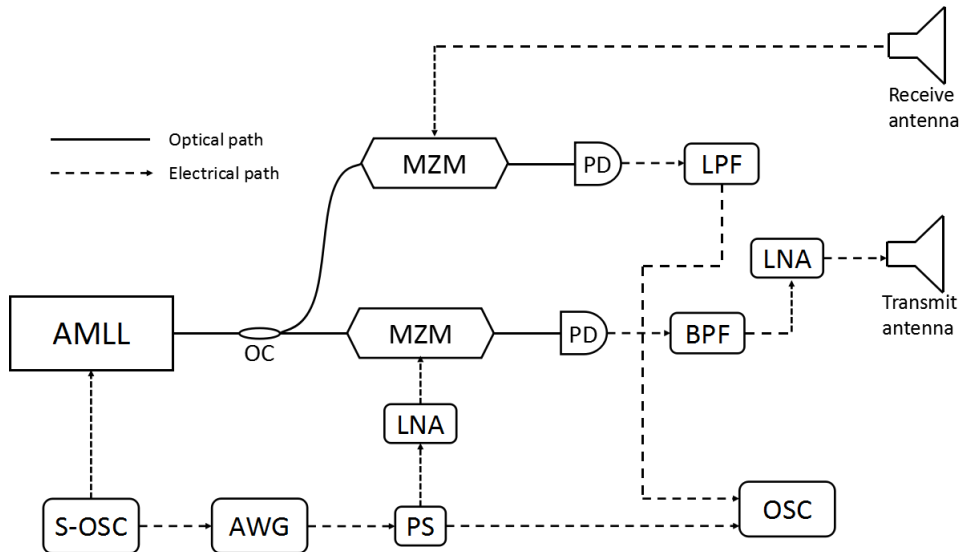


图 4-6 光生微波信号雷达收发与信号处理实验结构示意图

AMLL: Active mode-locked laser, OC: Optical coupler, MZM: Mach-Zender modulator, PD: Photo diode, BPF: Band pass filter, LNA: Low-noise amplifier, S-OSC: Source oscillator, AWG: Arbitrary waveform generator, PS: Power splitter, OSC: Oscilloscope.

4.2.1 实验结构

在基于上一节中提出的新型光子学微波产生方法的实验结构的基础上增加收发过程以及信号采集功能,实验结构如图 4-6 所示。在信号发射端,滤波后连接低噪声放大器,此低

噪声放大器的放大通带为 26.5GHz~40GHz，其实覆盖整个 Ka 波段，满足本次试验中最大覆盖的 36.5GHz~37.5GHz 的频率范围。经过放大后的信号连接至 Ka 波段喇叭天线（A-INFOMW-LB-28-25-C2）此喇叭天线的辐射通带为 26.5GHz 至 40GHz，和低噪声放大器的放大带宽相对应，可以满足本实验所产生的以 37GHz 为中心频率，最大调频带宽为 1GHz 的信号收发。在接收端收到的信号直接进入电光调制器进行光脉冲采样接收，经过另一个接收端的 PD（Discovery-lab buddy）可以得到光脉冲的下变频采样信号。由于此光脉冲的重复频率为同一个主动锁模激光器的 10GHz，大于实验中使用的最大调频带宽 1GHz，所以可以完成奈奎斯特采样接收。经过低通滤波之后，可以得到接收回波信号的下变频信号。将此信号连接进入示波器中可以记录下信号的波形，另外，示波器同时接收发射端的 AWG 产生的中频信号，利用此中频信号可以作为参考信号对接收下变频的信号进行相关处理，此相关处理结果便是作为脉冲压缩结果得到距离等信息。

4.2.2 实验结果

将本文提出的低噪声宽带微波信号的光子学产生方法所得到的信号经过发射前段放大，随后连接天线进行发射，发射处的信号频谱见图 4-7。在放大之后，信号的功率可以达到 -8dBm 左右，此功率在实验室中用作发射和接收的可以的。随后使用另外一个 Ka 波段的喇叭天线进行接收。将接受到的信号直接进入电频谱仪进行观测，可以得到其频谱图（图 4-8），利用该频谱图便可以和发射端的频谱图进行对比，得到收发路径的损失的特点。

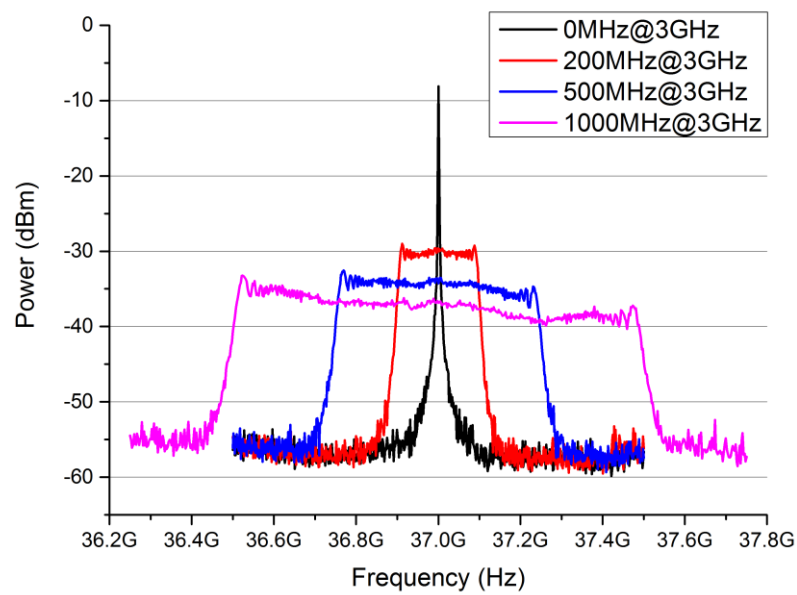


图 4-7 Ka 波段发射前端信号的频谱图

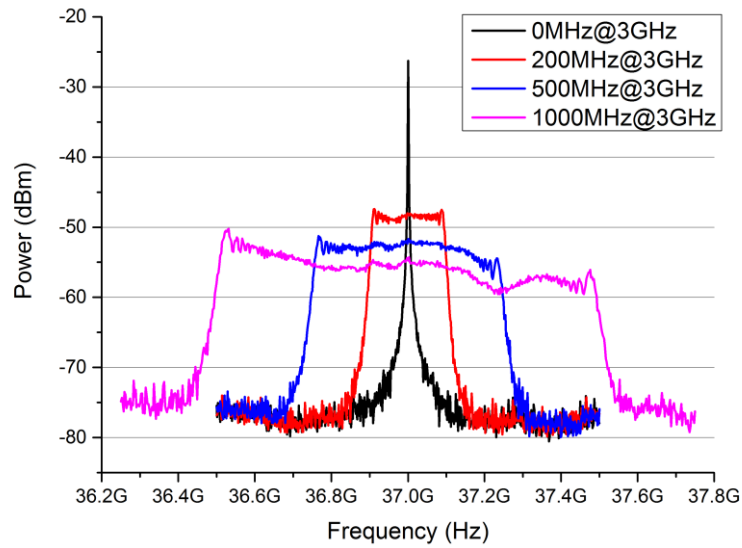


图 4-8 天线回波接收信号频谱图

通过对比图 4-7 与图 4-5，可以明显看出信号经过收发路径之后的损失非常大，通过 0 带宽点频信号进行对比的话，此收发路径的损失可达到 19dB。在前期已经对这两个 Ka 波段的的天线使用矢量网络分析仪 (VNA) 进行过测量，如图 4-9，其收发路径的 S21 约为-19dB，由此可见实验结果与前期测量结果相符合。

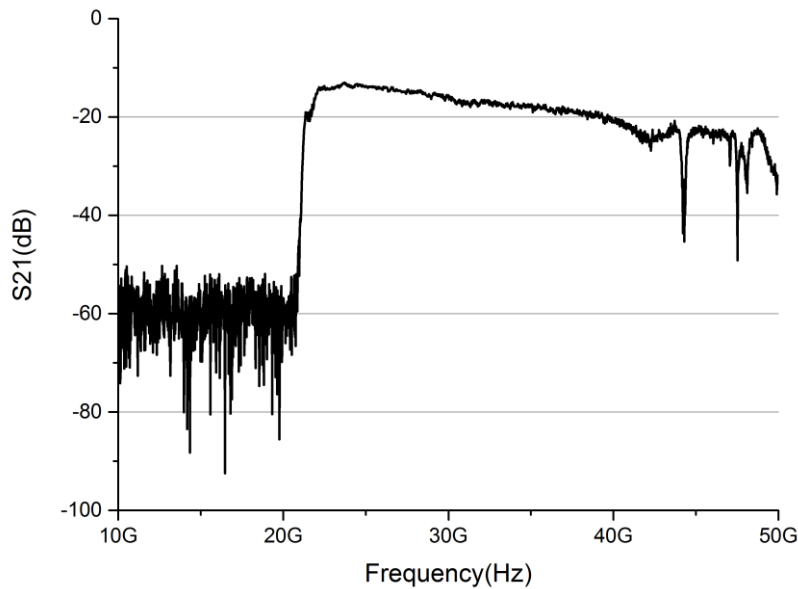
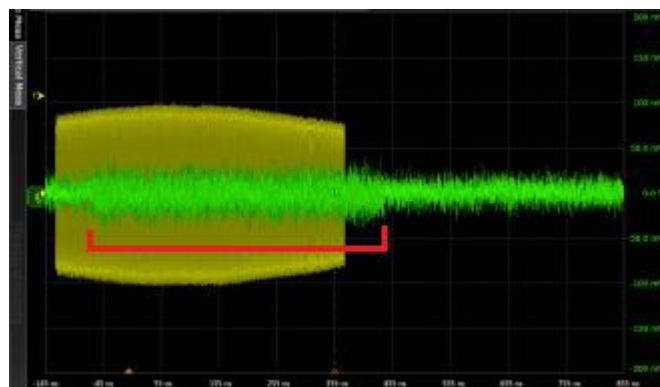


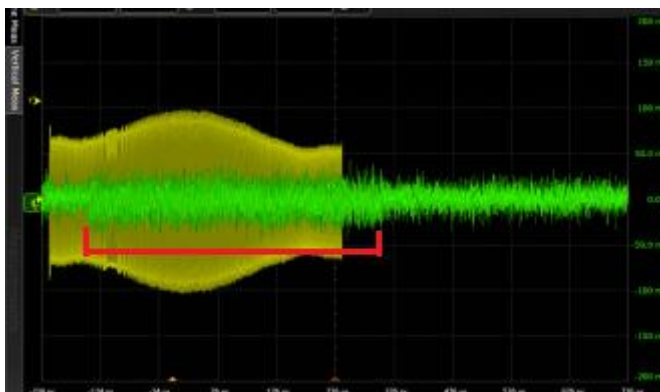
图 4-9 天线收发路径插入损耗测量结果

虽然收发路径的损耗较大可达到-18dB，但是从图 4-8 可以看出接收端接收的信号功率还是比较强的。在点频信号处的功率为-27dBm，这样的信号功率在接收端可以满足信号处理的过程。至此，已经通过实验证明，本文使用的新型光子学微波产生方法所产生的信号可

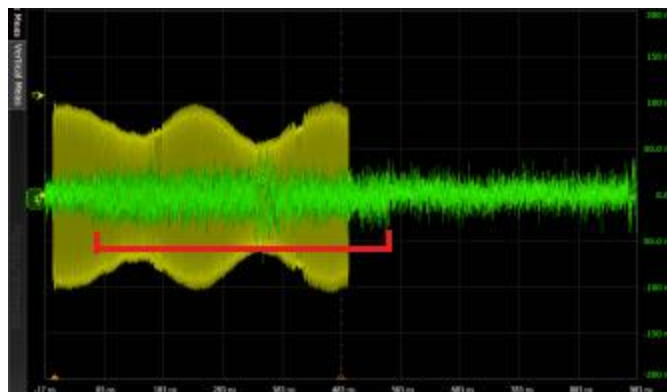
以通过放大的过程之后直接进行喇叭天线的收发。并且发射信号和接收信号在频率域呈现同样的频谱特性。



(a) 瞬时带宽 200MHz



(b) 瞬时带宽 500MHz



(c) 瞬时带宽 1000MHz

图 4-10 不同瞬时带宽（中频=3GHz）情况下的发射和接收基带（中频）信号时域图，通道一（黄色）为 AWG 直接产生的信号的时域图；通道二（绿色）为回波信号经过电光采样下变频之后的信号时域图。调频信号的占空比设为 50%，便于观察基带信号和回波信号

随后，将对此接收到的回波信号进行信号处理，进而利用脉冲压缩方法得到位置信息。接收天线所接收的信号需要经过的信号处理过程在传统的电子学雷达中通常有射频信号下变频，这样所得到的中频信号经过中频滤波与本地中频频率进行相关检测，然后相关检测的结果经过模数转换过程（包括采样、量化）进入数字信号处理从而得到目标的特性。在此

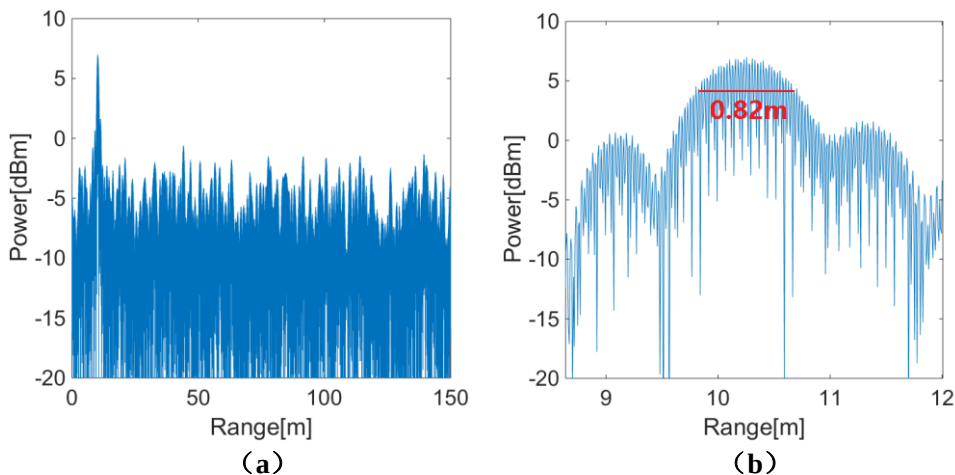
实验中，信号处理的过程使用意大利 Paolo Ghelfi 课题组提出的全光子雷达体制的信号处理方式。即是使用与发射端产生信号所使用的脉冲光源作为采样信号。在电光调制器中可以进行回波信号的电光采样。这样的采样过程也可以理解为一个下变频过程，下变频的频率就是整数倍的种子源频率。通过一个带宽受限的光电转换器之后，所得到的信号就是下变频之后的基带（中频）信号。这样便可以和本地的参考信号进行相干处理等从而得到回波的特性。

在本实验中，主动锁模激光器的重复频率为 10GHz，回波信号的信号是以 37GHz 为中心频率，最大有 1GHz 的调频带宽的线性调频信号。经过接收端的电光采样之后，在光电探测器后端得到的信号为中心频率为 3GHz，最大调频带宽 1GHz 的线性调频信号。这个信号的数字化可以通过示波器的模数转换器来实现。如实验结构图 4-6 所示，发射端之前由 AWG 产生的信号通过功率分配器的一路进入了示波器，接收端信号经过电光采样之后进入了示波器，这样，在示波器的两个通道上可以同时显示发射前和接收后的基带（中频）信号时域波形。将这两个时域波形进行相干接收的处理方法，可以得到该回波的脉冲压缩结果。

图 4-10 中描述了不同调频带宽的情况下，这些线性调频信号由 AWG 生成时发射的波形和经过上变频，收发路径，电光采样下变频过程的接收波形。图中描述了一个周期内（1 微秒）的发射端基带（中频）和接收端下变频信号的时域图。黄色为通道一，即是发射端基带信号的时域图。在不同的瞬时带宽时的幅度发生不均匀的变化，这个主要是由于驱动 AWG 的 Labview 程序所限定。但是由于基带（中频）信号和回波下变频信号之间的信号处理方式是相关累积方式，所以这种幅度上的不均一并不影响信号处理的结果。图中绿色为回波下变频所得信号时域。我已经在图中使用红色线标注了应该属于回波信号的部分。可见回波信号较发射基带信号存在一定时间的时延。这个时延可以通过两个通道之间的相干检测来进行提取。这个过程的结果将在下面进行说明。另外，图中可见通道二中，在信号持续时间以外，也存在幅度高达数十毫伏的信号，这些信号是因为放大过程和收发路径带来的噪声信号，这些信号也可以通过相干检测的方法来去除影响。

在以下部分，着重讨论收发信号的相干接收脉冲压缩结果。

相干接收即是将其中一个信号移动一个延时之后两信号相乘再在时域上积分，改变延时量再进行相乘积分的过程，直到所有延时量从 0 至一个周期时间全部遍历。则可以绘制出这个积分量随着延时量的变化曲线。相关接收实际上就是计算互相关函数的过程，当两个信号相对时延为 0 时其相关函数最大。线性调频信号脉冲压缩的原理就是利用两个信号相对延时量为零时积分所得信号强度最大来检测回波的延时信息，从而再根据光速信息计算产生回波的目标距离信息。



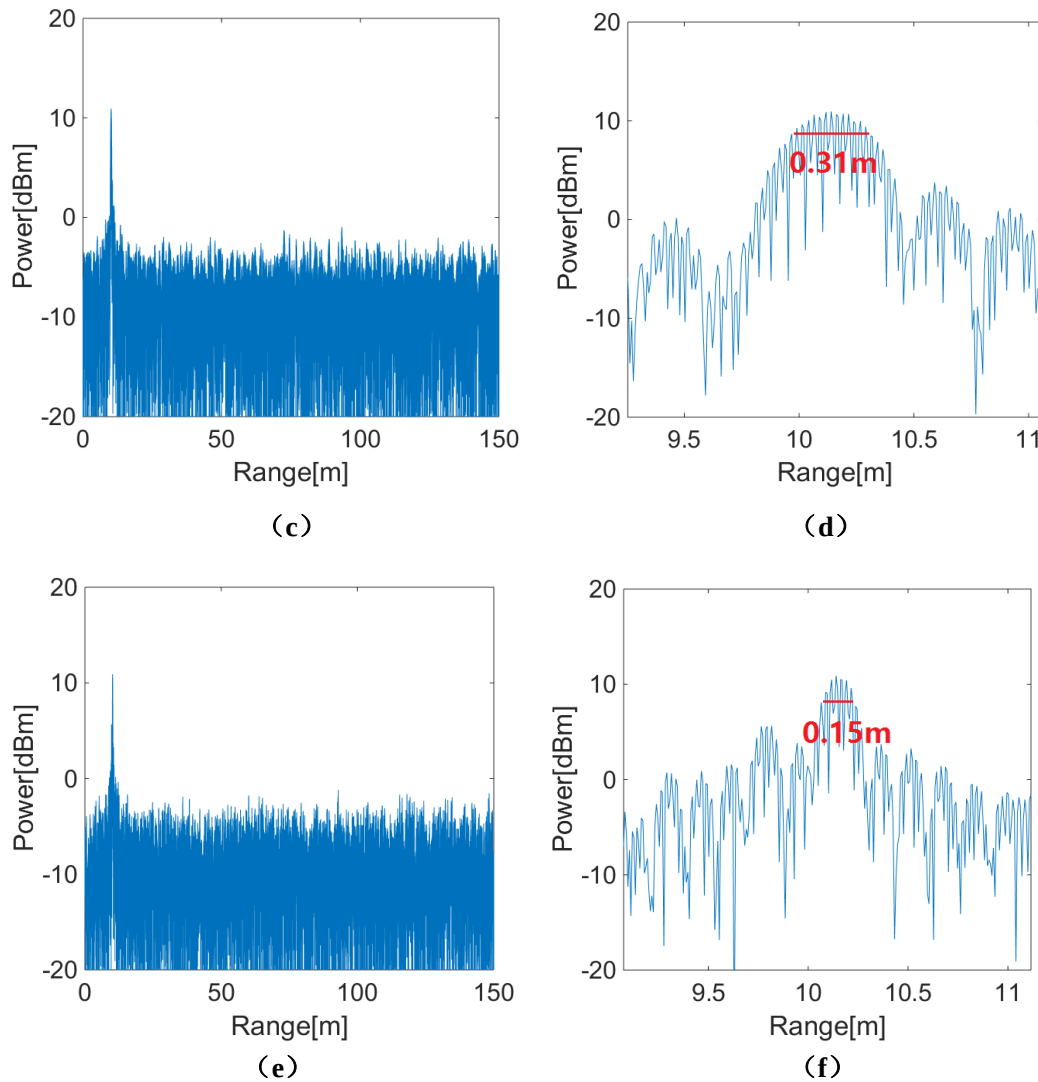


图 4-11 不同调频带宽情况下，通过相干接收进行脉冲压缩的结果。(a) (c) (e) 分别对应的调频带宽为 200MHz、500MHz、1000MHz。(b) (d) (f) 表示了它们左图的放大细节，表现了在不同调频带宽情况下的距离分辨率结果

线性调频信号有一个重要特征，即是该信号在一定的时宽内可以做到任意的调频带宽，而调频带宽在脉冲压缩原理中就对应了时间分辨率的大小，越大的调频带宽所对应的时间分辨率越小，那么在距离探测中所对应的距离分辨率也就越小。图 4-11 记录了调频分别为 200MHz、500MHz、1000MHz 时的线性调频信号经过收发与本地产生的信号进行相干接收脉冲压缩的结果。可见，无论调频带宽的数值大小，在距离轴中的 10.2m 处都存在一个相干函数最大值。说明产生的信号在收发路径中的延迟时间为 10.2m 距离对应的时间。

在线性调频信号的脉冲压缩理论中，调频带宽和距离分辨率（3dB）的关系如式（4-1）所描述。

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (4-1)$$

其中 c 是空气中电磁波的传播速度， B 是调频带宽，那么在本实验中，分别采用了 200MHz、500MHz、1000MHz 的调频带宽，对应的理论距离分辨率分别是 0.75m、0.3m、0.15m。在图 4-11 的放大图中标识了实验结果中达到的距离分辨率，分别是 0.82m、0.31m、0.15m。

0.15m。如下表。

表 4-1 几种不同调频带宽的理论距离分辨率和实验中实现的距离分辨率

调频带宽 (MHz)	理论距离分辨率 (m)	实现距离分辨率 (m)
200	0.75	0.82
500	0.30	0.31
1000	0.15	0.15

上述实验结果已经表明,在进行大带宽超大带宽的线性调频信号的收发过程之后,可以进行雷达系统中的经典信号处理方式——相干接收脉冲压缩来提取目标的位置信息。从理论上来说带宽的倒数与距离 3dB 分辨率成正比关系,并且可以通过一个理论公式得到对应带宽的距离分辨率。当我们和实验中得到的实际距离分辨率比较时发现实际距离分辨率与理论的距离分辨率相差很小,也就证明了本光子学信号产生系统和光子学信号接收与采样下变频系统能够实现雷达探测的目的。

为了验证此雷达收发实验系统对于测距的正确性和准确性,在完成信号带宽与距离分辨率实现的实验之后。进行了目标距离的测量的实验。在该实验中,使用一个由金属板构成的反射体,将其位于收发天线对面,改变此反射体相对于收发天线的距离来改变信号在收发路径中的延时。依旧利用脉冲压缩原理将此延时检测出来。实验条件图如图 4-12 所示,图中显示了不同的反射距离。

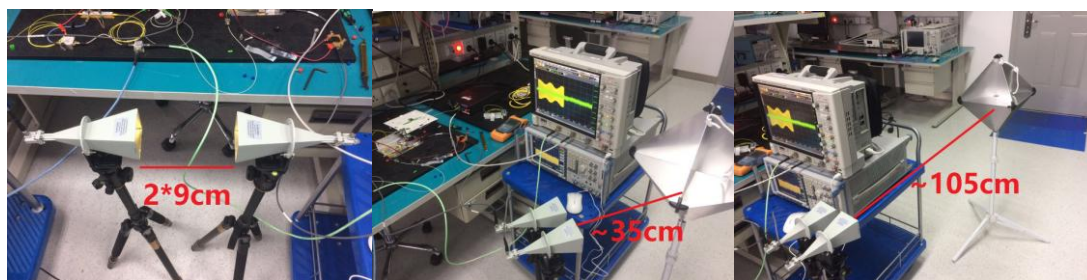


图 4-12 实际测量目标距离示意图

实验中所使用的距离有三个,天线相对的 18cm(这个距离折算成往返则为单程 9cm),第一次物体距离约 35cm,第二次物体距离约 105cm。下图(图 4-13)表示了对回波信号进行相干接收脉冲压缩的距离探测结果。该结果中,AWG 输出的调频瞬时带宽设置为 1000MHz,这样能够达到的距离分辨率更大,在实验室环境中能有更好的表现。结果显示,当收发天线相对时,脉冲压缩距离结果为 10.14m。当使用金属反射物作为目标且该反射物距离收发天线距离约为 35cm 时,脉冲压缩距离结果为 10.41m。当移动金属反射体的位置把反射物与收发天线之间的距离设置为约 105cm 时,脉冲压缩距离结果为 11.09m。可以基本看出当收发路径延时越长时,脉冲压缩的距离结果显示越大。考虑到从 AWG 产生信号到经过调制上变频再到放大发射,最后经过回波接收与采样下变频,即使是收发路径的延时为零,这一系列信号处理过程都会产生延时。所以我们需要利用第一次收发天线相对的结果对距离结果进行校正。校正量为 $10.14-0.09=10.05\text{m}$,经过校正后的脉冲压缩距离结果分别为 0.09m、0.36m、1.04m。与实际距离测量结果符合的很好。详见表 4-2。

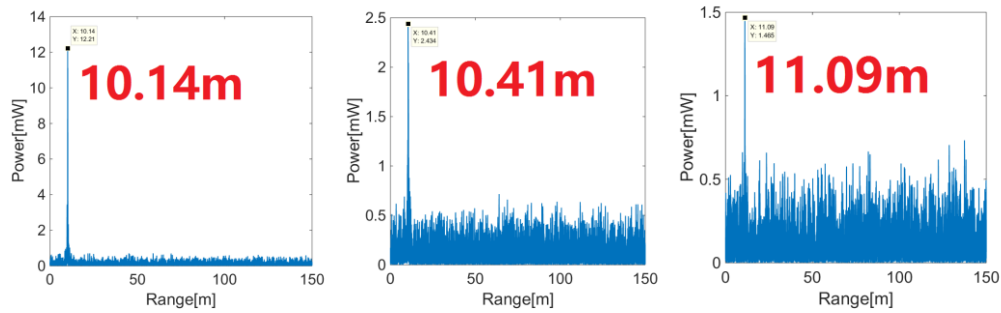


图 4-13 脉冲压缩距离测量结果（对应于图 4-12 中的实测距离）

另外，从图 4-13 中可以看到，当目标的距离变大时，信号的功率下降，信噪比提升。这个规律可以由雷达方程描述。简而言之信号的功率与目标距离的四次方成反比。随着目标的原理，这个功率从损失是很大的。所以需要在发射端增加更大的功率放大环节以及在接收端添加低噪声放大环节。这样才能保证在较大的距离下依旧能够探测目标。

表 4-2 脉冲压缩距离结果与实测距离对比表

实测距离（cm）	脉冲压缩距离结果（cm）	校正后的脉冲压缩距离结果（cm）
9	1014	9
~35	1041	36
~105	1109	104

虽然表格中显示的实测距离和校正后的脉冲压缩距离存在一定偏差，但是这并不说明本雷达收发系统在测距方面性能较低。而是由于目标的特点，无法准确测量整个收发路径的实际长度，所以只能估测收发路径的实际长度。在表格中，我也是使用了“约为”来描述实际收发路径的距离结果。

所以，在本实验中不仅通过发射信号和接收信号的频谱来评估了本文提出的新型微波信号的光子学产生方法所产生的信号。说明了该信号在雷达应用中的可行性，还通过接收后端的相干接收脉冲压缩，说明了该信号达到的带宽特性能够在较为符合理论的条件转换为脉冲压缩的距离分辨率特性。最高达到了 1GHz 调频带宽的 15cm 分辨率。证实了该信号产生方法所产生的信号在高分辨雷达应用中是很有优势的。最后，通过改变实测距离的实验，来证明了该雷达收发系统在测距应用中的正确性和准确性。经过收发天线相对结构来进行距离校准之后，可以说明测得的距离很大程度上与实际测量距离相符合。这个实验结果证明了该雷达验证系统能够完成雷达的基本功能并且在探测距离分辨率上拥有很大的优势。

4.3 超大带宽超高分辨全光子雷达收发实验

本文中提出的新型光子学微波产生方法基于主动锁模激光器，其最大的特性是具有高重复频率，可以在其载波上加载的基带信号的带宽较大，通过此特性可以实现更大带宽更高距离分辨率的雷达收发系统。

4.3.1 实验结构

如图 4-14，与新型光生微波信号的雷达收发与数据处理类似，在实现超大带宽超高距离分辨率全光子雷达收发系统实验时，同样利用到一个主动锁模激光器产生脉冲光，将此主动锁模激光器的种子源频率调整为 20GHz，理论上可容纳的调制带宽为 10GHz，由于示波器最大接收带宽为 8GHz，于是本实验设计带宽调节范围为 0.5GHz~8GHz。在经过马赫曾德尔调制器的脉冲光调制之后，可以在 PD 处观测到不同波段的调制信号，通过电学滤波器的选择性滤波，可以得到符合实验目的的调幅信号。在此处选择工作波段为 Ka 波段，利用 Ka 波段的大带宽特性，可以完成实验设计的 0.5GHz~8GHz 调频带宽的信号收发。与上一节中的雷达信号收发实验不同，由于大带宽的放大器的缺失，本节的发射端中，基带信号未经过放大直接通过 MZM 加载到了载波上，故此结构得到的上变频信号功率较小。但是，在接收端添加了在 Ka 波段的低噪声放大器使回波功率能够满足信号处理的要求。

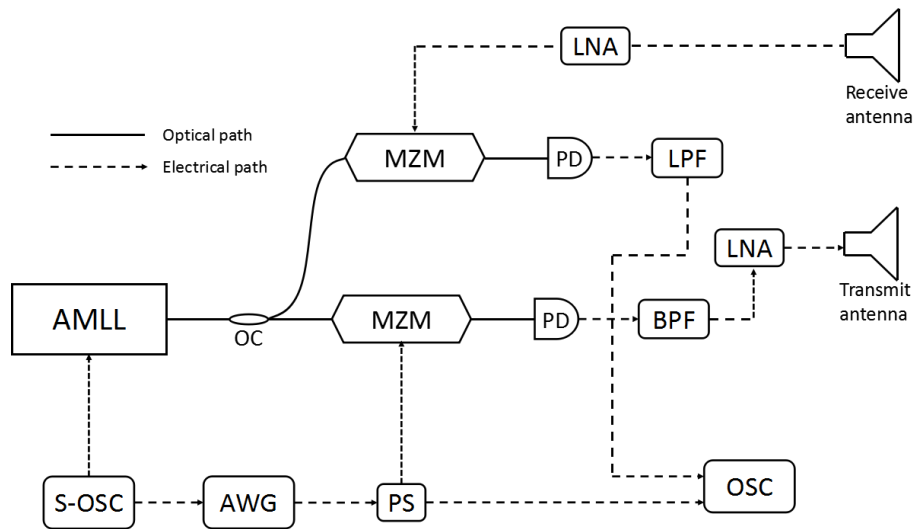


图 4-14 超大带宽超高带宽全光子雷达收发系统

AMLL: Active mode-locked laser, OC: Optical coupler, MZM: Mach-Zender modulator, PD: Photo diode, BPF: Band pass filter, LNA: Low-noise amplifier, S-OSC: Source oscillator, AWG: Arbitrary waveform generator, PS: Power splitter, OSC: Oscilloscope.

4.3.2 实验结果

通过调节 AWG 的输出信号的调频带宽，可以改变发射端发射信号的带宽，通过接收端的下变频与相关接收处理，可以得到线性调频信号的脉冲压缩结果，该脉冲压缩结果的距离分辨率与调频带宽的关系已经在上一节通过公式提出。简而言之距离分辨率与调频带宽成反比例关系，通过下图（图 4-15）中的理论曲线可以看出这样的反比例关系。图中红色线是实验中实现的距离分辨率，可以看出，实验中的距离分辨率与理论距离分辨率相接近，当实现最高调频带宽为 8GHz 的时候，对应的理论距离分辨率为 1.8cm，实验实现的距离分辨率为 1.6cm。图中橘色线为对同一目标的测距结果，可以看出其趋势为在同一个距离上有微小的下降，这一点将在下面的实验结果中分析。通过不同带宽与分辨率的对应关系的实验结果可以得出以下结论，本文提出的基于主动锁模激光器的新型光子学微波信号产生方法能够产生超高带宽的信号（最高 8GHz），并且在光子相参雷达收发系统中实现超高距离分辨率（最高达到 1.6cm）。

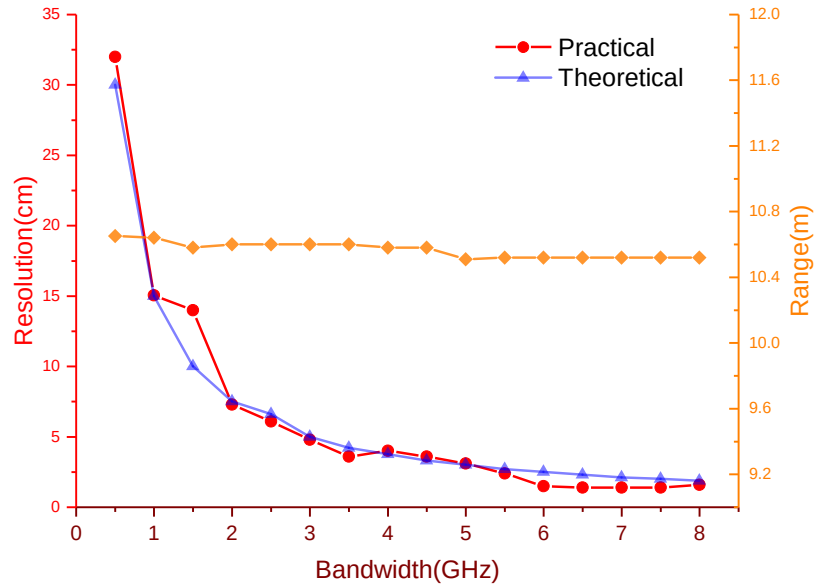


图 4-15 距离分辨率与调频带宽关系图

由于该实验中所达到的距离分辨率已经达到 10^{-2}m 量级，实验中所使用的天线以及目标的尺度较大已经超过 10^{-2}m 量级。所以目标的反射特性和天线电磁波的非平面波特性将会在雷达测距中表现出来。具体表现为测距不准或者出现多峰的现象，图 4-15 的黄色曲线初步表明了这种现象，可见随着距离分辨率的提升，对于同一反射目标的距离探测峰值会呈现一个微小下降的趋势，而在距离分辨率变高之后趋向稳定。图 4-16 通过脉冲压缩结果详细描述了这种现象。

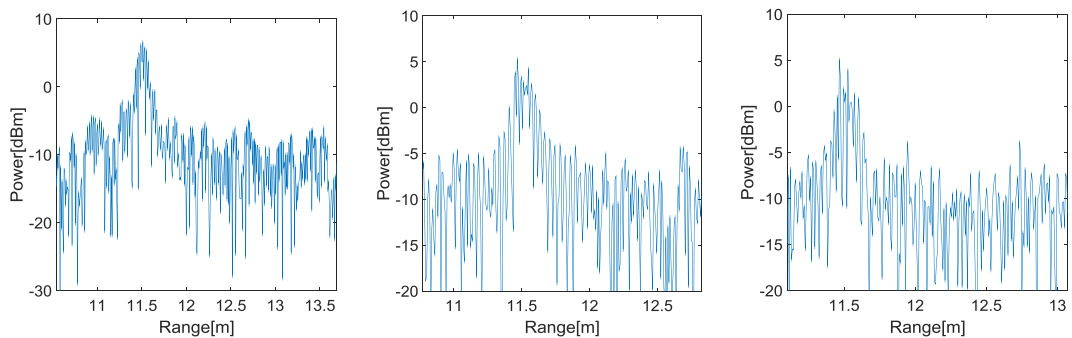


图 4-16 对同一个反射目标在不同调制带宽下的脉冲压缩距离结果。(a) 调频带宽为 2GHz, (b) 调频带宽为 4GHz, (c) 调频带宽为 6GHz。

上图中列出了调频带宽分别为 2GHz、4GHz、6GHz 情况下的脉冲压缩距离结果。可以看出距离分辨率随着调频带宽的增加呈现减小的趋势，这里关注脉冲压缩距离峰值的位置。由于都是通过同一个反射目标，理论上的脉冲压缩峰值应该在同一个距离处。而实验结果显示，当调频带宽为 4GHz 和 6GHz 时出现了两个距离峰值，从左往右的第一个峰值呈现左移的趋势。初步分析为当距离分辨率随着调频带宽减小时，对目标的反射特性有着更高的要求。

目标为不理想反射体时,会导致脉冲压缩结果的不理想。即是无法在脉冲压缩距离结果中看出一个单独的距离峰值。另外,随着调频带宽的增加,不同频率信号在雷达收发系统中的传输时间随着宽带器件的特性而改变,这也将导致脉冲压缩时的多峰现象。此现象的分析解释

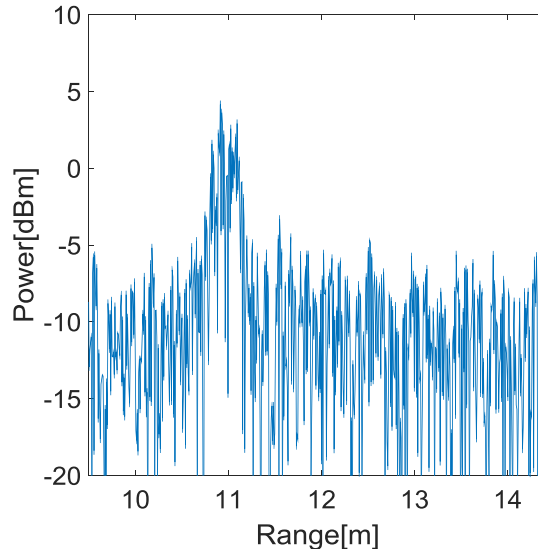


图 4-17 双目标所反射的脉冲压缩距离结果, 呈现多峰值现象

将会是该全光子超大带宽超高分辨雷达收发系统进一步研究所必须的。另外在进行多目标检测时,理论上出现两个脉冲压缩峰值。而实验中所反映出来的现象是一个多峰的现象,通过初步分析,这种现象是由于分辨率的提高,以及多目标之间的多径反射导致回波的复杂度提升。从而在脉冲压缩检测时呈现了一种复杂的结果。如图 4-17,该图描绘了调频带宽为 3GHz 时的双目标所反射的复杂脉冲压缩结果。解决双目标的多径反射问题也将是此超高分辨雷达收发系统进一步研究所必须的。

4.4 本章小结

本章着重介绍了在毕业设计中所进行的两个实验,分别为低噪声宽带微波信号的光子学产生与评估实验和光生微波信号的天线收发与信号处理实验。基于本文提出的新型光子学微波产生方法的架构。首先由 Keysight-E8257D 生成的 10GHz 的种子源通过主动锁模激光器在光电探测器中拍频产生了一个 40GHz 的低相位噪声载波。并且评估了这个 40GHz 光生微波信号的相位噪声特性,与其和电子学直接产生 40GHz 信号的相位噪声特性进行了比较。结果显示光生微波信号的相位噪声在高频处优于了电子学直接产生的微波信号。该实验结果体现了本文提出的新型光子学微波信号产生方法在相位噪声方面对于传统电子学有所突破。随后,经过电光调制器在此载波信号上调制一个有着大带宽的线性调频信号。用频谱仪评估了该上变频信号的带宽功率等特性。说明了通过电光调制拍频方法产生高频段的线性调频信号的正确性。

在通过微波光子学技术产生了 Ka 波段的微波信号之后,进行了利用该信号的天线收发实验,主要是通过本实验证明该微波光子学技术产生的信号能够在实际雷达系统中的到应用。通过测量发射和接收的功率,说明了该方法产生的微波拥有在雷达中完成脉冲压缩的能力。随后,进行了基于不同调频带宽的光子学信号产生与光子学相干接收脉冲压缩实验。达

到了与理论符合的距离分辨率,也通过实验证明了在测距应用中该系统实现结果的正确性和准确性。充分说明了该光子学产生的微波信号拥有完成雷达任务的能力。另外,为了验证本次提出的新型光子学微波信号产生方法中所使用的主动锁模激光器所带来的大带宽特性,设计了一种超大带宽超高距离分辨率的雷达收发系统实验。该实验通过改变基带信号的调频带宽,通过接收端的相关接收处理,反应出调频带宽与距离分辨率之间的关系,与理论曲线进行对照,基本满足理论曲线。实现了最大 8GHz 的调频带宽,最高 1.6cm 的距离分辨率。

第五章 总结与展望

本文中,主要面向现代雷达应用中对发射信号的相位噪声质量和调频带宽的要求,针对传统电子学技术在实现雷达频率源方面所存在的相位噪声问题和电子学信号处理器件带宽限制的问题进行了分析,提出了一种基于主动锁模激光器的低噪声宽带微波信号的新型光子学产生方法。目的在于利用光子学先天性的低抖动大带宽优势,突破电子学技术的相位噪声质量的同时,生成雷达系统尤其是高分辨雷达系统所需的大带宽信号。在全光雷达架构下,体现光子学利用在传统电子学雷达领域中的优势。

首先,在提出这种新型的低抖动宽带微波信号的光子学产生方法之后,对其中重要的原理进行了解释,主要包括相位噪声评估原理、锁模激光器锁模原理、光电转换中的相位噪声传递原理和脉冲光进行电光调制拍频原理。通过这些主要原理的介绍,在理论层面明确了光子学在产生微波信号中的低相位噪声和大带宽特性。为后面的仿真或者实验提供理论基础,也从基本原理上确定了光子学在生成微波方面较传统电子学的优势。

然后,针对一个一般的脉冲多普勒雷达系统,进行了关于其信号源的相位噪声对于雷达探测性能的影响的仿真。在利用 MATLAB 平台进行的仿真中设置不同的相位噪声水平,分别对雷达系统的测距准确度、大小目标动态范围、MTI 改善因子三个方面进行了仿真对比。利用仿真结果说明了相位噪声的水平在上述三个方面中的恶化作用。为本次工作的一个重点——降低传统电子学频率源中的相位噪声问题提供了仿真依据。进一步证明了本次提出的光子学新方法在提升雷达性能方面的意义。

最后,利用实验室已有的条件,进行了本次提出的低噪声宽带微波信号的光子学产生实验和利用产生的微波信号进行了拓展实验。先是利用主动锁模激光器脉冲光进行拍频产生了一个 40GHz 的高频载波信号,并对这个信号进行了相位噪声方面的评估,在于电子学产生方法相比较时,具有了更低的相位噪声水平。则是从实验中证明了光子学微波产生方法具有突破电子学方法相位噪声水平的能力。当使用电光调制器进行调制时,可以生成 Ka 波段的宽带线性调频信号。利用此宽带线性调频信号可以在全光子雷达架构下实现信号的收发与处理。得到其脉冲压缩结果。本实验中,在不同的调频带宽下实现了与理论相符合的距离分辨率,并且实现了对物体距离的准确测量,利用实验奠定了本微波信号光子学产生方法在雷达当中的应用基础。

以上是对本次毕业设计中所做工作的一个总结,但是,可以将这些结果作为基础继续探索和发展新的道路或者提升新的能力,以下便是一些对以后的工作的展望。

(1) 在已有的这种微波信号的光子学产生的基础上,产生更大带宽的信号,为今后的超宽带超高分辨力的雷达系统提供实验室实现基础。

(2) 利用主动锁模激光器的大量纵模特性,利用其更高阶的拍频边带得到更高频段的信号,在精确测量和精确目标跟踪方面提供实验室实现基础。

(3) 利用主动锁模激光器的大量纵模特性,使用可调谐射频滤波器,使得雷达系统工作在多波段,结合捷变频技术,将此光子学信号产生新方法利用到更为现代化的雷达系统当中。

(4) 这个系统的整体架构都是基于光纤技术,以为着该新型光子学微波产生方法具有很大的集成化潜力,为以后的片上雷达提供了一个实现途径。

参考文献

- [1] 丁鹭飞, 耿富录, 陈建春. 雷达原理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014:105-110.
- [2] J. Capmany, D. Novak. Microwave photonics combines two worlds[J]. Nature Photonics, 2007, 1:319-330.
- [3] D. Wake, C. R. Lima. Optical generation of millimeter-wave signals for fiber-radio systems using a dual-mode DFB semiconductor laser[J]. Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1995, 43(9):2270-2276.
- [4] R.-P. Braun, G. Grosskopf, D. Rohde and F. Schmidt. Low-phase-noise millimeter-wave generation at 64 GHz and data transmission using optical sideband injection locking[J]. IEEE Photonic Technology Letters, 1998, 10(5):728-730.
- [5] X. Pang, A. Caballero, A. Dogadaev, Valeria Arlunno. 100Gbit/s hybrid optical fiber-wireless link in the W-band(75-110GHz)[J]. Optics Express, 2011, 19(25):24944-24949.
- [6] P. Shen, N. J. Gomes, P. A. Davies. High purity millimeter-wave photonic local oscillator generation and delivery[J]. International topical meeting on microwave photonics, 2003:189-192.
- [7] M. Li, Y. Chen, J. Yao. Experimental demonstration of symmetrical waveform generation based on amplitude-only modulation in a fiber-based temporal pulse shaping system[J]. IEEE Photonic Technology Letters, 2011, 23(11):715-717.
- [8] W. Liu, M. Wang, J. Yao. Tunable microwave and sub-terahertz generation based on frequency quadrupling using a single polarization modulator[J]. Journal of Lightwave Technology, 2013, 31(10):1636-1643.
- [9] W. Li, J. Yao. Microwave and terahertz generation based on photonic assisted microwave frequency twelvetypling with large tunability[J]. IEEE Photonics journal, 2010, 2(6):954-959.
- [10] Y. Song, C. Kim, K. Jung, H. Kim, J. Kim. Timing jitter optimization of mode-locked Yb-fiber lases toward the attosecond regime[J]. Optics Express, 2011, 19(15):14518-14525.
- [11] D. Li, U. demirbas, A. Benedick. Attosecond timing jitter pulse trains from semiconductor saturable absorber mode-locked Cr:LiSAF Lasers[J]. Optics Express, 2012, 20(21):23422-23435.
- [12] X. Xie, R. Bouchand, D. Nicolodi. Photonics microwave signals with zeptosecond-level absolute timing noise[J/OL]. Nature photonics, 2016.
- [13] J. D. McKinney, D. E. Leaird, A. M. Weiner. Millimeter-wave arbitrary waveform generation with a direct space-to-time pulse shaper[J]. Optics Letters, 2002, 27(15):1345-1347.
- [14] J. D. McKinney, D. Seo, D. E. Leaird, A. M. Weiner. Photonically assisted generation of arbitrary millimeter-wave and microwave electromagnetic waveform via direct space-to-time optical pulse shaping[J]. Journal of Lightwave Technology, 2003, 21(12):3020-3028.
- [15] D. E. Leaird, A. M. Weiner. Femtosecond direct space-to-time pulse shaping in an integrated-optic configuration[J]. Optics Letters, 2004, 29(13):1551-1553.
- [16] S. T. Cundiff, Andrew M. Weiner. Optical arbitrary waveform generation[J/OL]. Nature

- photonics, 2010.
- [17] H. Chi, J. Yao. All-fiber chirped microwave pulse generation based on spectrum shaping and wavelength-to-time conversion[J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(9):1958-1963.
- [18] H. Chi, J. Yao. Chirped RF pulse generation based on optical spectrum shaping and wavelength-to-time mapping using a nonlinearly chirped fiber bragg grating[J]. Journal of Lightwave Technology, 2008, 26(10):1282-1287.
- [19] C. Wang, J. Yao. Chirped microwave pulse generation based on optical spectrum shaping and wavelength-to-time mapping using a Sagnac loop mirror incorporating a chirped fiber bragg grating[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(16):3336-3341.
- [20] H. Gao, C. Lei, F. Xing, H. Chen. A simple photonic generation of linear chirped microwave pulse with large time-bandwidth product and high compression ratio[J]. Optics Express, 2013, 21(20):23107-23115.
- [21] W. Li, J. Yao. Generation of linearly chirped microwave waveform with and increased time-bandwidth product based on a tunable Optoelectronic oscillator and a recirculating phase modulation loop[J]. Journal of lightwave technology, 2014, 32(20):3573-3579.
- [22] Y. Tong, Q. Zhou, D. Han, B. Li. Photonic generation of phase-stable and wideband chirped microwave signals based on phase-locked dual optical frequency comb[J]. Optics Letters, 2016, 41(16):3787-3790.
- [23] P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti. A fully photonics-based coherent radar system[J/OL]. Nature, 2014.
- [24] G. Serafino, P. Ghelfi, P. -P. Millan. Phase and amplitude stability of EHF-band radar carrier generated from a active mode-locked laser[J]. Journal of Lightwave Technology, 2011, 29(23):3551-3559.

谢辞

在本文最后，要特别感谢从我进入课题组以来一直给予我支持和指导的邹卫文老师。在我从最开始的科研小白，到逐渐掌握搜索学术论文的方法，到开始学习和思考前沿的科学问题，再到思考解决问题的方法，最后到成功解决一个科学问题的过程中，邹卫文老师都是以一种严厉而慈祥的态度，对我进行悉心的指导。在我迷茫时，和我促膝讨论出解决之道。在我自我满足时，不忘提醒我需要特别注意和在我思考过程中遗漏的关键点。正是有了邹老师这样的培养方式，才让我自主学习、独立思考、动手解决问题的能力得以提高，顺利的完成了这一次毕业设计的课题研究任务。相信在这次毕业设计当中培养的能力也会对我以后的人生产生很大的帮助。

另外，还要感谢课题组的师兄师姐们。在我很多次想不明白问题时，总是能和杨光师兄讨论，从他的学术阅历和科学思维中学习很多。在我需要初次接触光纤器件进行实验时，是于磊、袁野师兄带我熟悉仪器，教我注意事项，从而能够比较熟悉的独立操作实验。还要感谢钱娜、杨帆师姐经常和我进行的小讨论，这些小讨论往往能够让我对一些细节问题有更深入的理解。课题组的其他师兄师姐也让我在学习之余，度过了一天又一天愉快的时光。

再次感谢课题组的所有老师和同学，在我本次毕业设计中对我各方面的支持。

研究成果

- [1] Shaofu Xu, Weiwen Zou, Guang Yang, Lei Yu, Jianping Chen, “An Ultra-High Range Resolution Photonics-Based Radar System Operating at Ka Band,” *Optics Letters*(to be submitted).

A NOVEL PHOTONIC METHOD ON LOW-NOISE WIDE BAND MICROWAVE SIGNALS GENERATION

One of the main tasks of modern radar systems is to extract the target of interest from hybrid echos, including clutters reflected by some unrelated objects and noises coming from space background radiation or the artificial radiation. Generally, with the large clutters and high-level noises, radar systems often utilize a serial of coherent signal processing methods to distinguish which echo is come from the transmitter of their own. Modern radar systems thus were designed as coherent radar systems. And the long-term research on decreasing the noise feature in radar systems, modern radar systems mainly faces the noise source which is mostly from their own signal sources. For the widely use of coherent radars, the signal source in those radars is of significance. Features of signal sources such as frequency stability and spectrum purity determines the radar detecting ability in a momentous way. People tried to improve the performance of radar's signal source for many years., firstly in the field of electronics.

In traditional radar systems, the signal sources is conducted by a frequency synthesizer, which is composed by several electronic signal processing devices. Frequency multiplication and demultiplication, mixing, filtering is often used in synthesizing frequencies. In the past few decades, many electronics engineers and researchers made plenty of contributions on improving the performance of frequency synthesizers, especially on the phase noise level lowering and frequency spur suppression. Base on a stable reference oscillator and a serial of phase locking technologies, many works has made the phase noise feature and the spur suppression ability supremely good. In some high frequency microwave or millimeter wave generation, phase noise level lower than -100dBc/Hz is realized. However, electronics-based frequency synthesizing methods is limited by three basic methods, direct analog synthesizing(DAS), phase-locking loop synthesizing(PLL), direct digital synthesizing(DDS) and their combination. All of these synthesizing methods faces the problems that the extra noise and large loss brought in by many electronics devices will degrade the generated signal quality. Furthermore, when an ultra wide-band signal is required by some high-resolution radar systems, the electronics devices' bandwidth limit will make it hard to meet the need.

While photonics technologies holds its natural vantages of ultra-low jitter and ultra-high bandwidth. To utilize these features, it's obviously fit the signal generation of radar systems. Low jitter give the generated microwave signal low phase noise property and ultra-high bandwidth will make it possible to generated an ultra-wide band signal surpassing that electronics generated. First, on the low phase noise feature of photonics generated microwaves, researchers such as Duo Li, J. Kim has measured the phase noise of photonics generated signal and outcome shows the phase noise of photonics generated microwave can be lower than -170dBc/Hz or even lower. Their experiments perfectly showed the ultra-low phase noise when the microwave signal is generated using photonics. As is mentioned above, for modern radar uses, not only high spectrum purity is required but wide frequency tunability is important in high resolution radar systems. In order to generate wide-band signal, plenty of microwave photonics methods are proposed, such as direct space-to-time mapping(DST), wavelength-to-time mapping(DFT), dual-signal laser injection, and

external modulation method. Nearly all of them has demonstrated that photonics is a promising way to generate ultra-high bandwidth signals required in high-resolution radar systems. Nevertheless, microwave photonics signal generation methods are not as perfect as above stated. In the typical direct space-to-time mapping, the generated signals are with limited time scale, which make it hard to promote time-bandwidth product. And the DST system is only can be conducted in bulk space light systems, blocking the way of integration and miniaturization. The DFT methods rely on pulse spectrum shaping and controllable dispersion. For state-of-the-art, optical spectrum shaping is not as perfect as to generate sinusoidal-shaped spectrum and there's no perfect dispersion fiber to make an ideal wavelength-to-time mapping. So to make use of electronics technologies in waveform generation along with the photonic low noise single frequency signal is a reasonable way to generate large bandwidth and low-noise radar-required signals.

In this paper, a novel photonic microwave signal generation based on active mode-locking laser(AMLL) is proposed. When input with a source oscillation, an AMLL will produce hundreds of longitudinal modes separated from each other with the same frequency of the source oscillation. In time domain, the AMLL outputs a serial of light pulse with the repetition frequency of the source oscillation. Use a photo diode(PD) to finish the photo-eletric conversion then we can obtain the microwave sinusoidal signal with several frequency components. Each frequency component is of integer times of the laser repetition frequency. The above mentioned microwave generation is called heterodyning or beating. Before we conduct beating to get a microwave signal, we can take use of the electro-optic modulator to load some baseband signal onto the pulse light. Then the beating output is not of just some pure frequency but is modulated with the baseband we feed. A key point of this method is that carrier frequency is generated with an AMLL to make sure the carrier signal is of high-stability and low noise. At following experiments results will show the low-noise feature. And another advantage of this method is that a large bandwidth baseband signal is allow to load onto the low-noise carrier. In the previous photonic radar system work, 400MHz repetition rate passive mode-locking laser is employed to generated the carrier signal. With low repetition rate, the bandwidth of baseband loaded onto the passive MLL generated carrier is greatly limited. However, by using the AMLL, whose repetition rate is normally several tens of gigahertz, we are able to modulate the carrier with more wide bandwidth baseband. As is mentioned above, the wider bandwidth promote the range resolution of radar systems.

In order to definite why radar systems require low noise signal and how large impact will be given to the radar system by noises, simulation based on MATLAB is conducted. Since in modern electronics and photonics devices, flicker noise takes its significant place compared with other noise forms, in this paper's simulation, phase noise is mainly studied and simulated. To begin with, phase noise can be conversed to jitter characteristic so we are naturally think of the relation between phase noise and ranging accuracy. Higher phase noise give a larger jitter, so for different time, echos from the target will suffer from the jitter deterioration, which make the post-processed signal's timing delay or move up compared to an accurate timing. With the conversion from time domain to space domain, ranging accuracy is deteriorated by the jitter. The simulation results give the same conclusion, when phase noise is loaded onto the pure carrier signal, the pulse-compressed ranging results are not accuracy as no phase noise contaminated carrier. Calculate the jitter corresponding to the phase noise level, then converse to the space domain, we can get a theoretical ranging inaccuracy. Compared with the simulation inaccuracy, they are close

so that we can conclude the simulation results agree with the theoretical values. Then phase noise can be characterized in spectrum spanning. Which naturally leads to the radars' inability to distinguish two echos with adjacent frequency shift. In radar practice, dynamic range depict the ability to distinguish two strong and weak signals with different Doppler frequency shift. No problem that phase noise degrade radar's dynamic range. As the simulation has also shown the phase noise make the dynamic range degrade a lot, nearly tens of dB. In the moving target indication(MTI) technology, simulation results also give the conclusion that high level of phase noise will limit the MTI improvement factor. The degradation is of the same scale of that on dynamic range. When simulation results make certain that phase noise's deterioration of radar's detecting ability, it's meaningful to lower the phase noise introduced by the signal source.

Based on the proposed novel microwave photonic generation method, several experiments are conducted to verify this proposed method is capable to generated low-noise high bandwidth microwave signals. And to demonstrate these generated signals are able to be deployed in a practical radar system. First experiment is using the AMLL to generated low noise carrier signal by PD heterodyning. With no baseband is modulated on the carrier, PD-heterodyning-generated carrier is characterized with a signal spectrum analyzer. The phase noise of this 40GHz-photonic-generated carrier is compared with that of an electronic generated signal, showing that photonic generated carrier possesses a better phase noise feature than the electronic generated. Adding that this electronic generated signal is output of Keysight-E8257D, which can be regarded as the state of art of electronic signal generators. So that we can conclude, photonic generated carrier's phase noise quality surpasses the electronics. The following experiment exists to prove the photonic generated signals from this new method is able to be deployed in real radar systems. Based on the Paolo Ghelfi's all-photonic radar architecture, the signal is generated by photonic techniques and received by photonics techniques. The experiment shows, carrier modulated with large bandwidth baseband can be transmitted and received using corresponding antennas. After pulse-compression processing, the photonic generated wide band signal hold the range resolution close to the theoretical value. By changing the reflect object's range, the radar's ranging correction and accuracy is verified.

With the theoretical analysis of the newly proposed microwave photonic generate method, and experimental demonstration of the newly proposed method. It's verified this method is able to generated low-noise and large bandwidth signal, meeting the requirement of modern radar systems. The scale how much this method can improve radar's detecting capability is simulated by MATLAB tool on the aspect of source's phase noise. And how the bandwidth advantage can be utilized in real radar systems is experimental demonstrated by several experiments. All of the results shows that this newly proposed method perfectly satisfies the needs and will improve the detecting capability of modern radar systems.