



Y3600674



中国科学院大学

University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

基于光子去调频接收机的
双波段宽带雷达研究

作者姓名: 曹继明

指导教师: 李王哲 研究员

中国科学院电子学研究所

学位类别: 工学硕士

学科专业: 信号与信息处理

培养单位: 中国科学院电子学研究所

2019年6月

Y3600674



中国科学院大学

University of Chinese Academy of Sciences

硕士学位论文

基于光子去调频接收机的
双波段宽带雷达研究

作者姓名: 曹继明

指导教师: 李王哲 研究员

中国科学院电子学研究所

学位类别: 工学硕士

学科专业: 信号与信息处理

培养单位: 中国科学院电子学研究所

2019年6月

**Research on Dual-band Radar Based on Photonic-assisted
De-chirp Processing Radar Receiver**

**A thesis submitted to
University of Chinese Academy of Sciences
in partial fulfillment of the requirement
for the degree of
Master of Science in Engineering
in Signal and Information Processing**

By

Cao Jiming

Supervisor: Professor Li Wangzhe

Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences

June 2019

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。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名：曹继明

日期：2019.5.31

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有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存、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：曹继明

日期：2019.5.31

导师签名：

日期：2019.5.31

摘要

雷达广泛用于目标成像、追踪以及目标识别等应用中。为了提高雷达的距离分辨率,需要发射更大带宽的线性调频信号,而为了获得目标的更多信息,可以使用不同波段的雷达信号对目标区域进行探测。但是对于高分辨率的雷达系统,宽带的雷达信号产生和处理已经达到电学器件的“瓶颈”,并且对于多波段雷达信号接收,一般需要多个雷达接收系统对雷达在不同波段的回波信号进行接收,显而易见,这样会增大系统的体积和能耗等指标。

微波光子技术由于具有对大带宽信号的处理能力,近年来被引入到雷达系统中以提升现代雷达系统的性能。目前的光子雷达研究进展大多只能支持对一个波段的雷达信号接收处理,而已有的多波段光子雷达研究工作对宽带雷达信号的接收性能不还是特别完善。因此研究光子辅助双波段雷达去调频接收机具有重要的意义。

基于平行架构光子辅助混频器,本文提出了一种双波段雷达回波去调频接收方案,主要研究工作有:

1. 研究了基于微波光子辅助宽带线性调频连续波雷达信号产生技术。通过对级联架构和平行架构的光子倍频方案比较,使用单个马赫曾德尔调制器并结合电滤波器进行了雷达发射信号的四倍频产生,实现了宽带雷达发射信号的生成。

2. 研究了基于平行架构的光子辅助混频技术。雷达的参考信号和回波信号通过一个双平行双偏振马赫曾德尔调制器调制到光源产生的光载波上,并结合偏振复用传输方式和相干光探测技术实现了光子辅助混频结构,对该光子混频器的性能进行了系统的测试,包括混频器的变频增益、噪声系数、输入输出端口的隔离度和该混频器的相位特性。并基于此搭建了光子去调频雷达接收机系统,进行了逆合成孔径雷达目标测距和成像验证实验。

3. 提出了一种双波段去调频雷达接收机方案,支持利用同一套硬件设备对双波段雷达信号地同时接收。针对单个波段的光子去调频接收机,利用调制光信号的二阶光边带实现光子去调频处理,保证了双波段去调频中频信号之间的互不

干扰。最终搭建了一个双波段的去调频雷达接收机系统，利用该系统同时对 C 波段和 Ku 波段的雷达回波进行了去调频接收，实现了对角反射器的距离测量和转台成像实验。微波暗室 ISAR 成像实验结果表明了光子技术构建多波段雷达系统的巨大潜力。

关键词：双波段雷达，光子混频器，光子倍频技术，去调频处理

Abstract

Radar is widely used in applications such as target imaging, tracking, and target recognition. In order to improve the range resolution of the radar, a LFM signal with a larger bandwidth is needed for transmission. Meanwhile, to get more information of the target, radar signals in different bands are used to detected area of interest. But for high resolution radar systems, broadband radar signal generation and processing has reached the "bottleneck" of electrical devices. And for conventional RF receivers, receiving multi-band echoes needs several parallel receivers with each receiver being dedicated to the echoes of a band, which restricts the power, size and weight of the system.

Microwave photonic (MWP) technology has been investigated to extend the capability of conventional radar systems. Most of the current research of photonic radar can only support the radar signal receiving and processing with one band. However, the existing multi-band photonic radar systems are not perfect for the performance of receiving wideband radar signals. Therefore, it is important to study the photonic-assisted dual-band radar system.

This thesis proposed a dual-band radar echo de-chirp receiving scheme based on photonic mixer of parallel structure. The main contents are as follows:

1. The radar signal generation of wideband linear frequency modulated continuous wave based on microwave photonic technology is studied. After Comparing of photonic frequency doubling schemes of cascaded and parallel architectures, generated a radar transmission signal by using a single Mach-Zehnder modulator combined with an electrical filter. Realized the generation of broadband radar transmission signals.

2. Made a research on photonic-assisted mixing technology based on parallel architecture. The radar reference signal and echo signal are modulated onto the optical carrier by a dual-parallel dual-polarization Mach-Zehnder modulator, a photonic-

assisted mixer is realized with polarization multiplexing transmission and coherent detection. And the performance of the photonic mixer is tested, which includes frequency conversion gain, phase noise, isolation of each port and phase characteristics of the mixer. A radar receiver based on the photonic mixer is built, and performed radar ranging and imaging experiments of inverse synthetic aperture radar (ISAR).

3. A dual-band de-chirp radar receiver scheme is proposed, the receiver system can receive dual-band radar signals, simultaneously, by using the same set of hardware. The second-order optical sideband of the modulated optical signal is used to implement photonic-assisted de-chirp processing, which ensures the dual-band IF signals interference-free. An experimental system, operating in C-band and Ku-band respectively is demonstrated and evaluated via a series of ISAR imaging tests in a microwave anechoic chamber. The results verify the idea of the dual-band radar receiver, which provides a solution for receiving wideband signal with a single hardware platform.

Keywords: Dual-band radar, Photonic-assisted mixer, Photonic frequency multiplication, De-chirp processing

目 录

第 1 章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景与意义.....	1
1.2 微波光子雷达国内外研究现状.....	5
1.3 论文的研究内容及组织结构.....	10
第 2 章 合成孔径雷达成像和测距基本原理.....	13
2.1 引言.....	13
2.2 SAR 常用信号模型.....	13
2.2.1 连续波信号.....	13
2.2.2 线性调频连续波信号.....	14
2.3 脉冲压缩技术.....	15
2.4 雷达测距和测速基本原理.....	17
2.4.1 雷达测距基本原理.....	17
2.4.2 雷达测速基本原理.....	18
2.5 合成孔径雷达成像基本原理.....	18
2.5.1 合成孔径技术.....	19
2.5.2 LFM 信号的观点.....	19
2.5.3 多普勒滤波的观点.....	21
2.5.4 ISAR 工作过程和转台成像原理.....	22
2.6 本章小结.....	25
第 3 章 光子辅助雷达发射信号产生.....	27
3.1 引言.....	27
3.2 光子辅助微波信号产生的核心器件.....	27
3.2.1 电光调制器.....	27
3.2.2 光电探测器.....	31
3.3 光子倍频技术.....	32

3.3.1 光子二倍频链路.....	33
3.3.2 光子四倍频链路.....	33
3.4 本章小结.....	36
第 4 章 基于光子辅助的混频技术.....	37
4.1 引言.....	37
4.2 混频器的主要技术指标.....	37
4.2.1 混频器的转换增益.....	37
4.2.2 混频器的隔离度.....	37
4.2.3 混频器的噪声.....	38
4.3 光子辅助混频器.....	40
4.3.1 平行架构和级联架构混频器.....	41
4.3.2 基于光正交偏振复用的平行架构混频技术.....	43
4.4 基于光子混频器的性能测试.....	46
4.5 本章小结.....	50
第 5 章 基于光子辅助去调频处理的双波段雷达接收机.....	51
5.1 双波段光子去调频接收机方案原理.....	51
5.2 双波段雷达接收机理论原理分析.....	54
5.3 双波段接收机实验验证.....	57
5.3.1 双波段接收机性能仿真验证.....	57
5.3.2 双波段雷达接收机实验验证.....	60
5.4 本章小结.....	63
第 6 章 总结与展望.....	65
6.1 论文工作总结.....	65
6.2 后续研究展望.....	66
参考文献.....	69
致 谢.....	75

图目录

图 1.1 不同扫描方式雷达.....	2
图 1.2 典型的多功能一体化雷达系统.....	3
图 1.3 常规雷达接收机结构图.....	4
图 1.4 简单并联式多波段雷达接收机结构图.....	5
图 1.5 PHODIA 双波段雷达系统及成像验证结果	7
图 1.6 中科院电子所光子雷达外场成像结果.....	9
图 2.1 单频连续波信号时域波形.....	13
图 2.2 线性调频连续波信号时域波形.....	14
图 2.3 去调频处理示意图.....	16
图 2.4 SAR 运动时雷达与目标之间距离变化.....	20
图 2.5 雷达运动过程中目标多普勒频率变化情况.....	21
图 2.6 ISAR 工作示意图	22
图 2.7 转台成像示意图.....	23
图 3.1 MZM 内部结构示意图.....	28
图 3.2 n 阶贝塞尔函数曲线图.....	30
图 3.3 100 宽带光电探测器实物图和频率相应曲线.....	31
图 3.4 基于单个 MZM 二倍频方案原理图	33
图 3.5 基于级联 MZM 结构光子四倍频原理图	34
图 3.6 基于并联结构光子四倍频原理图.....	35
图 4.1 N 阶交调的无杂散动态范围.....	39
图 4.2 Harris 公司的频率转换器原理图.....	40
图 4.3.级联和平行结构的光混频器原理图.....	42
图 4.4 平行和级联结构光混频器中频输出结果.....	43
图 4.5 级联和平行结构光混频器三阶交调测试.....	43
图 4.6 平行架构光子辅助混频器.....	44

图 4.7 混频器输出中频信号频谱.....	46
图 4.8 噪声系数测试结果.....	47
图 4.9 变频增益测试结果.....	47
图 4.10 相位特性测试结果.....	48
图 4.11 基于光子去调频处理雷达接收机验证系统.....	49
图 4.12 角反测距和成像结果.....	50
图 5.1 光子辅助双波段雷达接收机原理图.....	52
图 5.2 双波段去调频雷达接收机仿真验证结果.....	58
图 5.3 偏置电压漂移 30mV 对去调频结果的影响.....	59
图 5.4 偏置电压漂移 30mV 对去调频结果的影响.....	59
图 5.5 偏置电压漂移 30mV 对去调频结果的影响.....	60
图 5.6 双波段雷达实验系统和两个角反射器实物照片.....	60
图 5.7 双波段发射线性调频信号频谱.....	61
图 5.8 双波段雷达调制及滤波信号光谱.....	61
图 5.9 相干接收机输出中频信号频谱.....	61
图 5.10 双角反转台成像结果.....	62

表目录

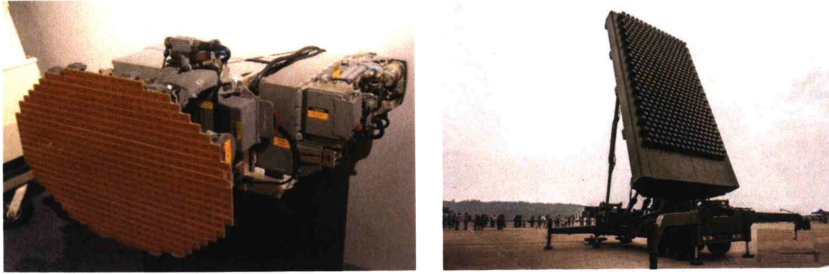
表 4.1 商用混频器与 Harris 光辅助频率转换器的 M×N 杂散性能比较	41
表 5.1 双波段雷达接收机探测场景宽度要求	56

第1章 绪论

1.1 课题研究背景与意义

人类从蝙蝠的飞行原理得到启发,发现了利用发射超声波可以实现回声定位,从而发明了雷达。随着众多科研人员的不断努力,现代雷达在军事装备、目标探测和科学研究方面发挥着不可替代的作用^[1-5]。例如,在目标探测方面,雷达由于具有全天时、全天候的工作特性而广泛用于目标成像、追踪以及目标识别等应用中。此外,雷达通过探测目标回波信号可以获得目标的距离、速度和形状等特性,这些功能使得雷达在众多的领域都有着广泛的应用。雷达可以根据不同的分类方式,将它们分成各式各样的种类。如:按雷达所使用天线扫描方式的不同进行种类划分,现代雷达天线的工作方式可分为机械扫描式雷达和相控阵雷达;按照雷达发射的信号形式进行划分,雷达则又可以分为脉冲体制雷达、连续波体制雷达、噪声雷达、无源雷达和多输入多输出 (Multiple input multiple output, MIMO) 雷达等。如图 1.1(a)所示为格鲁曼公司的 APG-68 机械扫描式雷达和我国自主研发的米波特高频 JY-26 型警戒雷达,APG-68 采用全波形设计,具有同时跟踪 10 个目标的能力且工作方式达到 25 种之多,而 JY-26 雷达采用二维数字有源相控阵技术,能够达到 500 公里的探测距离。其中,机械扫描式雷达通过旋转天线平面的指向,让雷达的发射信号传递到不同的方向,从而达到探测处在不同方向上目标的目的。这种机械扫描式的雷达能够探测非常宽的扫描范围,需要的技术要求和成本相对较低,但是其缺点是扫描速率比较低。而电子扫描式雷达,一般是由众多小的发射单元组成,每一个小发射单元都由独立的移相开关进行控制,通过合理调控每一个小的发射单元发射波形的频率或者相位,能够合成具有不同相位的波束,从而能够将合成的发射波形的指向进行改变,因此能够探测在不同位置的目标。使用电子的方式对雷达照射方向进行扫描的雷达称为相控阵雷达,因为是通过电子的方式改变每一个发射单元的相位或频率,因此这种雷达具有更快的响应速度和更好的目标更新速率,此外,这种雷达还具有可靠性高和抗干扰能力强的优势。但是相控阵雷达对技术的要求更高,设备更复杂,也需要更昂贵的造

价，并且其扫描范围相较于机械扫描雷达也具有限制，一般需要配置三至四个天线阵面来适应全方位监视的需求。



(a) APG-68 机械扫描式雷达

(b) JY-26 型相控阵雷达

图 1.1 不同扫描方式雷达

Figure 1.1 Radar with different antenna scanning methods

为了适应不同的应用场景，发展出来了不同的雷达体制，这些雷达虽然它们的用途和系统结构都各有差异，但是基本的组成形式却都是一致的。对于一个完整的雷达系统，一般都包括：雷达发射机、接收机、发射及接收天线和信号处理单元等几部分，另外，雷达的辅助设备一般有供电设备、抗干扰设备和数据存储设备等。

随着雷达系统在日益众多的应用场景中投入使用，对未来的雷达系统相应也提出了“多功能一体化”的需求^[6-7]，也即，用户希望能够在一套雷达系统结构上同时实现目标的距离测量、跟踪搜索以及对目标所在场景的成像操作，将这些功能综合在一套系统结构上是对雷达具有综合应用需求的基本要求，显而易见，这些要求需要雷达能够获得目标的更多细节信息。而从目标对电磁波的反射特性角度来看，一个真实的场景对不同波段的电磁波的反射特性是不一样的^[8]。根据这一特性，可以利用不同波段的电磁波作为雷达的发射信号对需要探测的区域进行照射，通过收集目标在不同波段的反射信号，经过后续的数字信号处理步骤，可以获得目标在不同波段的成像结果，分析得到目标的更多电磁属性。因此，能够工作在两个甚至多个波段的雷达系统是未来雷达的一个发展方向，但是让雷达系统同时工作在多个波段，尤其是在宽带的工作模式下，如何对目标在不同波段的

回波信号进行同时接收，满足宽带跨波段的雷达信号接收的要求，这是多波段雷达接收机需要面临的问题。就目前的发展情况来看，由于在通信领域有十分庞大的市场需求以及相应的通信技术的发展，实质上多频段接收机其实是在通信领域首先得到应用。在雷达接收机领域，因为对于一个实际的雷达系统，雷达信号的使用带宽及频段(从数百 kHz 至数百 GHz)和雷达系统的复杂性都高于通信的需求，目前对于多波段雷达接收机的报道还是很少。

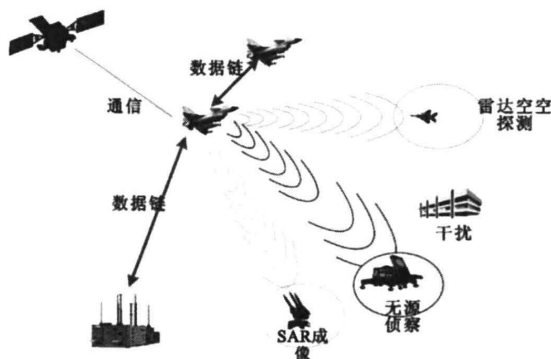


图 1.2 典型的多功能一体化雷达系统

Figure 1.2 Typical multifunctional integrated radar system

在军事侦察应用场景中，现代电子战综合系统是为了适应现代战争复杂环境的雷达综合应用平台，它具有多种功能，能够完成常规雷达应用的侦察探测、电子干扰和成像及预警的功能。这其中涉及的技术主要包括：射频综合技术、宽带雷达任意波形产生技术、多波段宽带雷达信号接收技术、高速信号存储技术和高速实时数字信号处理技术等。在这其中，多波段宽带雷达信号接收技术是实现电子综合应用平台的关键技术，尤其是如何发展具有功耗低、性能强、体积小的多波段雷达接收机是未来雷达技术发展的一个重要研究方向。为了实现多波段宽带雷达接收机，使之适应多功能宽带雷达的技术需求，这里需要对多波段雷达接收机的方案构造进行全局的考量。一个最简单直接的方法是使用并列式的接收结构，使用并列的接收结构或设备，对应于每一个单一特定的接收频段，有相应的单一接收结构完成接收功能，这是目前多波段雷达接收机的常用方案。可想而知，使用这种并列结构的多波段雷达接收机，其系统体积会更加庞大，硬件资源的利用

率非常低，并且因为使用了并列的设备，在能量消耗方面和系统成本造价方面都会有更大的花费。就实际的雷达应用而言，我们希望能用一部雷达接收机就能够接收多频段的信息，并且不同波段的接收信息互不干扰。

对于一个常规的雷达接收机一般是由二至四次频率变换的超外差接收结构组成。其包含的主要部分如图 1.3 所示。它通过多次的频率变换，将原始高频的信号频率最终变换到一个比较低的中频频率，最后在比较低的中频段进行中频采样。这样做的好处是接收机的抗干扰能力强，且选择性也相对较好。但是为了实现其每一级的频率变换功能，需要在每一级都具有本振信号源，混频器和滤波器等设备，因此，经过多次的频率变换之后，系统的复杂性以及功耗和体积都会增大，而且多个级联的系统容易增加新的扰动。此外，利用并联方式的多波段雷达接收机典型概念框图如图 1.4 所示。它通过将单个的接收系统进行并联组合，多波段雷达的每一个波段的信号都是由其中的每一个单独的接收机进行接收及后续处理。采用这种结构，不论是从成本和功耗的角度来看，还是从系统的维护便利性考虑，这显然不是最优的方案。

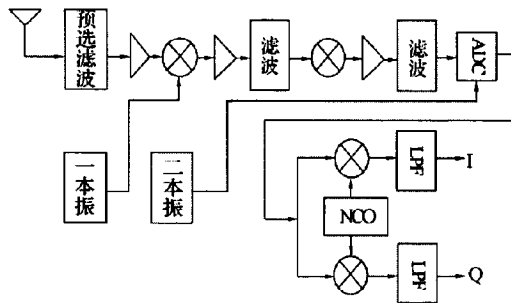


图 1.3 常规雷达接收机结构图

Figure 1.3 Structure of conventional radar receiver

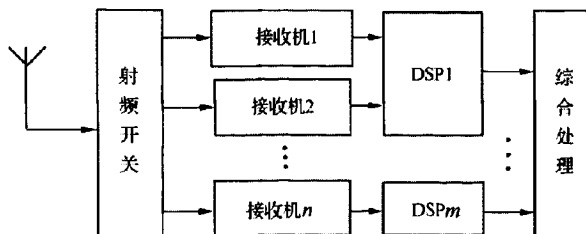


图 1.4 简单并联式多波段雷达接收机结构图

Figure 1.4 Structure of parallel multi-band radar receiver

综上所述,使用同一套硬件接收设备对多波段雷达的信号进行同时接收是我们希望达到的目标。但是由于传统电学器件带宽的限制,在同一硬件平台上同时进行多波段信号的接收处理受到很大限制。因此,目前电学双波段接收系统通常采用两套接收机进行双带回波信号接收。而微波光子技术具有对大带宽信号的处理能力,近年来,光子技术被引入到雷达信号处理中,使得基于光子辅助的方式成为实现多波段宽带雷达接收机的重要途径。

1.2 微波光子雷达国内外研究现状

微波光子学是一门利用光电器件来对微波/毫米波信号进行处理及应用的学科,随着电学系统往高频和宽带方向的扩展,并且还有光电技术及相应器件的发展,对微波光子技术的研究成为当今研究的又一热点。微波光子学按照在所用系统中发挥功能的不同可以分为以下几个部分,它们分别是:微波信号的光学产生、微波信号在光纤中的长距离传输、微波信号的电光调制和光电探测、微波信号的光学处理和微波信号的恢复及接收处理^[9-13]。微波光子链路相对于使用同轴电缆或波导的传统电学系统传输链路具有很多的优点,比如微波光子链路可以做到更小的尺寸,电光器件能够处理更大的带宽,光纤的传输特性更能够抗电磁干扰,更重要的是,由于传输介质是光纤微波光子链路的传输损耗非常小^[14-16]。

对于传统多波段宽带雷达接收机来说,其关键技术是宽带射频前端的实现,但目前电子技术的带宽有限,如何实现宽带雷达信号的产生、控制和处理是当前电子系统需要克服的“电子瓶颈”。由于微波光子技术本身具有的处理大带宽信号的固有特性,它为多波段宽带可重构雷达接收机的构建带来了新的发展思路。微波光子技术能够为现代雷达提供更高频率、更低相噪的本振源,并且也为产生更大带宽的雷达发射信号提供了新的解决方案,在微波光子模数变换的应用方面,在高采样率的情况下,可以保持较高的有效比特数。因此,由于微波光子技术在

雷达系统中的引入,可以有效克服传统电子器件的技术瓶颈,为雷达性能的提高和改善提供了新的方法,甚至其有望成为新体制雷达的技术变革和新一代雷达系统构建的关键技术。

在微波光子雷达研究方面,意大利很早就制定了光子雷达的发展研制计划,意大利分梅卡尼卡集团认为发展光子雷达要分为一下几步:对传统电学射频功能,采用光子辅助技术完成,例如,结合电光调制,使用光纤对雷达系统的微波信号进行长距离传输;接着实现雷达发射信号的产生和处理等,包括利用光子技术进行射频信号的变频移相滤波和倍频处理等;然后再实现雷达系统上部分电子技术到光子技术的演进,在光控波束形成等方面做到光子技术发挥出替代电子技术的作用;最后实现利用光子技术构建整个雷达系统,也即构建实际的微波光子雷达样机。在2013年,意大利PHODIR项目研究团队研制出了世界上首台微波光子雷达样机,该成果于2014年3月发表在《nature》上,该光子雷达实现了光子辅助雷达信号的产生、发射和接收^[17]。在发射端,利用一个电光调制器将载波频率较低的中频信号调制到由一个低抖动的锁模激光器产生的光脉冲串上,通过进一步的光电探测,实现将低频的中频信号变换为高频的射频信号,实际完成了光子上变频处理,产生的射频微波信号接到发射天线作为光子雷达的发射信号。根据所选择的锁模激光器的脉冲重复频率,在该雷达发射机端,可以产生频率范围为400 MHz-40 GHz的雷达发射信号。在该光子雷达的接收端,对雷达回波进行基于光采样的下变频处理,通过将雷达回波调制到锁模激光器产生的光脉冲串上,通过串并转换将高速串行采样光脉冲转换为并行低速脉冲,最后再用低速、高比特模数转换器(Analog to Digital Converters ADC)进行并行时域交织采样。该成果首次实现了可重构微波光子雷达样机的构建,由于采用了锁模激光器进行雷达波形产生,因此理论上可以产生载波频率上百GHz的雷达发射信号,同时,该锁模激光器为接收机模块提供下变频使用的超低抖动光脉冲,从而可以省去了电学混频器的使用,一定程度上对系统的稳定性和灵敏性进行改善,并且还能够保证雷达发射信号和接收信号的相干性。

美国对光子雷达的研究进展主要从光子雷达芯片化的角度出发,美国就微波光子雷达的研究可以追溯到20世纪80年代。在第一个研究阶段,其主要研究方

向是模拟光链路，主要是使用低损耗的光纤代替损耗和重量较大同轴电缆；接着对光子辅助控制波束形成的实现进行了细致的研究，主要是为了克服传统相移网络在大带宽情况下出现的孔径渡越问题；最后，真正实现微波信号的光学辅助处理，研制出能够投入使用的光子辅助雷达射频前端的实用芯片。美国对微波光子的研究主要侧重在基础技术的攻关，为微波光子学的发展做出了重要的推动作用，为光子雷达收发系统的实现奠定了重要的基础。此外，俄罗斯对光子雷达的研发也投入了相应的人力和财力，其主要关注光子技术在雷达信号处理方面的应用，2014年，俄罗斯无限电子制造集团对外宣布已经开展“射频光子相控阵”方面的研究，其目的是建造基于光子辅助技术的射频相控阵雷达样机。据媒体报道，“射频光子相控阵”项目采用分布式系统，雷达发射信号最大带宽可达上百 GHz，并且能够目标的成像距离达到几百公里。与传统电学相控阵系统相比，该光子相控阵系统分辨率提高约十倍，且系统重量降低约一半。

在微波光子双波段雷达系统方面，意大利 PHODIA 项目研究团队对之前的光子可重构雷达样机进行了改进，于 2015 年将光子雷达的频段扩展至双波段^[18-19]，如图 1.4 所示。在该双波段雷达发射机端，两个载频较低的中频微波信号经信号发生器产生之后，调制到锁模激光器产生的光脉冲串上，在光电探测器中通过拍频得到两个中频信号的倍频信号，结合电滤波器选择相应的射频信号作为双波段雷达发射信号。在双波段雷达接收机端，双波段雷达的回波信号经过相应的天线收集之后再次调制到锁模激光器的光脉冲上，经过光子辅助下变频处理，双波段的回波信号全部下变频为中频微波信号，下变频之后的携带目标信息的雷达信号经过模数转换之后送入到数字信号处理器中进行后续的处理，最终得到目标的有用信息。

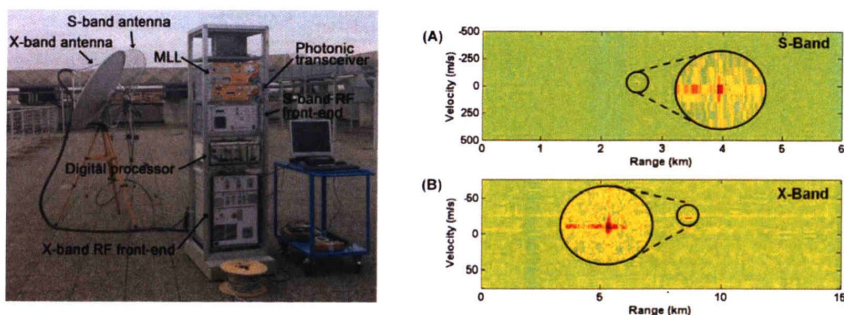


图 1.5 PHODIA 双波段雷达系统及成像验证结果

Figure 1.5 Dual-band radar system and imaging verification results of PHODIA

该双波段雷达的验证实验分别工作在 S 波段和 X 波段，实验人员对一艘货轮作为目标进行了双波段光子雷达的成像实验，外场验证结果如图 1.5 所示。由于所发射的两个波段信号具有相参性，结合数据融合算法将两个波段的数据进行融合，能够得到精度更高的成像结果，最终的成像精度等效于发射的两个波段信号带宽之和。

国内在微波光子雷达的研究方面近些年也取得了一定的进展，从目前已有的报道结果来看，国内的微波光子雷达方面的研究比欧美起步晚一些，但在后续的发展势头非常快速。2017 年，中国科学院电子学研究所成功研制出了我国第一台外场验证的微波光子雷达样机^[20]，并在外场进行了逆合成孔径雷达成像验证实验，采用 600 MHz 带宽的调频连续波信号作为雷达的发射信号，对一架波音 737 飞机进行了成像测试，获得了我国第一幅微波光子雷达外场实验测试图像，为光子雷达在我国的发展做出了推动作用，成像结果如图 1.6 所示。该光子雷达采用微波光子辅助雷达架构，在发射机的射频前端引入光子辅助倍频技术，通过将射频信号调制到光载波上，在光域进行相应的处理，最终进行光电转换产生一个宽带的雷达发射波形，在雷达接收机端，目标的反射回波经过接收天线收集以后调制到光载波上，经过掺铒光纤放大器进行功率放大之后，送入到平衡探测器中与雷达参考信号进行拍频，拍频得到雷达参考信号与回波信号的差频信号，从而完成光子辅助去调频处理，最终去调频得到的中频信号经过模数转换之后送入到数字信号处理器中恢复目标的真实信息。由于在该雷达中引入了微波光子技术，因此能够支持雷达在大带宽条件下进行工作，最终结果体现为对雷达分辨率的提升，外场实验的成像结果也表明，该光子雷达图像与国际同类雷达相比成像分辨率具有明显提升。同年，南京航空航天大学潘时龙研究团队研制出了发射带宽为 8 GHz 的光子雷达架构^[21]，利用该系统对一架小型无人机进行了成像验证，成像分辨率小于 2 厘米。该技术突破了传统电子器件对带宽的处理限制，表明微波光子技术能够为高分辨率雷达的构建提供新的解决方案。

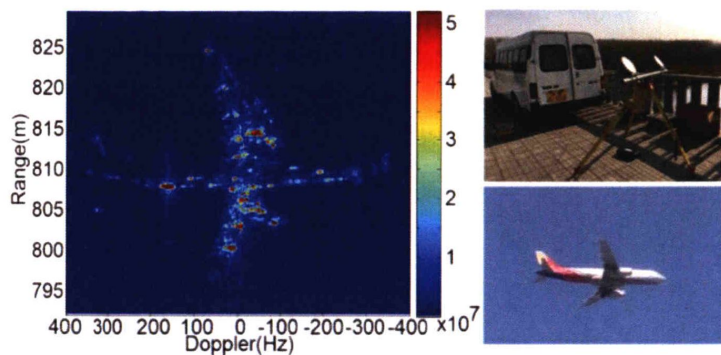


图 1.6 中科院电子所光子雷达外场成像结果

Figure 1.6 Photonic radar external field imaging results of IEUCAS

国内在光子双波段雷达或雷达接收机方面的研究也取得了一定的进展, 2017年, 北京邮电大学提出了一种基于 I/Q 混频器的光子双波段去调频雷达接收机^[22], 在发射端使用正和负不同调频率的线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 信号作为双波段雷达的发射信号, 在接收端通过一个 I/Q 混频器实现对双波段雷达回波的去调频接收, 最终两个波段的雷达信号分别得到正和负的复数中频信号, 从而在频域对两个波段的雷达信号相互分离, 能够实现在一套硬件设备上对两个波段的雷达信号进行同时接收。然而, 由于器件性能引起的 I 路和 Q 路信号幅度和相位的失配会降低该系统镜像抑制的性能, 从而限制了对宽带信号的操作效果。

综合以上对光子雷达及双波段雷达接收机的研究进展可以看出, 通过在雷达系统中引入光子技术能够使现有的雷达系统性能得到有效的提升, 如对雷达信号的处理带宽、雷达的分辨率、雷达系统的能耗和系统体积的优化等方面都起到了相应的指标改善作用。然而, 由于现有的光电子器件的集成化发展还不够成熟, 光信号在传输的过程中容易受到外在环境变化的影响, 如温度和平台的振动等。因此, 现有的光子雷达系统在应对复杂多变的应用环境方面的性能还需要做到提升, 目前的光子雷达系统大都还处在论证可行性阶段, 但随着光子器件的关键技术的不断发展, 光子雷达真正到达实用阶段的时刻也越来越近, 目前对微波光子技术在雷达系统中应用研究的推进十分重要。

1.3 论文的研究内容及组织结构

本文对双波段雷达去调频接收机进行了相关研究，研究目标在于：提出一种新的基于光子辅助混频器结构的双波段宽带雷达接收机。该雷达接收机需要满足同时对双波段雷达回波信号的去调频接收，并且两个不同波段的雷达信号之间互不干扰，双波段雷达接收机共用同一套硬件设备实现双波段雷达信号的同时接收，对所提出的方案进行可行性分析，最终需要在实验室环境完成对双波段光子雷达接收模块的系统搭建，并需要完成对双波段雷达接收机系统的仿真验证和接收样机的微波暗室测距与转台成像验证。

论文的结构安排如下：

第一章介绍了微波光子双波段雷达接收系统的研究背景与意义，以及国内外关于光子雷达及双波段雷达接收机的最新研究进展。在此基础上，对全文的结构和安排进行了介绍。

第二章对雷达的基本工作原理进行了简单的介绍，包括雷达常用的发射信号波形以及各种信号的探测特性。对传统的去调频技术的原理进行了相应的说明，并对雷达的测距原理和利用目标回波多普勒效应的测速原理进行了分析和简要的公式推导。最后对合成孔径雷达的工作原理做了必要的阐述，从两种不同角度对合成孔径技术进行了原理说明，并对逆合成孔径雷达的转台成像模型进行了理论分析与原理说明。

第三章针对雷达发射信号的光学辅助产生，进行了基于光子辅助的微波倍频技术方案研究。首先对基于外调制光子倍频方案的关键光电器件做了基本的介绍，包括将电信号调制到光载波上的电光调制器特性和工作原理，对调制过后光载微波信号进行光电转换的光电探测器工作原理。然后对光子二倍频和四倍频等方案进行了介绍，对级联结构和并联结构的四倍频方案进行了各自的优缺点比较，为雷达接收机的实验验证提供了信号产生方案。

第四章针对光子辅助混频器结构，研究了基于平行架构的光子辅助雷达信号去调频接收机。首先对混频器的主要性能指标做了相应的介绍，并对光子辅助混频结构做了基本说明，包括对级联结构的混频方案和平行结构混频方案的增益和动态范围等特性方面做了比较。然后选择性能更加优越的平行架构搭建了基于偏

振正交复用的光子辅助去调频结构,对该架构的去调频工作原理进行了原理介绍和理论推导。最后基于该平行架构混频器搭建了雷达去调频接收机验证实验,成功地实现了双角反目标地测距和成像实验。

第五章基于只支持单个波段的光子去调频接收机架构,提出了一种双波段去调频雷达接收机原理方案。通过对调制信号二阶光边带的利用,能够得到与一阶光边带去调频得到的中频信号频率不同,首先对该方案的基本原理做了详细的说明,并对其中的理论分析部分做了数学上的公式推导,理论证明了该双波段雷达接收机方案的可行性。最后对提出的双波段光子去调频雷达接收机进行了实验验证,分别包括使用软件对该方案的模拟仿真,对影响该双波段接收机性能的参数做了分析,并且进行了暗室的角反测试实验,成功的对两个角反射器进行了雷达测距和转台成像测试。证明了所提出的双波段雷达接收机能够利用同一套硬件结构对双波段的雷达信号进行同时接收,并且雷达的双波段信息之间互不干扰,表明了光子技术为多波段雷达的构建提供了新的思路。

第六章针对全文的工作内容做出了相应的总结并对下一步的研究方向提出了展望。

第 2 章 合成孔径雷达成像和测距基本原理

2.1 引言

在第二次世界大战的实际军事背景下雷达逐渐发展起来,其最初的用途主要是用来跟踪黑夜环境中的飞机和军用舰船。随后由于电学系统中射频技术的不断发展以及天线和数字信号处理技术的越渐成熟,雷达的实际性能不断得到提升,且雷达的体制越发的变得多样化^[23-26]。

1951年,美国研究人员 Carl Wiley 发现,通过对雷达回波信号中的多普勒频率分量进行适当的信号处理方法之后,可以有效提升雷达波束垂直方向的分辨率。而根据这一多普勒频率利用原理进而构建一个等效的长天线的方案我们称之为合成孔径雷达 (Synthetic Aperture Radar, SAR) 技术。1978年, NASA 对外展示了一组 SAR 的高清地表图像,表明了 SAR 能够获得高分辨率雷达图像的能力,促进了相关领域研究人员对雷达信号处理和遥感领域中 SAR 的应用研究。从此之后,研究人员对 SAR 的成像算法投入了大量的研究工作,很快,美国的喷气推进实验室 (Jet Propulsion Lab, JPL) 研究出了一种优秀的雷达成像算法:距离多普勒算法 (Range Doppler Algorithm, RDA)。随后的几十年中,在 RDA 的基础上,很多其它的雷达成像算法也不断涌现而出^[27-28],正是由于这些雷达信号处理算法的出现,许多新的雷达系统的革新才得以应运而生,而现代数字信号处理速度的提升,也使得更多的雷达系统得以构建。

2.2 SAR 常用信号模型

2.2.1 连续波信号

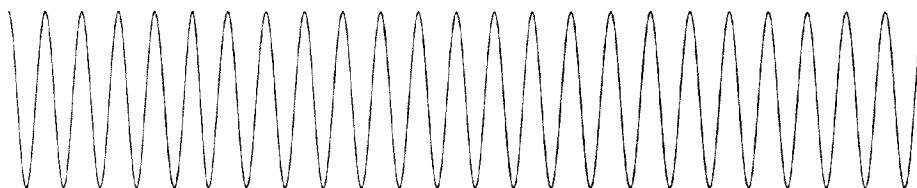


图 2.1 单频连续波信号时域波形

Figure 2.1 Single frequency continuous wave signal in time domain

连续波信号是指雷达发射信号的频率固定，在时间长度上可以是时域无限的信号，也即是我们常说的单频正弦信号，图 2.1 为连续波信号的时域形式示意图，其数学形式上可表示为：

$$S(t) = A \cos(\omega_c t + \varphi_0) \quad \dots(2.1)$$

其中， A 为连续波单频信号的幅度， ω_c 和 φ_0 分别是连续波信号的角频率和初始相位。当目标相对于雷达存在相互运动时，接收天线收集到的目标回波信号将携带的多普勒信息，则连续波信号的雷达回波可表示为：

$$S_{ref}(t) = A \cos[(\omega_c + \omega_d)t + \varphi_0] \quad \dots(2.2)$$

式中， ω_d 为回波信号中的多普勒频率成分，根据该多普勒频率可以经过相应的转化得到目标相对于雷达的径向速度。由于连续波信号本身的频率是单一频率的，因此其对由于目标运动引起的多普勒频率十分敏感，而且非常容易做到在长时间窗口下对目标进行测量，结果就是该信号对回波信号的多普勒频率测量的精度非常高，也就是说，连续波信号对目标的速度测量能够达到比较好的精度。并且由于能够做到长的积分时间，因此使用该信号的雷达作用距离一般可以更远。

2.2.2 线性调频连续波信号

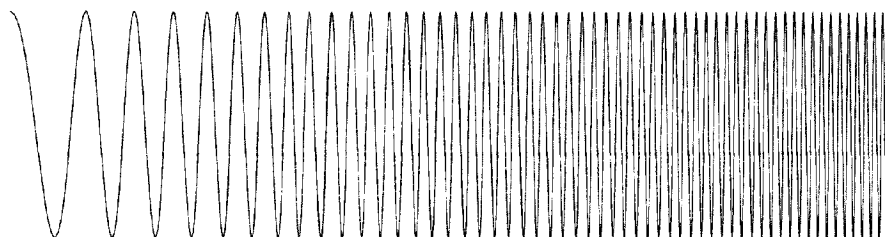


图 2.2 线性调频连续波信号时域波形

Figure 2.2 LFM waveform in time domain

LFM 信号是一种频率随时间线性变化的信号形式，其时域波形如图 2.2 所示，由于它能够在有限的时间内获得大的信号带宽，因此它具备高的距离分辨能力，LFM 信号是最基本且应用最广泛的雷达发射波形^[29]，它同时具备速度测量

和距离测量的能力。用数学形式可以表示为：

$$s(t) = A \cos\left[\omega_0 t + \frac{kt^2}{2} + \varphi_0\right] \quad \dots(2.3)$$

其中， ω_0 为 LFM 信号的载波频率， k 为调频信号的线性调频率，LFM 信号对于短距离的目标探测场景十分适用，尤其是在近些年来已经成为了小型 SAR 的常用发射波形。但是如果线性调频信号的持续时间太长，如达到毫秒量级，则会引起严重的距离-多普勒耦合的问题。

除了以上所述的单频连续波信号和线性调频连续波信号之外，雷达常用的信号波形还有调频步进信号、混沌噪声信号、非线性调频信号和相位编码信号^[30-32]。由于线性调频信号是最广泛的雷达发射波形，且它是本文雷达系统的使用发射信号，因此对其他的雷达波形在这里不做详细介绍。

2.3 脉冲压缩技术

脉冲压缩技术是雷达信号处理中常用的处理方法，它通过将发射的大时宽、大带宽信号压缩为窄脉冲，从而提高雷达对目标的距离分辨精度和距离分辨力，而 LFM 信号是最基本且应用最广泛的脉冲压缩波形^[33]。匹配滤波压缩方法是对大尺度目标观测雷达信号的常用压缩方法，其通过将雷达回波信号和发射信号相互卷积从而得到时域上的信号压缩。然而为了提高雷达的距离分辨率，需要发射频率宽度更大的 LFM 信号^[34-36]，但同时这也要求 ADC、射频混频器和信号处理器等器件具有对大带宽信号的处理能力，其中尤其是对 ADC 的采用速率的要求大大提高，也会导致处理器需要处理数据量的增大。去调频技术通过将雷达回波转换为距离相关的中频频率，极大地缓解了对 ADC 采样速率的要求^[37]。

实际上，由于雷达发射的信号是 LFM 波形，因此我们可以利用其频率随时间线性变化的特性，使用一个调频率与雷达发射信号相等但时间上错位的 LFM 信号与雷达的回波信号进行混频，最终通过一个低通滤波器将这两个信号的差频分量提取出来。这里的与发射信号时间错位的调频信号称之为参考信号，将参考信号和回波信号进行混频的操作称为去调频（去斜）操作，使用该结构的雷达接收机我们称之为去调频雷达接收机^[38-39]。对于通常情况来说，为了将全部范围内

的目标回波进行完整的接收,参考信号的时间持续长度需要大于雷达回波信号的脉冲重复周期。

图 2.3 给出了去调频接收方式的工作原理图,从中可以看出,当某个目标的反射回波信号时间延迟与参考信号的触发时间越接近时,去调频得到的中频信号频率越低,并且该中频信号始终是一个固定的频率值,相反,回波信号与参考信号之间的时间延迟越大,得到的中频信号频率越高。也就是说,当目标距离雷达天线的距离不同时,去调频得到的中频信号也是不一样的,较近距离的目标回波信号对应于低频的中频信号,较远距离的回波信号对应于较高频率的中频信号,每一个,并且每一个单一的中频信号频率和目标的距离是一一对应的关系。将去调频得到的中频输出之后进行数字采样,再利用傅里叶变换可以对该中频信号的频域特性进行观察,该处理过程实际上是通过雷达参考和回波信号的混频信号的数字处理完成雷达信号时域信息到频域信息的转换,并且此时在频域中的频谱分辨率就是雷达发射信号的距离分辨率。

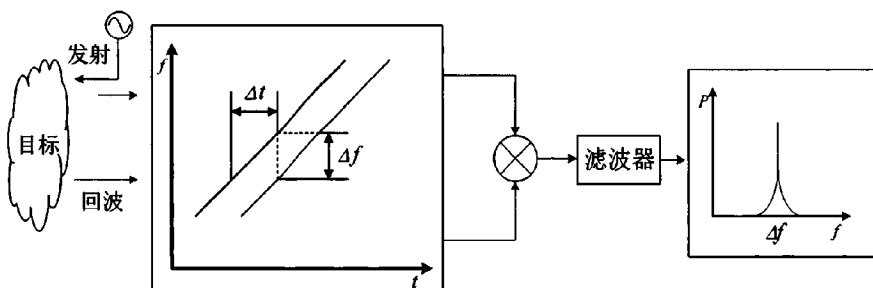


图 2.3 去调频处理示意图

Figure 2.3 Diagram of de-chirp processing

去调频处理的优势是能够将宽带的雷达发射信号转换为窄带的中频信号,从而大大缓解了其他射频器件对信号处理带宽的限制。且该中频信号的带宽是和雷达的观测目标有关的,如果目标的尺寸越小,则相应的去调频中频信号的带宽也就越小,因此可以用一个低速的 ADC 对雷达的回波信号进行数字采样,这对于一般的微小型 SAR 和逆合成孔径雷达 (Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR) 观测场景是比较适用的^[40]。

2.4 雷达测距和测速基本原理

在雷达的诸多应用功能中,对目标的实际距离进行测量是一个非常重要的测量参数。在对一个距离非常远的目标进行参数测量时,尤其是在要求很高精度的远距离目标测量情况条件,或者是在距离很近但是天气、光照等条件十分严峻的条件下,雷达仍然是最优秀且最有效的测量传感器^[41]。如采用精密系统的远程空中监控雷达,其距离测量精度能够达到厘米级。对一个雷达的距离测量精度具有十分重要的影响因素是雷达谱宽,一般而言,带宽越大,雷达对距离的测量精度就越精确,越能符合实际的指标要求。

2.4.1 雷达测距基本原理

一个最直观的雷达距离测量参数是雷达信号到达目标反射回来的回波信号所经历的时间延迟量。例如已知雷达信号到达目标之后的往返时间为 T_R , 由于电磁波在空气中的传播速度约为光速 $c=3\times 10^8$ 米/秒, 则雷达到目标的实际距离 R 可表示为:

$$R = \frac{cT_R}{2} \quad \dots(2.4)$$

这里需要注意的是,当雷达将发射信号通过天线传播到自由空间之后,所有的回波信号应该在下一个脉冲发射之前全部由接收天线收集完成,否则,如果脉冲重复的时间间隔太短,一个远距离目标的第一个脉冲回波信号可能在雷达天线的下一个脉冲发射出去之后再到达接收天线,从而会导致该脉冲错误的与雷达的下一个发射脉冲相关联,最终导致错误的距离测量结果。我们称这种在下一个脉冲发射之后再到达雷达的更早脉冲回波信号为二次或多次反射回波信号(回波信号来自更早的发射脉冲),这样的回波会导致目标显得比实际的距离要近,使得雷达测出的距离数据是错误的,因此,可以定义不出现错误测量结果的最大不模糊距离为:

$$R_u = \frac{cT_p}{2} = \frac{c}{2f_p} \quad \dots(2.5)$$

其中, $T_p=1/f_p$ 是脉冲重复周期, f_p 为雷达信号的脉冲重复频率,单位为赫兹(Hz)。

可以看出,最大不模糊距离与脉冲重复频率成反比关系。

2.4.2 雷达测速基本原理

雷达的速度测量一般是通过测量回波信号的多普勒频率实现的^[42]，其中，多普勒频率定义为目标反射的雷达回波信号相对于雷达发射信号的偏移频率。假设雷达向自由空间发射一个脉冲对一个与雷达径向速度为 v 的目标进行探测，其中， $v>0$ 表示目标正在往远离雷达的方向运动，符号为正表示雷达正在往靠近雷达的方向运动。雷达发射信号的时间宽度记为 τ ，包含 N 个周期的脉冲信号，则有脉冲频率 $f=N/\tau$ ，目标前沿刚到达目标时目标与雷达的距离为 R ，则该脉冲信号前沿的回波时间为 $t_1=2R/c$ ，回波后沿的返回时间为：

$$t_2 = \tau + \frac{2(R+v\tau)}{c} \quad \dots(2.6)$$

因此，接收天线的回波信号频率为：

$$f_r = \frac{N}{t_2 - t_1} = \frac{N}{\tau(1 + \frac{2v}{c})} \quad \dots(2.7)$$

由于目标的运行速度可认为远小于电磁波在空气中的运行速度，即 $v \ll c$ ，则上式可近似为：

$$f_r \cong \frac{N}{\tau} (1 - \frac{2v}{c}) = f(1 - \frac{2v}{c}) = f + f_{doppler} \quad \dots(2.8)$$

上式中的回波信号中所携带的频率偏移量即为多普勒频率：

$$f_d = f_{doppler} = -\frac{2vf}{c} = -\frac{2v}{\lambda} \quad \dots(2.9)$$

其中， $\lambda=c/f$ 为雷达发射信号的载波波长，该频率分量由奥地利物理学家发现，后世将其命名为多普勒频移。通过对目标回波中的携带的多普勒频率成分进行理论分析，容易得到目标相对于雷达的径向速度。

$$v = -\frac{\lambda f_d}{2} \quad \dots(2.10)$$

从回波信号相对于发射信号的相位变化率同样可以对目标的多普勒频移进行测量，由于其和载波的频率变化是等价的，这里不做赘述。

2.5 合成孔径雷达成像基本原理

由于光学相机的成像系统的内部结构和人眼的视觉处理系统结构很类似，其结果使得人们对光学相机的成像结果非常适应。而雷达的成像系统获取图像的基

本原理是和人眼的成像系统大相径庭。雷达通过对需要成像的区域发射特定格式的雷达信号进行照射,发射信号经过目标反射后经雷达接收天线收集后输入到雷达的信号处理系统中进行后续操作,之后通过距离向的脉冲压缩得到距离向的压缩剖面^[43]。另外,由于雷达和被测目标之间互相具有相对的运动,因此可以通过多次的方位向扫描获得一组雷达在不同方位距离的距离向压缩剖面,再将这些不同方位距离的剖面按照对应的位置逐个排列,即可获得雷达方位向真实天线孔径的成像结果。如果对雷达方位向的数据通过合成孔径技术进行操作,则相当于得到一个等效的大孔径雷达天线,即对应得到更窄的“合成波束”,最终得到方位向的高分辨率^[44]。合成孔径的概念自1953年被提出之后得到了快速的发展,到目前为止,已经有很多的军事强国及组织已经发射了星载 SAR 卫星,包括:美国、俄罗斯、中国、日本和意大利等。

2.5.1 合成孔径技术

按照合成孔径的工作原理,可以将其工作方式按如下过程进行描述:雷达的发射天线通过其搭载的平台进行匀速直线运动,在运行的过程中按照固定的时间间隔发射雷达信号,在方位向通过对回波信号进行“合成”处理得到虚拟的大孔径雷达天线。也就是说,SAR 在两个维度——方位向和距离向——的高分辨率分别是通过脉冲压缩和合成孔径技术来实现的。可以通过以下两种不同的角度对合成孔径的过程进行理解

2.5.2 LFM 信号的观点

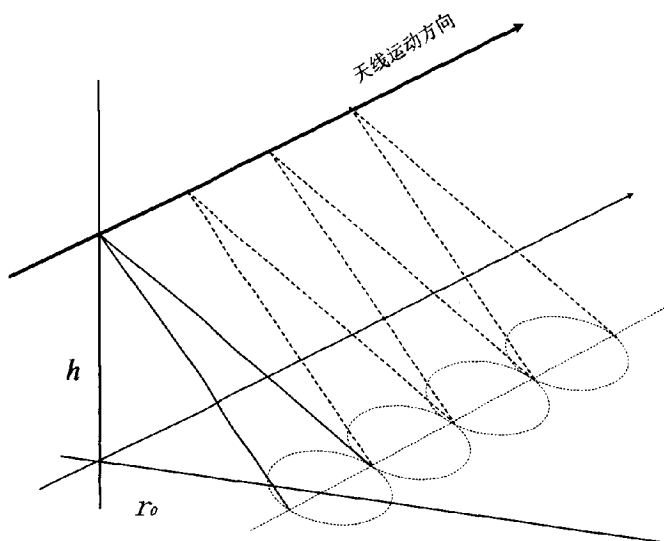


图 2.4 SAR 运动时雷达与目标之间距离变化

Figure 2.4 Distance between radar and target during radar moving

当雷达沿方位向进行匀速直线运动时，每一个目标被雷达发射波束的照射时间为 T ，选取一个点目标作为讨论对象，该目标从被雷达波束开始照射一直到离开雷达波束照射范围的过程中，目标与雷达天线之间的距离关系为：

$$R(t) = \sqrt{R_0^2 + v^2 t^2} = \sqrt{h^2 + r_0^2 + v^2 t^2} \quad \dots(2.11)$$

式中 h 为雷达所搭载平台所在的高度， R_0 为目标和平台运行轨迹的垂直距离， v 是平台的方位向运行速度。对于一般情况而言，有 $vt \ll R_0$ ，因此：

$$R(t) \approx R_0 + \frac{v^2 t^2}{2R_0} \quad \dots(2.12)$$

如 2.4.2 节中所述，当目标与雷达之间的相对运行速度为 v 时，雷达回波中的多普勒频率为：

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} = \frac{2}{\lambda} \frac{dR}{dt} = \frac{2v^2 t}{\lambda R_0} \quad \dots(2.13)$$

对该多普勒频率求一阶导数有：

$$f_d' = \frac{2v^2}{\lambda R_0} \quad \dots(2.14)$$

由式 (2.13) 可以看出, 目标回波中的多普勒频率信号是一个频率随时间线性变化的信号, 也即是一个 LFM 信号, 且其调频率由式 (2.14) 给出, 由于每一个目标被雷达信号的照射时间均为 T , 因此目标回波信号中的多普勒频率带宽可以计算得到:

$$f_{dB} = \frac{2v^2}{\lambda R_0} \cdot T = \frac{2v^2}{\lambda R_0} \frac{L}{v} = \frac{2v^2}{\lambda R_0} \frac{\lambda R_0}{D} \cdot \frac{1}{v} = \frac{2v}{D} \quad \dots(2.15)$$

因此, 合成孔径雷达的方位向分辨率为:

$$\rho = v \cdot \frac{1}{f_{dB}} = v \cdot \frac{D}{2v} = \frac{D}{2} \quad \dots(2.16)$$

从中可以看出, 合成孔径雷达方位向的分辨率只与雷达天线在方位向的尺寸有关, 而与平台的运行速度和高度等其他参数无关。

2.5.3 多普勒滤波的观点

多普勒滤波观点指的是, 通过求得雷达回波信号在最大合成孔径长度内所能达到的最大多普勒频率带宽, 该多普勒带宽的倒数即是方位向的时间分辨率, 再将其乘以搭载雷达平台的速度, 则可以获得方位向的距离分辨率。

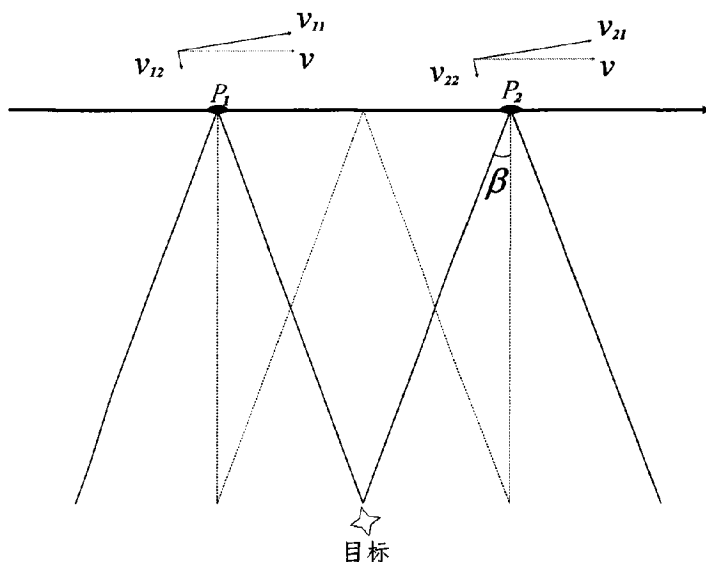


图 2.5 雷达运动过程中目标多普勒频率变化情况

Figure 2.5 Target Doppler frequency variation during radar motion

图表示出了目标从开始进入到波束照射范围到离开波束照射范围内的多普勒频率变化情况，也即从 P₁ 点到 P₂ 点距离范围内多普勒频率的变化量，其数学表示为：

$$\begin{aligned} \Delta f_d &= f_{d_P1} - f_{d_P2} = 2 \cdot \frac{v}{\lambda} 2 \sin(\beta / 2) \\ &\approx 2 \frac{v}{\lambda} \sin \beta \approx \frac{2v\beta}{\lambda} \end{aligned} \quad \dots(2.17)$$

则方位向分辨率等于方位向时间分辨率 $\lambda/2v\beta$ 乘以平台速度 v ，可以表示为：

$$\rho = v \cdot \frac{\lambda}{2v\beta} = \frac{\lambda}{2\lambda/D} = \frac{D}{2} \quad \dots(2.18)$$

式表示，多普勒滤波的观点得到的合成孔径雷达方位向分辨率和 LFM 信号匹配滤波的观点是一致的。

2.5.4 ISAR 工作过程和转台成像原理

ISAR 是指雷达的观测目标相对于地球有相对运动而雷达本身静止的雷达探测场景^[45]，该应用场景与 SAR 相似，目标回波信号中携带由目标运动产生的多普勒频率分量，方位向的高分辨率同样是由方位向的合成孔径技术得到，距离向分辨率还是由通常的发射宽带 LFM 信号的方式获得。图 2.6 所示为 ISAR 应用场景的示意图。假设目标相对于雷达以角速度 ω 进行转动，在某一特定时刻，目标上的一个散射点 A 与雷达发射波束的指向所在直线的夹角为 φ ，则此时目标 A 反射回波中的多普勒频率为：

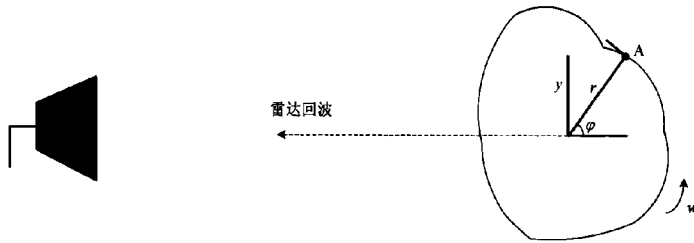


图 2.6 ISAR 工作示意图

Figure 2.6 Diagram of ISAR working principle

$$f_D = \frac{2v}{\lambda} = \frac{2(r \cdot \omega) \sin \varphi}{\lambda} \quad \dots(2.19)$$

$$= \frac{2\omega r \sin \varphi}{\lambda} = \frac{2\omega y}{\lambda}$$

对上式求微分可以得到：

$$\partial f_D = \frac{2\omega}{\lambda} \partial y \quad \dots(2.20)$$

式左边表示回波信号多普勒频率的分辨率，等式右边则表示散射点在方位向的距离分辨率，由上式可得：

$$\partial y = \frac{\lambda}{2\omega} \partial f_D = \frac{\lambda}{2\omega T} = \frac{\lambda}{2\Delta\varphi} \quad \dots(2.21)$$

其中，T 为雷达的积分时间，其意义表示 ISAR 的物理模型和 SAR 的合成孔径长度是等效的，它们都取决于目标在雷达发射信号照射范围内所经过的角度大小，同样可以证明，方位向分辨率为： $\partial y = D/2$

ISAR 转台目标成像原理

ISAR 成像时距离向维度的高分辨率同样是依赖雷达发射信号的带宽实现的，即距离分辨率为：

$$\rho_r = \frac{c}{2B} \quad \dots(2.22)$$

其中，B 为雷达发射信号的带宽。

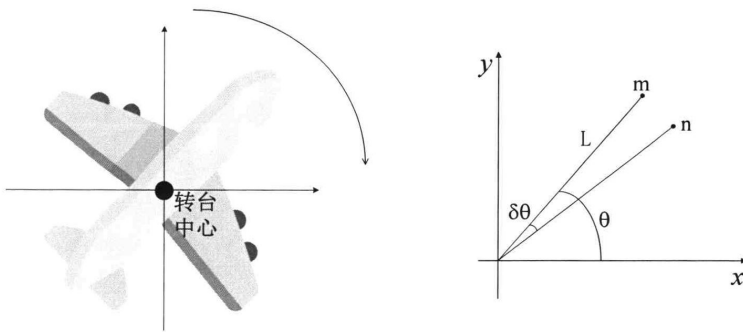


图 2.7 转台成像示意图

Figure 2.7 Diagram of target imaging on rotational platform

如果需要进行二维成像,则不仅需要距离向的分辨率,同时也需要方位向的目标分辨率^[46]。而 ISAR 的方位向分辨能力是依赖目标的多普勒频率来实现的。如图 2.7 所示,当目标以某一角速度沿顺时针方向转动时,目标上各点散射回波信号的多普勒频率是不一样的,且散射点距离转台中心的距离越远时,其多普勒频率越大,显而易见转台中心的多普勒频率为零,因为其与雷达天线之间没有径向的相对运动产生。因此,将雷达回波信号变换到多普勒频率,根据各散射点多普勒频率的不同能够将各散射点分辨开来。

如图 2.7 右图以某一单一散射点分析为例,目标在 m 点运动到 n 点时所转过的角度为 $\delta\theta$,该散射点的纵向位移可记为:

$$\Delta y = L \sin(\theta - \delta\theta) - L \sin \theta = -x_m \sin \delta\theta - y_m (1 - \cos \delta\theta) \quad \dots(2.23)$$

其中, x_m 和 y_m 为 m 点所在位置的坐标,且满足 $x_m = L \cos \theta$, $y_m = L \sin \theta$,则由 Δy 引起的相位变化为:

$$\Delta \phi = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \Delta y = -\frac{4\pi}{\lambda} [-x_m \sin \delta\theta - y_m (1 - \cos \delta\theta)] \quad \dots(2.24)$$

由于 $\delta\theta$ 为一个很小的变量,则上式可近似为:

$$\Delta \phi \approx \frac{4\pi}{\lambda} x_m \delta\theta \quad \dots(2.25)$$

式 (2.25) 表明, ISAR 的相邻两个回波之间的相位差与目标散射点的横坐标成正比关系,当转台持续一直保持转动时,回波中将会携带目标的多普勒信息,且散射点的横向坐标值越大时回波中的多普勒频率分量的值越大。

由以上分析可知,目标的方位分辨能力是通过雷达与目标之间的纵向位移实现的,且目标里转轴中心的距离越远,该纵向位移的量也就越大,当超过一定距离时,可能会产生纵向位移超过 ISAR 的距离分辨长度,也即是有了距离单元徙动的产生,此时需要作相应的校正处理。

对于更一般的情况,当飞机沿直线进行运动时,其可以通过平动补偿近似为转台目标成像模型,且对于非匀速情况,仍然可以通过数据的对应补偿方式近似为非匀速转台模型^[47-48]。由于本论文所使用的成像模型只涉及匀速转台情形,对于更复杂的运动模型,这里不做详细分析。

2.6 本章小结

本章首先对雷达的常用发射波形类型做了一个简单的介绍, 然后对雷达测距和测速原理做出了理论分析与原理推导, 从匹配滤波和多普勒滤波这两种不同角度对合成孔径雷达的原理进行了理论分析, 对合成孔径雷达的方位向合成大孔径的方位分辨率做了相关的原理推导。针对于后续章节所使用到的逆合成孔径雷达成像模型做了简要的原理介绍和相应的成像过程。

第3章 光子辅助雷达发射信号产生

3.1 引言

对于不用应用场景的雷达其发射信号波形往往是不同的以满足特定的应用需求, 雷达系统中常见的信号波形包括: LFM 信号、调频步进信号、脉冲调制连续波信号、混沌噪声信号和相位编码信号等。其中 LFM 信号是应用最广泛的雷达发射信号之一, 在雷达应用中, 为了对较远距离的目标进行探测, 要求雷达的发射信号具有大的时间宽度, 同时为了获得高的距离维度分辨率, 要求雷达的发射信号具有大的频域宽度, LFM 信号能够满足雷达系统对发射信号大的时间带宽积的要求。

3.2 光子辅助微波信号产生的核心器件

3.2.1 电光调制器

微波光子技术中需要利用光学方式对电学信号进行处理, 首先就需要将电学射频微波信号调制到相应的光载波上, 将电学信号调制到光载波上的方式有很多种, 如声光效应、磁光效应、机械调制和电光效应等^[49-53], 在上述的几种电光转换的调制方法中, 使用最普遍且最成熟的是基于电光效应的调制方案——电光调制^[54]。

马赫-增德尔调制器 (MZM)

在利用材料的电光效应的调制器中, MZM 是一种利用铌酸锂晶体电光效应制作的电光调制器, 这种调制器不仅制作工艺比较简单, 而且插入损耗也很小。图 3.1 所示为 MZM 内部结构简图, 一般来说, MZM 由上下两条平行的光波导结构组成, 注入到 MZM 的激光信号在调制器入口处被分为两路并分别输入到上下两个光波导中进行传输, 由于该光波导材料能够通过加载在其上面电压幅度的大小而改变其自身的折射率, 因此通过分别调节加载在上下两个光波导上偏置电压的大小来改变波导的折射率, 从而使上下两路光信号经过波段传输之后存在一定的相位差, 这两路相位改变的光信号在调制器出口相互干涉, 最终实现电信号

到光信号的转换——也即电光调制。

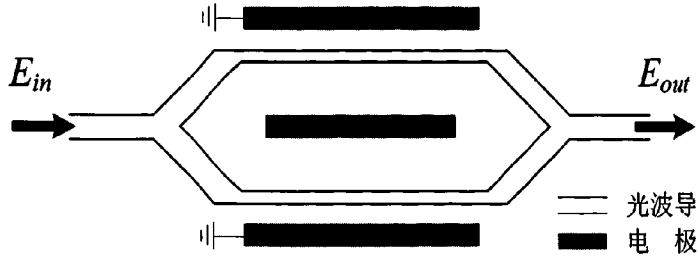


图 3.1 MZM 内部结构示意图

Figure 3.1 Structure of MZM

对 MZM 调制器性能影响较大的参数主要包括：

1. 半波电压

该参数是用来描述直流偏置电压对光波导折射率影响大小的物理量，定义为相同的光信号通过上下两条波导后相位相差 180 度时所加载的直流电压的大小。显而易见，该参数的值越小，表明当在不同调制器波导上加载相同的电压大小时，能够引起通过的光信号附加更大的相位变化，说明调制器的效率越高。容易知道，当外加偏置电压的大小等于半波电压时，调制器输出光信号强度最小，而当偏置电压等于两倍的半波电压时，输出光信号功率最大。

2. 调制带宽

调制带宽定义为 MZM 能够支持调制电信号的最快频率，一般是指当频率上升时，调制深度降低到最大调制深度一半时频率值对应量的大小。

3. 插入损耗

插入损耗描述的是器件对输入光功率的衰减量大小的物理量，其数值可用输入光功率与输出光功率的比值来衡量，数学上表示为：

$$IL = 10 \lg \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right) \quad \dots(3.1)$$

4. 消光比

将调制器最大输出光功率与最小输出光功率的比值约定为电光调制器的消光比，其数学表示形式为：

$$ER = 10 \lg \left(\frac{P_{\max}}{P_{\min}} \right) \quad \dots(3.2)$$

对于 MZM 的工作原理，其数学推导过程可表示如下：

这里可以假设注入到电光调制器的窄线宽光载波信号电场形式为：

$$E_{in} = A \cos(\omega_0 t + \phi) \quad \dots(3.3)$$

其中， A 为光载波的幅度， ω_0 和 ϕ 为光载波的角频率和相位，该光信号输入到调制器后被分为两路分别注入到 MZM 的上下两条光波导中，且认为上下两路光信号强度相等，它们均为：

$$E_i = \frac{\sqrt{2}A}{2} \cos(\omega_0 t + \phi) \quad \dots(3.4)$$

其中， $i=1, 2$ ，这两路信号在波导中传输的过程中，受到外加的射频信号的调制，调制信号可表示为：

$$E_{RF} = V_{RF} \cos(\omega_m t + \varphi) \quad \dots(3.5)$$

且认为调制器工作在推挽模式，即，上下两个波段所加的射频信号幅度值相反。则 MZM 输出光信号可表示为：

$$\begin{aligned} E_{out} = & \frac{\sqrt{2}A}{2} \cos[\omega_0 t + \beta \cos(\omega_m t + \varphi) + \phi] \\ & + \frac{\sqrt{2}A}{2} \cos[\omega_0 t - \beta \cos(\omega_m t + \varphi)] \end{aligned} \quad \dots(3.6)$$

将上式按照三角函数积化和差公式展开有：

$$\begin{aligned} E_{out} = & \frac{\sqrt{2}A}{2} \{ \cos(\omega_0 t + \phi) \cos[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] \\ & - \sin(\omega_0 t + \phi) \sin[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] \\ & + \cos(\omega_0 t) \cos[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] \\ & + \sin(\omega_0 t) \sin[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] \} \end{aligned} \quad \dots(3.7)$$

提取公因式之后有：

$$\begin{aligned} E_{out} = & \frac{\sqrt{2}A}{2} \{ \cos[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] [\cos(\omega_0 t + \phi) + \cos(\omega_0 t)] \\ & + \sin[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] [\sin(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t + \phi)] \} \end{aligned} \quad \dots(3.8)$$

将式(3.8) 进一步化简，可以得到：

$$E_{out} = \frac{\sqrt{2}A}{2} \left\{ \cos[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] \left[2 \cos(\omega_0 t + \frac{\phi}{2}) \cos(\frac{\phi}{2}) \right] - \sin[\beta \cos(\omega_m t + \varphi)] \left[2 \cos(\omega_0 t + \frac{\phi}{2}) \sin(\frac{\phi}{2}) \right] \right\} \quad \dots(3.9)$$

将上式按照 Jacobi–Anger 展开可以得到^[55]:

$$E_{out} = \sqrt{2}A \cos(\frac{\phi}{2}) \left(\begin{aligned} & J_0(\beta) \cos(\omega_0 t + \frac{\phi}{2}) + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n}(\beta) \\ & \left[\cos(\omega_0 t + 2n(\omega_m t + \varphi) + \frac{\phi}{2}) + \cos(\omega_0 t - 2n(\omega_m t + \varphi) + \frac{\phi}{2}) \right] \end{aligned} \right) \dots(3.10)$$

$$+ \sqrt{2}A \sin(\frac{\phi}{2}) \left(\begin{aligned} & \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_{2n-1}(\beta) \left[\cos(\omega_0 t + (2n-1)(\omega_m t + \varphi) + \frac{\phi}{2}) \right. \\ & \left. + \cos(\omega_0 t - (2n-1)(\omega_m t + \varphi) + \frac{\phi}{2}) \right] \end{aligned} \right)$$

其中, $J_n(x)$ 为 n 阶第一类贝塞尔函数, 它的主要性质为: 当 n 的取值为奇数时, 第一类贝塞尔函数为其函数, 否则当 n 的取值为偶数时, 该函数为偶函数。当 n 的取值为不同值时, 函数 $J_n(x)$ 的曲线如图 3.2 所示。

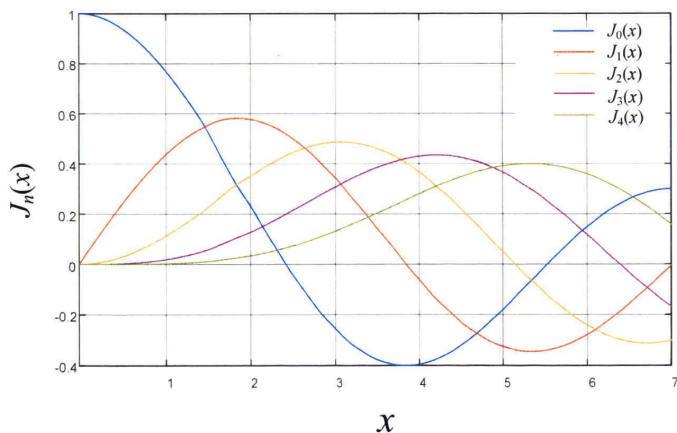


图 3.2 n 阶贝塞尔函数曲线图

Figure 3.2 Curve of N-order Bessel function

由式 (3.10) 可以看出, MZM 调制输出信号可以看做由光载波和载波两端的各个高阶分量构成, 并且各个高阶分量的幅度都与各自的贝塞尔函数成正比关系。在实际的调制器件中, 由于所加载的射频信号强度是有限的, 因此, 调制产生的高阶边带成分也是有限的。

3.2.2 光电探测器

与调制器相反,电光调制器是将电信号调制到光载波上的器件,而光电探测器 (Photodiode, PD) 则是将调制到光载波上的电信号再次解调到低频的电信号的关键器件^[56]。

决定一个 PD 性能的重要参数是它的响应带宽和响应度。我们将 PD 能够探测产生的最大微波信号频率称作它的响应带宽,其数值越大,表明 PD 的性能越优越。而一般将 PD 产生的光电流和探测被调制光功率的比值定义为 PD 的响应度,它是对一个探测器光电转换效率性能参数的衡量指标,单位为: A/W, 同样的,其数值越大,表示器件的性能越优秀。在一个实际的微波光子信号产生倍频链路中,一般限制链路所能够生成的最大微波信号频率或带宽往往是由 PD 的相应带宽决定的,因此,如何制作及批量生产超宽带的宽带光电探测器是许多研究机构的一个关注方向。目前,国际上已经有研究团队研制出了响应带宽达到 100 GHz 的超宽带光电探测器,图 3.3 所示为 Finisar 生产的 100GHz 超宽带光电探测器商用器件及其频率响应曲线。

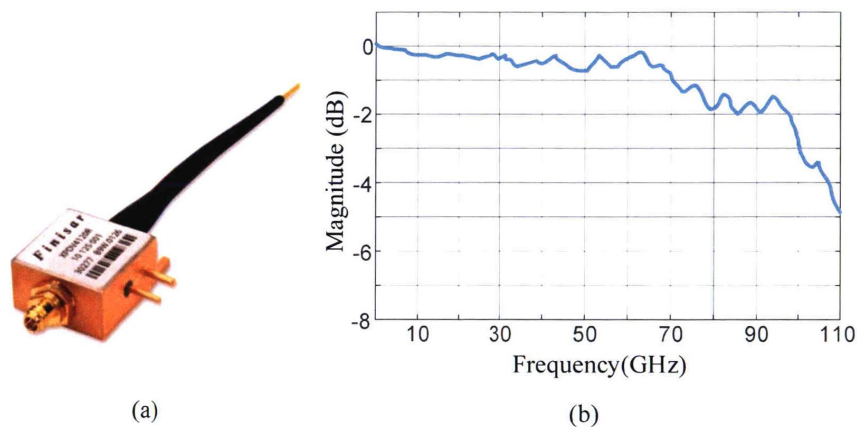


图 3.3 100 宽带光电探测器实物图和频率相应曲线

Figure 3.3 Broadband photodetector demo and curve of frequency response

PD 将被调制的光信号转换为电信号的原理实际上是一个平方律检波的过程,其数学表示为:

$$I(t) = \eta |E_o(t)|^2 \quad \dots(3.11)$$

式中, η 为 PD 的探测响应度。

3.3 光子倍频技术

在雷达系统中, 决定其探测距离、精度和抗干扰等雷达性能的主要参数包括雷达发射信号的带宽、功率、信号编码格式等指标。随着现代雷达系统的不断发展, 对雷达系统性能要求的不断提升, 使用传统电学方式产生雷达发射波形已经难以满足现代日益性能提升的雷达系统的使用需求, 比如, 使用直接数字合成器 (Direct Digital Synthesizer) 方式生成雷达发射信号, 由于传统电子器件的瓶颈限制, 其最大带宽通常只能达到几 GHz, 而某些高性能的雷达系统则需要超过 10 GHz 甚至更高带宽的雷达发射波形。受益于微波光子技术对大带宽信号的处理能力, 光子技术为现代雷达系统超宽带信号的产生提供了新的可能性。使用微波光子技术辅助雷达发射微波信号产生的方式主要有以下几种: 首先是光子倍频法, 首先使用电光调制器将电学方式生成的微波射频信号调制到光载波上, 通过改变调制器调制方式的变化, 结合光电转换器件, 能够实现原始射频波形的载波频率和信号带宽的整数倍的增加。日本研究人员在 2014 年使用倍频法生成了频率范围为 75-110 GHz 的 LFM 信号, 且该信号的时间带宽积达到了 7×10^5 , 随后通过实验方案的改进, 通过偏振正交复用双平行 MZM 的方式实现了双波段雷达发射信号的产生^[57]。另一种微波信号光学产生方法是光注入半导体激光器法。通过往半导体激光器谐振器中注入光功率消耗其内部的载流子, 从而将半导体激光器谐振腔内的等效折射率改变, 最终能够改变该激光器谐振腔的谐振光波长^[58-60]。此外, 还可以通过光模数转换和外差法等方法进行光子辅助雷达信号产生^[61-63]。在前面所列出的几种微波信号产生方法中, 光子倍频法通过在电域生成窄带微波信号, 再经过光学倍频变为宽带微波信号, 该方案结合了光和电各自方面的优点已经成为了宽带微波信号产生方案中的一项重要方法。

如 3.2 节所述, 通过调节加载在 MZM 上直流电压的大小, 能够控制调制器输出光边带的各高阶分量的组成, 对于一般情况, 均是将 MZM 偏置在最大传输点、最小传输点和正交偏置点来设置光子倍频链路的输出微波信号的倍频系数。

以下分别按照二倍频、四倍频和八倍频的经典方案对光子倍频系统的设置做一个简单的介绍。

3.3.1 光子二倍频链路

利用微波光子链路对微波信号进行二倍频的产生是最基础也是最常见的微波信号产生方案。一个光子二倍频链路的基本示意图如图 3.4 所示,它由激光器、电光调制器、光电探测器以及微波源组成。

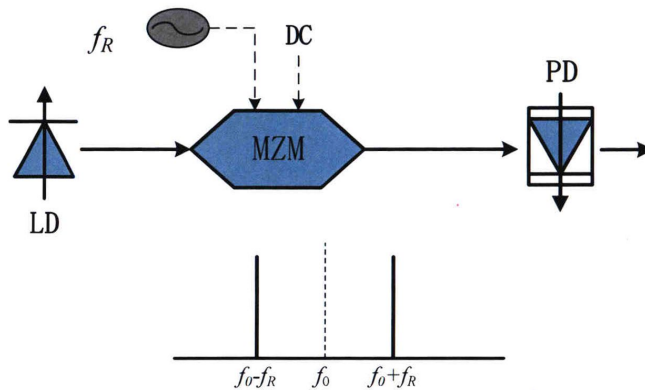


图 3.4 基于单个 MZM 二倍频方案原理图

Figure 3.4 Diagram of frequency doubling with a single MZM

美国研究人员 H. GHEIDI 提出了一种光子微波信号产生二倍频方案^[64], 射频信号通过电光调制器调制到激光器 (Laser Diode, LD) 产生的光载波上, 通过调节加载在调制器上直流电压的大小, 使调制器工作中最小偏置点, 从而使光载波和其他偶阶光边带都得到抑制, 只留下正负一阶光边带, 如图所示。该调制方式可认为使载波抑制双边带调制, 所得到的正负一阶光边带送入到光电探测器中进行光电转换, 最终得到原始微波信号的二倍频信号。

3.3.2 光子四倍频链路

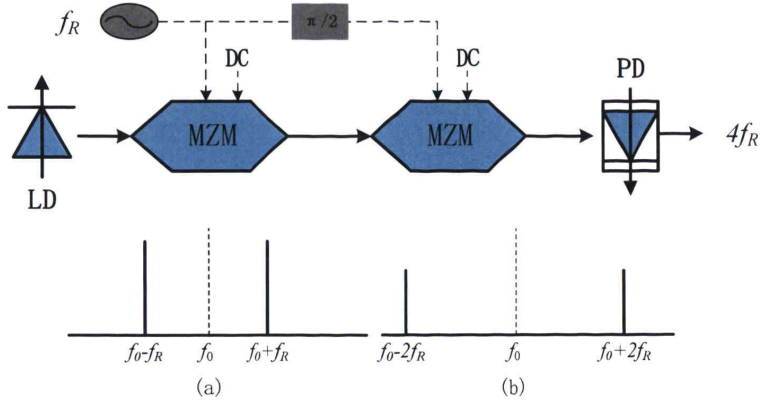


图 3.5 基于级联 MZM 结构光子四倍频原理图

Figure 3.5 Diagram of frequency quadrupling based structure of cascade MZM

清华大学研究团队通过级联两个 MZM 提出了一种光子信号四倍频产生方案^[65]，其方案原理图如图 3.5 所示。通过调节加载在第一个调制器上直流偏置电压的大小，使其工作在最小偏置点，从而只有正负一阶光边带产生，如图 3.5 (a) 所示，这两个被调制的光边带输入到第二个调制器中作为光载波信号，同时，输入到第一个调制器的微波信号经过一个 90° 的相位延迟之后输入到第二个调制器中进行电光调制。同样的，经过设置第二个调制器偏置电压的大小，让第二个 MZM 一样的工作在最小偏置点，由于第二个调制信号与第一个调制信号存在相移，正负一阶光边带在光载波位置产生的光信号相位差为 180° 度，因此相互抵消，最终在第二个调制器的的输出端只留下正负二阶光边带，如图 3.5 (b) 所示。这两个二阶光边带输入到 PD 之后进行光电探测，生成频率为原始微波信号四倍频之后的信号，该方案通过级联调制器，省去了光滤波器的使用，有效的进行了电信号的倍频产生。

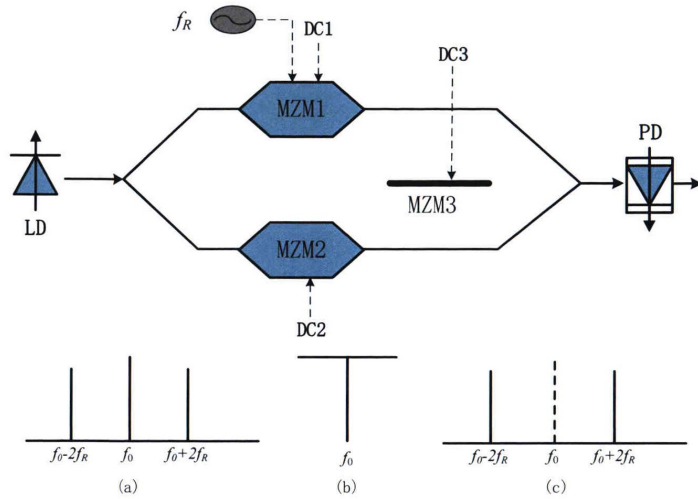


图 3.6 基于并联结构光子四倍频原理图

Figure 3.6 Diagram of frequency quadrupling based structure of parallel MZM

在上面提到的级联 MZM 进行四倍频微波信号产生的方案中，需要使用一个 90° 的移相器，然而对于一个实际的移相器，其工作特性是和输入信号频率有关的，因此由于移相器的使用限制了该光子倍频链路的可调谐性能。针对这一不足之处，浙江大学信息科学与电子工程系提出了一种并联 MZM 结构的微波信号四倍频生成系统^[66]，其结构如图 3.6 所示。激光器产生的光载波被一个光耦合器分为两路，分别输入到上下两个 MZM 中作为各自的载波光信号。由微波源产生的原始微波信号经过上路 MZM 调制到光载波上，调节加载在上路调制器上的直流偏置电压大小，使该调制器工作在最大偏置点，因此只产生光载波和正负二阶光边带，其输出光谱如图 3.6(a)所示，而下路的调制器并不加载射频微波信号，调节主调制器上的偏置电压，使上下两路调制器输出光信号相位相差 180° ，如图 3.6(b) 所示，结合对下路调制器上偏置电压的改变，能够使下路输出光载波和上路调制器输出载波信号强度相等，相位相差 180° ，因此整个并联的调制器结构输出光信号只剩下正负二阶光边带，如图 3.6(c) 所示，将其输入到 PD 中进行包络检波得到原始微波信号的四倍频信号。该并联调制器方案结构比较简单，其可调谐性比级联调制器结构要更好。

3.4 本章小结

本章首先介绍了实现基于光子技术的微波倍频信号产生的关键器件,电光调制器和光电探测器。简要说明了电光调制器如何将微波射频信号转换为被调制的光信号,对调制器的内部结构做了基本介绍,并分析了电光调制器的工作原理。接着,对光电探测器的主要参数特性做了一个简要介绍,并对光电探测器如何将光域的载波信号转换为电域的微波信号的工作原理做了基本说明。指出了光电探测器的响应带宽是限制微波光子链路带宽的一个主要影响参数。电光调制器和光电探测器通过将光信号和电信号之间的相互转换作用,成为了微波光子学的基础器件。

最后,对光子辅助倍频微波信号产生方法的不同方案做了相互之间的比较,首先对简单的光子二倍频信号生产方法的基本原理进行了简要的说明,并对级联四倍频方案和并联四倍频方案的工作原理做了相应的分析对比,比较了级联方式和并联方式光子链路性能的优缺点。通过对电光调制器工作状态的改变和其他辅助光电器件的使用,如移相器、滤波器和光栅等,能够组成不同基本倍数的光子信号产生倍频方案。

本章为后续章节中光子双波段雷达接收机的验证提供了相应雷达发射信号的产生。

第4章 基于光子辅助的混频技术

4.1 引言

射频混频器是传统电子技术实现去调频处理的核心器件,典型的射频混频器除了产生输入信号和本振信号的和频和差频信号之外,还产生输入信号和本振信号的高级倍频分量和这些高价倍频分量之间的相互拍频结果。这些混频过程产生的额外的输出会限制系统的动态范围,事实上接收链路的动态范围也正是被混频器限制的,不过这些额外的输出是可以预测的,对于窄带信号,可以通过多级变频滤波将信号变化到中频。对于大带宽且载波频率较小的信号,尤其是带宽超过一个倍频程的信号,射频信号混频器混频产生的带内的交调和倍频失真将难以和中频信号分离。此外,对于去调频场景,某个瞬时雷达回波是包含不同距离的目标回波信号,这些回波相互拍频产生的中频信号会可能落入去调频输出的带内,导致射频混频器用于宽带去调频存在严重的带内杂散问题。

4.2 混频器的主要技术指标

4.2.1 混频器的转换增益

这里将混频器输出中频信号和输入射频信号功率之间的比值记为混频器的转换增益,其数学计算公式为:

$$G_m = 10 \lg \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \quad \dots(4.1)$$

这个指标通常用一个单位为 dB 的数值表示,其符合通常为负,表示原始微波信号经过混频器的输出功率具有一定的损耗,转换增益的典型值为-4.5~-9 dB 左右,对于双平衡其转换增益在-6~-8 dB 之间,而三平衡的混频器,转换增益通常会比双平衡混频器高,对于有源的混频器,转换增益的数值可能为正值,表明微波信号经过混频器之后输出信号幅度存在增益。

4.2.2 混频器的隔离度

混频器的隔离度是用来衡量一个端口的输出功率中包含另外一个端口输入

信号的多少的指标,对于混频器,其通常包括:本振与射频信号、本振与中频信号、射频与中频信号之间的隔离度。一般来讲,本振信号的功率较大,通常要比射频信号和中频输出信号大很多,如果射频输入口和中频输出口对本振信号的隔离度没有达到足够高时,本振信号可能会泄露到其他端口,造成射频和中频信号端口信号的不纯,严重情况甚至会致使其他两个端口所连接的链路达到饱和。

4.2.3 混频器的噪声

混频器的噪声来源主要有两类,它们分别是热噪声和散粒噪声。热噪声的造成是信号在有损耗的导体中传输时有热运动时产生的,而散粒噪声是由载流子穿过异质结时的能量交换时产生的。热噪声表示形式通常采用加性高斯白噪声模型来表示。温度相同的物体热平衡时热噪声功率密度相等,如果此时两个物体有不同的热阻,两个物体的热噪声功率相同但热噪声电压不同,高热阻物体的两端具有更高的热噪声电压幅度。此外,加性高斯白噪声中既包含强度噪声也包含相位噪声成分,两种噪声成分互不相关,通常两者功率应该相等,但由于出现压缩,或者强度至相位转换等,造成两者的功率不等。

4.2.4 混频器的线性度

在混频器的输出信号端口除了想要的中频信号之外,同时混频器的输出端还包含与射频输入信号和本振信号的高阶倍频相关的交调成分,这些交调可以归类为与单频信号输入相关的和与宽带信号输入相关的两类。而交调产生的原因是由开关器件的非线性电流-电压特性和射频电压与电流对本振导通波形的扰动引起的。混频器的线性范围可以用输入信号的功率范围表示。对模拟(光或电)系统,可以输入的信号的功率范围有多种定义,常用的定义是无杂散动态范围(Spurious-free Dynamic Range, SFDR)。输入信号范围的底端由噪声确定,输出噪底是没有输入时输出端在1 Hz带宽内的噪声功率,输入噪底等于输出噪底减去系统的增益,系统噪声系数(Noise Figure, NF)等于输入噪底减去背景噪底(-174 dBm/Hz. @ 25°C)。

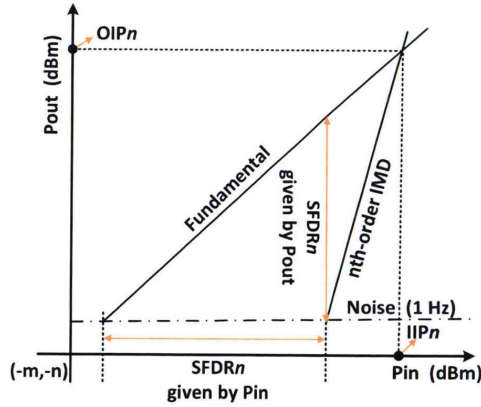


图 4.1 N 阶交调无杂散动态范围

Figure 4.1 Spurious-free dynamic range of N-order intermodulation

输入信号范围的顶端由非线性确定，非线性引起的信号扭曲有多种，通常考量三阶交调，但可以推广到受限于 N 阶交调的情况。如图 4.1 是受限于 N 阶交调的信号输入-输出特性，基频的输入功率每增加 1 dB，基频输出功率增加 1 dB，三阶杂散的输出功率增加 3 dB，N 阶交调输出功率增加 N dB，延伸基频和三阶杂散输出曲线，将两条曲线的交点称为三阶交调点 (Third-order Intercept Point, IP_3)。三阶交调点对应的输入功率叫做输入三阶交调 (Input Third-order Intercept Point, IIP_3)，对应的输出功率叫做输出三阶交调 (Output Third-order Intercept Point, OIP_3)，并且有 $IIP_3=OIP_3-G$ (G 为系统增益)，知道了 IP_3 (IP_n)，系统的受限于 3 阶 (N 阶)交调的 SFDR 就可用系统的参数 (增益, 噪声系数, 交调点) 通过下面公式计算：

$$SFDR_n = \frac{n-1}{n}(IIP_n - NF + 174) \quad \dots(4.2)$$

其中 IIP_n 是 n 阶输入截点， NF 是噪声系数， IIP_n 和 NF 需要通过实验测量。 n 阶输入截点和 n 阶输出截点 (OIP_n) 可以通过下述关系联系起来：

$$OIP_n = IIP_n + G \quad \dots(4.3)$$

这样 N 阶交调的无杂散动态范围就可以用 n 阶输出截点来表示。需要注意的是， $SFDR_n$ 的噪声大小和带宽有关，给出 $SFDR_n$ 需要指明噪声成分的测量带

宽, 通常 $SFDR_n$ 以 1 Hz 带宽和 dB 单位表示, 带宽为 B 的 $SFDR_n$ 之间可以通过如下公式转换为 1Hz 带宽:

$$SFDR_n(BHz) = SFDR_n(1Hz) - \frac{n-1}{n} 10 \lg(10B) \quad \dots(4.4)$$

从公式(4.4)可以看出以 dB 量度的 $SFDR_n$ 随频率的变化系数是 $(n-1)/n$, 因此 $SFDR_n$ 的单位是 $\text{dB} \cdot \text{Hz}^{(n-1)/n}$ 。对于动态范围受限于三阶交调的系统, $SFDR_3$ 的单位是 $\text{dB} \cdot \text{Hz}^{2/3}$ 。

4.3 光子辅助混频器

由于难以在宽带阻抗匹配三个混频器的端口从而获得可以接受的电压驻波比和端口到端口的隔离度, 通常基于二极管非线性的混频器的工作带宽有限。光子技术具有带宽的优势, 研究光辅助混频器将可能克服传统混频器带宽的限制, 同时光子混频器的隔离度也极大的提高。

在上世纪九十年代中期, 曾涌现大量的光混频器研究工作, 其中很多研究成果理论严密, 实验严谨, 确立了光子辅助频率转换器的带宽优势, 但受限于器件性能, 包括光源功率, 探测器可以承受的最大功率等, 光电转换的损耗始终较高, 导致转换增益及其相关的噪声系数都远高于同期的电混频器。尽管如此, 二十年前的研究工作提出的混频结构对目前的研究有很好的参考价值, 此外, 之前对光混频器结构的分类和比较对目前的工作仍然具有指导意义。

近期的混频器研究主要有 Harris 公司引领的工程化研究, 其主要应用领域是软件定义无线电的射频前端, 目的是实现一套硬件对宽带信号的频率变换^[67-68]。

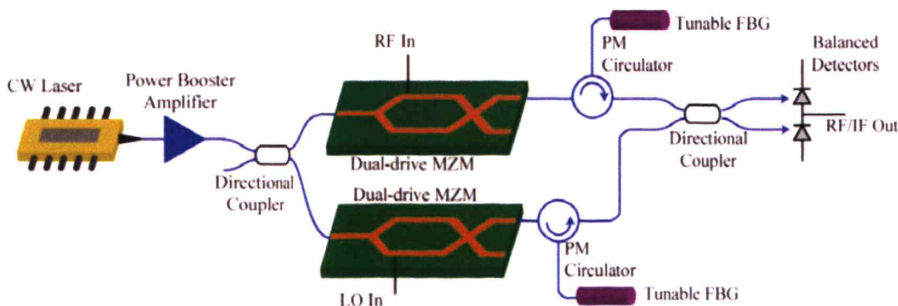


图 4.2 Harris 公司的频率转换器原理图

Figure 4.2 Diagram of frequency converter of Harris

报道的 Harris 公司光子混频器的典型结构如图 4.2 所示，连续激光器发出的光先放大后经耦合器分为两束，两束光分别在上下两个强度调制器中被射频信号和本振信号调制，上下两条光路中经过调制的光波分别通过保偏环形器进入对应的光纤光栅，光纤光栅的作用是滤出被调制信号的上边带，经过光纤光栅滤波后的射频和本振的光边带信号通过 2×2 耦合器传输后进入平衡探测器，在平衡探测器的输出端将获得对应中频差频信号。

报道的实验结果如表 4.1 所示，除了印证了光子辅助频率变换器的宽带工作能力，还证实光子辅助混频器通过光域滤波减小杂散的功率，从而对相应的动态范围进行提升。

表 4.1 商用混频器与 Harris 光辅助频率转换器的 M×N 杂散性能比较

Table 4.1 Comparison of M×N spurious performance between commercial mixer and Harris optical assisted frequency converter

Hitrite HMC220						Marki T3-0316						Photonic-assisted Converter						
		N (LO)						N (LO)						N (LO)				
M (RF)		0	1	2	3	4	M (RF)	0	1	2	3	4	M (RF)	0	1	2	3	4
0		xx	3	10	7	54	0	xx	-10	-11	0	xx	0	xx	39	64	74	xx
1		11	0	28	31	35	1	17	0	22	38	38	1	76	0	87	91	xx
2		53	62	53	58	61	2	>85	>85	>85	>85	>85	2	91	96	92	100	100
3		73	69	74	66	73	3	>85	>85	>85	>85	>85	3	100	100	100	94	100
4		>85	>85	>85	>85	>85	4	xx	>85	>85	>85	>85	4	xx	100	100	100	100
RF = 7.5 GHz @ -10 dBm LO = 7.6 GHz @ +10 dBm OIP3 = +10 dBm Conversion Loss = 7 dB LO to RF Isolation = 25 dB Frequency Range: 5 - 12 GHz						RF = 7.5 GHz @ -13.5 dBm LO = 7.6 GHz @ -27 dBm OIP3 = +25.5 dBm Conversion Loss = 8 dB LO to RF Isolation = 25 dB Frequency Range: 3 - 16 GHz						RF = 7.5 GHz @ -6 dBm LO = 7.6 GHz @ +17 dBm OIP3 = +24 dBm Conversion Loss = 7 dB LO to RF Isolation = 100 dB Frequency Range: 4 - 20 GHz						

4.3.1 平行架构和级联架构混频器

已报道的基于外调制器的混频器结构，可以归类为平行结构和级联结构^[69-70]，如图 4.3 所示。

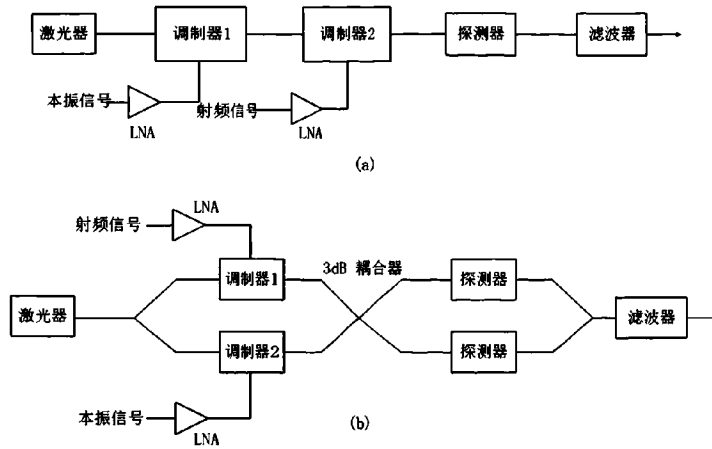


图 4.3.级联和平行结构的光混频器原理图

Figure 4.3 Diagram of photonic mixer with cascade and parallel structure

典型的级联结构混频器由两个偏置在正交点的强度调制器构成，光源发出的连续波分别在两个调制器被射频信号和本振信号调制，最后在光电探测器中转换为对应射频信号和本振信号差值的中频电信号。典型的平行结构混频器由两个低偏置的强度调制器构成，光源发出的连续波经过分束器后分为两束，分别在平行的两个强度调制器被射频信号和本振信号调制，调制器的输出端通过 2×2 调制混合后进入一对平衡探测器，在平衡探测器的输出端将得到对应的中频信号。

为了对级联结构和平行结构的混频方案性能进行测试，并对其输出中频信号的频率成分进行分析。使用一个双音的射频信号和单频的本振信号对这两种混频结构进行测试，图 4.4 是双音信号分别为 9.5 GHz 和 10.5 GHz，本振信号为 6 GHz 的模拟结果，从结果看平行结构在频率变化增益和动态范围方面具有较好性能。对这两种结构的无杂散动态范围进行测试的结果如图 4.5 所示，这里保持本振信号的频率和功率不变，同时保持双音信号的频率不变，使双音射频信号的功率进行从低到高地扫描，通过对输出中频信号频率成分进行分析，得到图 4.5 所示的测试结果，可以看到，平行结构具有更高的无杂散动态范围。

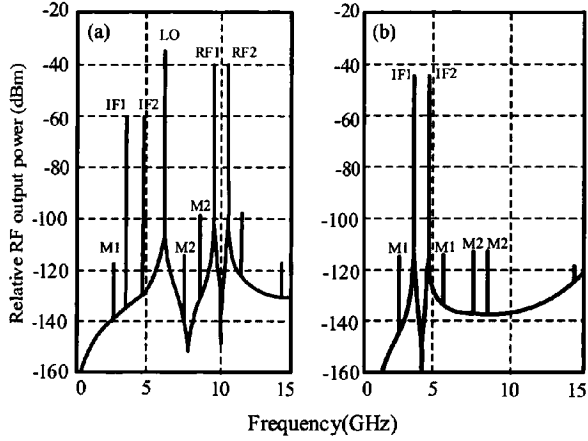


图 4.4 平行和级联结构光混频器中频输出结果

Figure 4.4 output of photonic frequency mixer of cascade and parallel structure

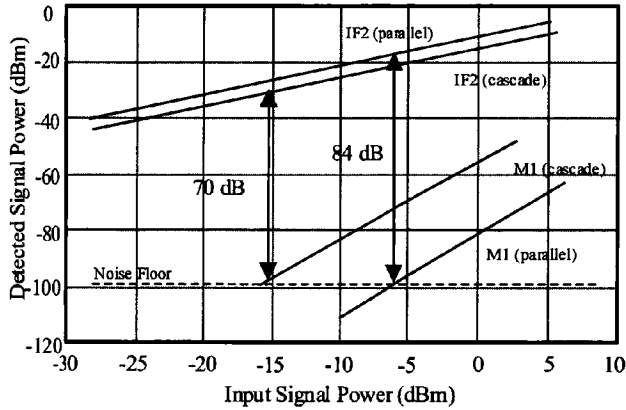


图 4.5 级联和平行结构光混频器三阶交调测试

Figure 4.5 Third-order intermodulation test for cascade and parallel photonic mixer

4.3.2 基于光正交偏振复用的平行架构混频技术

基于平行架构搭建的光子辅助混频器原理结构如图 4.6 所示，通过一个双偏振双平行马赫曾德尔调制器 (Dual-polarization, Dual-Parallel Mach-Zehnder Modulator, DP-DPMZM) 的使用，利用光载微波信号和光载本振信号正交偏振复用的方式保持平行架构两条光路的光程匹配。

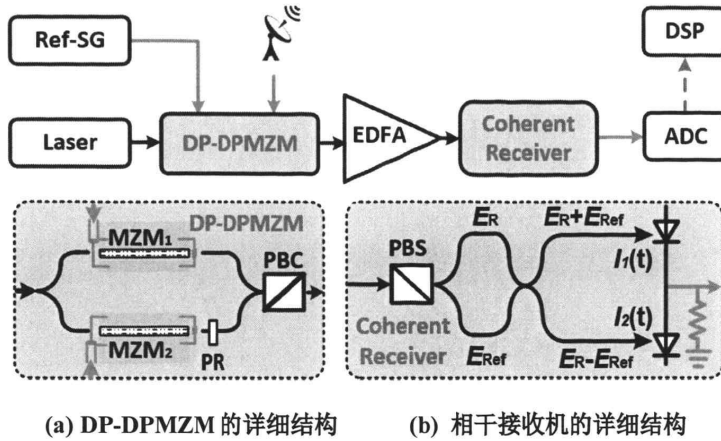


图 4.6 平行架构光子辅助混频器

Figure 4.6 Photonic mixer with parallel structure

高功率窄线宽的激光器输出的激光通过保偏光纤(Polarization Maintain fiber, PMF)进入 DD-DPMZM 中，两束光在 DD-DPMZM 中分别被射频信号和本振信号调制，调制后的两束光波再通过偏振旋转器和偏振合束器正交偏振复用，在 DP-DPMZM 的输出端，正交偏振复用的光载微波信号和光载本振信号通过一段 PMF 进入光相干接收机。

在光相干接收机端，正交复用的光回波信号和参考信号先经偏振旋转，转换到同一个偏振态，再经过 2×2 耦合器进入平衡探测器的两个光电探测器。在平衡探测器，信号在两个光电探测器经过平方探测后产生的共模成份相互抵消，差模成份相互累加后输出。平衡探测器的输出是微波光信号相对本振光信号的差频信号。

这里光源产生的窄线宽线偏振激光的电场复振幅可以表示为：

$$E_s(t) = A_s \exp(j\omega_s t) \quad \dots(4.5)$$

其中 A_s 是输入光信号的振幅， ω_s 是光波的角频率。光在 DD-DPMZM 分为两束，再分别被射频信号和本振信号调制，被调制过的信号可以表示为：

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} A_s(t) \exp[j(\omega_s + \omega_{LO})t] \\ A_s(t) \exp[j(\omega_s t + \varphi_{sig(t)})] \end{bmatrix} \quad \dots(4.6)$$

E_x 和 E_y 表示两个偏振方向的电场，这里 $\varphi_{\text{sig}(t)}$ 是由于微波信号调制产生的光波相位，且有 $\varphi_{\text{sig}(t)} = \pi V_{\text{sig}(t)} / V_{\pi}$ ，其中 V_{π} 是相位调制器的半波电压。

在光相干接收机端，正交复用的光回波信号和参考信号先经偏振旋转，转换到同一个偏振态，经过偏振旋转后信号可以表示为：

$$\begin{aligned} E_{\text{ref}} = E_x &= \frac{\sqrt{2}}{2} A_s \exp[j(\omega_s + \omega_{LO})t] \\ E_R = E_y &= \frac{\sqrt{2}}{2} A_s \exp[j(\omega_s t + \varphi_{\text{sig}(t)})] \end{aligned} \quad \dots(4.7)$$

则输入到相干接收机的两个光电二极管的调制光场 E_1 和 E_2 可以表示为：

$$\begin{aligned} E_1 &= \left[\frac{E_R(t) + E_{\text{ref}}(t)}{2} \right] \\ E_2 &= \left[\frac{E_R(t) - E_{\text{ref}}(t)}{2} \right] \end{aligned} \quad \dots(4.8)$$

根据式(4.8)，输出光电流 $I_1(t)$ 和 $I_2(t)$ 可以表示为：

$$\begin{aligned} I_1(t) &= R \left| \frac{E_{\text{ref}}(t) + E_R(t)}{2} \right|^2 \\ &= \frac{R}{4} \left\{ A_s \cos[\omega_s t + \varphi_{\text{sig}(t)}] + A_s \cos[(\omega_s + \omega_{LO})t] \right\}^2 \\ &\propto R A_s^2 \cos[\omega_{LO}t - \varphi_{\text{sig}(t)}] \\ I_2(t) &= R \left| \frac{E_{\text{ref}}(t) - E_R(t)}{2} \right|^2 \\ &\propto -R A_s^2 \cos[\omega_{LO}t - \varphi_{\text{sig}(t)}] \end{aligned} \quad \dots(4.9)$$

其中 R 是 PD 的响应度。平衡探测器的光电流 $I(t)$ 可以表示为：

$$\begin{aligned} I(t) &= I_1(t) - I_2(t) \\ &\propto 2R A_s^2 \cos(\omega_{LO}t - \varphi_{\text{sig}(t)}) \end{aligned} \quad \dots(4.10)$$

利用三角函数和 Jacobi-Anger 展开公式，对式(4.10)进行展开可得到：

$$\begin{aligned} I(t) &\propto 2A_s^2 \left\{ \cos(2\pi f_{LO} t) \cos[\varphi_{\text{sig}(t)}] + \sin(2\pi f_{LO} t) \sin[\varphi_{\text{sig}(t)}] \right\} \\ &\propto \left\{ \cos(2\pi f_{LO} t) \left\{ J_0(z) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(z) \cos[2n(2\pi f_{\text{sig}} t)] \right\} \right. \\ &\quad \left. + \sin(2\pi f_{LO} t) \left\{ 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(z) \sin[(2n-1)(2\pi f_{\text{sig}} t)] \right\} \right\} \end{aligned} \quad \dots(4.11)$$

其中， $z = \pi V_0 / V_{\pi}$ ，则有：

$$\begin{aligned}
 I(t) &\propto [\sin(2\pi f_{LO} t) J_1(z) \sin(2\pi f_{sig} t)] \\
 &\propto \cos[2\pi(f_{LO} - f_{sig}) t]
 \end{aligned}
 \tag{4.12}$$

由式 (4.12) 可以看出，平衡探测器的输出是微波光信号相对本振光信号的差频信号，即所搭建的光子辅助混频器方案能够完成射频信号和本振信号的混频功能。

4.4 基于光子混频器的性能测试

对图 4.6 所示的光子辅助混频器性能进行测试，高功率窄线宽的激光器产生一个波长为 1550.12nm 的激光通过 PMF 注入到 DP-DPMZM 作为光载波信号，分别使用两个微波源产生两个单频信号作为射频信号和本振信号，它们的参数分别为射频信号频率为 13GHz 功率为-10dBm，本振信号的频率为 15GHz，功率为 8dBm，光滤波器选择出调制光信号的正一阶光边带进去相干接收机中进行混频处理，射频信号和本振信号的混频信号由信号分析仪(Keysight, 9030A)进行频谱分析。

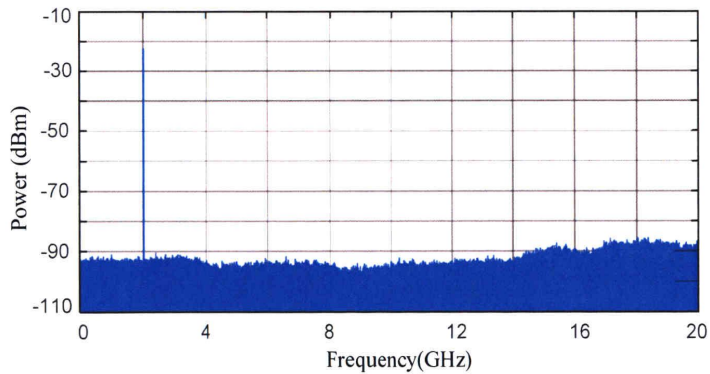


图 4.7 混频器输出中频信号频谱

Figure 4.7 Frequency spectrum at output of the mixer

射频信号和本振信号的混频输出结果如图 4.7 所示，可以看出混频结果中除了射频和本振信号的差频频率 2 GHz 频率成分之外，其他高次谐波都得到很好的抑制，且对射频信号和本振信号具有较好的隔离度。

接着对光子混频器的噪声系数进行测试，其中本振信号为频率为 12GHz，功

率为 7dBm 的信号源产生，射频信号由宽带噪声源 (Keysight, 346B) 代替，混频器中频信号输入到信号分析仪 (Keysight, N9030A) 进行测试，该光子混频器的噪声系数测试结果如图 4.8 所示。在 6 GHz 带宽范围内，混频器的噪声系数均值约为 33.5 dB。

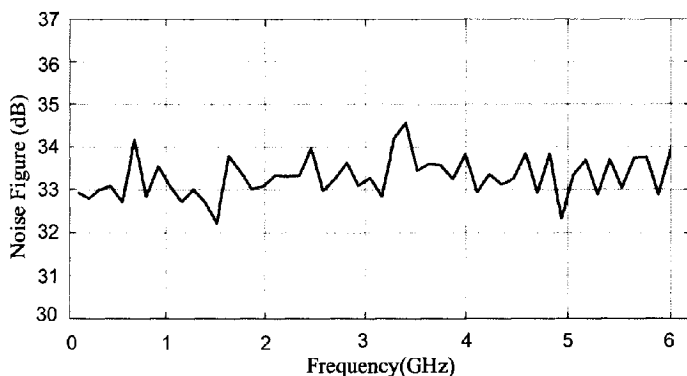


图 4.8 噪声系数测试结果

Figure 4.8 Noise figure performance of the mixer

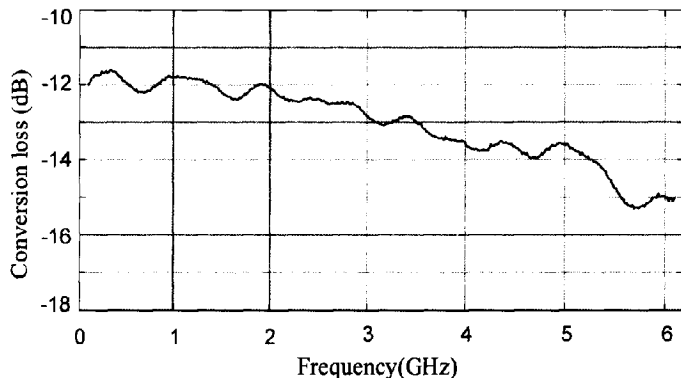


图 4.9 变频增益测试结果

Figure 4.9 Frequency conversion gain of the mixer

对光子混频器的变频增益测试结果如图 4.9 所示，所使用到的设备是矢量网络分析仪 (Keysight, N5244A)，测试时输入本振信号的频率为 12GHz 功率为 8 dBm 并保持恒定，射频输入信号的功率为 -20dBm，并使其的频率设置为从 12.1GHz 扫描到 18.1GHz，因此输出中频信号的频率范围为 0.1GHz~6.1GHz，可

以看到,该光子混频器的变频增益在 5GHz 带宽内从-12dB 下降到-14dB,这是由于实验中使用的光电探测器的响应带宽为 5GHz,当频率进一步增大时,已经超过了探测器的响应带宽。

同时对该光子混频器的相位特性做了测试,实验参数保持不变,使用网络分析仪对混频器的相位特性测试结果如图 4.10 所示,由测试结果可以看出,该混频器在 6GHz 带宽范围内具有比较好的相位线性度,这是由于该混频结构使用了光波偏振复用技术使射频信号和本振信号在同一光路中传输,保持了两个信号之间的相位关系。

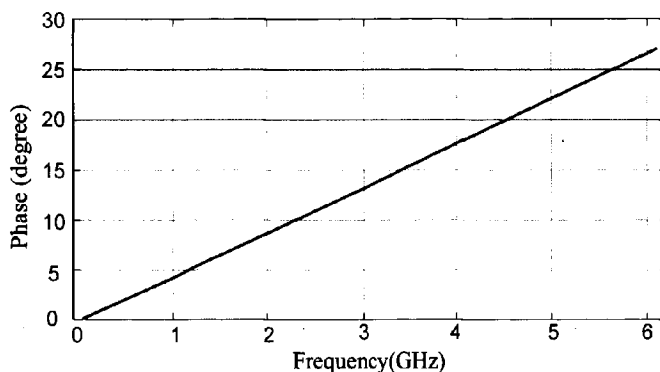


图 4.10 相位特性测试结果

Figure 4.10 Phase characteristics of the mixer

为了对光子辅助混频器进行去调频雷达接收机进行测试,搭建了如图 4.6 所示的光子去调频雷达接收机系统,高功率窄线宽的激光器输出的激光通过 PMF 注入到 DP-DPMZM,光波进入 DP-DPMZM 后分为两束,分别进入两个 MZM,两束光在两个 MZM 分别被雷达回波信号和参考信号调制,调制后的两束光波再通过偏振旋转器和偏振合束器正交偏振复用,在 DP-DPMZM 的输出端,正交偏振复用的雷达回波光信号和参考光信号通过一段 PMF 进入光相干接收机。定制的光相干接收机被用于获得两个偏振方向的光波电场的乘积。正交复用的光回波信号和参考信号先经偏振旋转,转换到同一个偏振态,再经过 2×2 耦合器进行光波电场的混叠,随后进入平衡探测器的两个光电探测器,在平衡探测器的输出将可以得到两个偏振方向的光波电场的乘积,这个乘积对应参考射频信号和回波

信号去调频处理的输出。

图 4.11 展示了基于光子混频器的雷达接收系统，实验中雷达采用 ISAR 工作模式，在发射机端产生的雷达发射波形为中心频率 14.6GHz 重复周期为 125us 的连续 LFM，带宽为 4GHz，理论上的距离向分辨率为 3.75 cm，ISAR 处理算法基于加窗的二维傅里叶变换。首先我们以一对角反射器为目标，在微波暗室中评估该接收系统的性能。两个角反射器距离向间距 0.45m。

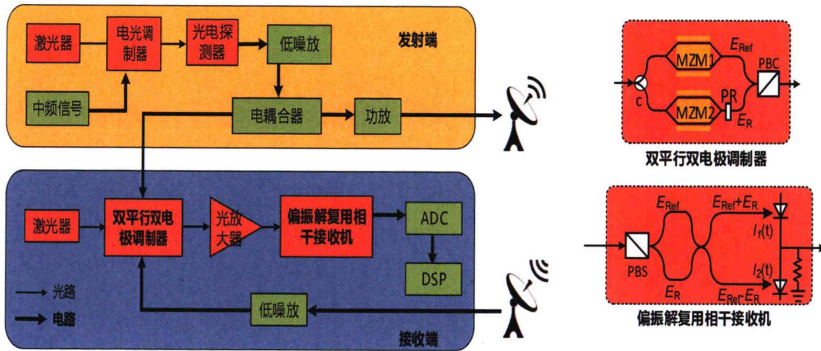
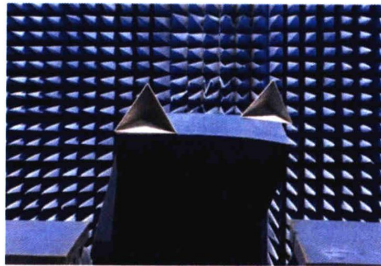
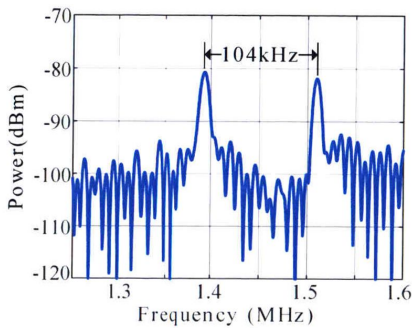


图 4.11 基于光子去调频处理雷达接收机验证系统

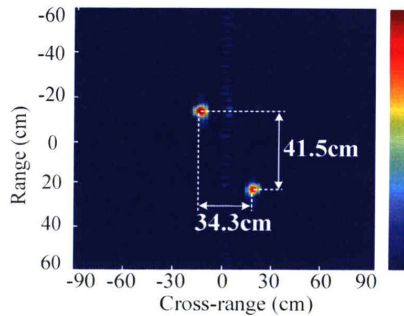
Figure 4.11 Radar receiver based on photonic de-chirp processing



(a) 角反目标实物图片



(b) 双角反测距结果



(c) 双角反成像结果

图 4.12 角反测距和成像结果

Figure 4.12 Rang measurement and radar imaging for TCR

实验中发射信号的功率为-30 dBm，透镜天线的增益是 27dB，角反的距离向和方位向的距离分别是 0.45m 和 0.4m。首先对静态角反的回波进行去调频处理，其结果如图 4.12 (b)所示，间距 104kHz 的双音信号对应的距离 0.487m，和实际的相对位置吻合。随后进行了转台成像，双角反被放置于 10 度/秒的转台，此时两个角反在距离向和方位向分别相距 0.40m 和 0.35m。成像结果如图 4.12(c)所示。从结果中计算得到方位向和距离向的间距分别为 0.343m 和 0.415m，与实际情况基本吻合。

4.5 本章小结

本章主要针对光子辅助混频器做了相应的研究工作。首先介绍了决定混频器性能的几个主要参数指标，然后对光子辅助混频技术做了简要的说明，比较了级联结构和平行结构混频器的性能优缺点，基于此背景详细研究了偏振正交复用的平行光子混频结构，理论分析并推导了基于光子辅助混频器的工作原理，并在实验室环境搭建了基于光波偏振复用和相干光探测技术的平行架构光子混频器。利用现有的商用仪器测量设备对该混频器的混频功能、噪声系数、变频增益和相位线性度等指标进行了测量，测试结果表明，光子辅助混频技术具有良好的射频信号混频功能。最后对基于光子辅助混频器搭建了一个 ISAR 去调频接收机系统，成功实现了对两个角反目标的暗室测距实验和转台成像测试。本章研究内容为双波段去调频雷达接收机的实现奠定了基础。

第 5 章 基于光子辅助去调频处理的双波段雷达接收机

本章提出一种光子辅助双波段连续波雷达去调频接收方案,该双波段雷达接收机基于光子频率下变频器。在接收机中,这里用一个双偏振正交相移键控 (Dual-Polarization Quadrature Phase Shift Keying, DP-QPSK) 调制器替代了文献 [71] 中的双偏振二进制相移键控 (Dual-Polarization Binary Phase Shift Keying, DP-BPSK) 调制器,其中 DP-QPSK 调制器包含 2 个分支,每个分支包含由 2 个子马赫曾德尔调制器 (Mach-Zehnder Modulator, MZM) 组成的 QPSK 调制器,在 DP-QPSK 调制器的输出端两个分支的光波通过偏振合束实现光波的偏振正交复用,双波段雷达系统的两对参考信号和回波信号通过 4 个子 MZM 调制到由窄线宽光源产生的光载波上。通过调节直流偏置电压的大小,使调制一个波段雷达信号的调制器工作在最大偏置点而使调制另一个波段雷达信号的调制器工作在最小偏置点,分别选择参考信号和回波信号调制之后的正二阶和正一阶光边带进行光子辅助去调频处理,得到双波段雷达回波的去调频中频信号,再通过后续数字信号处理提取目标回波中携带的反射信息。

5.1 双波段光子去调频接收机方案原理

所提出的光子辅助双波段雷达回波去调频接收链路如图 5.1 所示,为了便于分析,这里以 C 波段和 Ku 波段为例进行实验原理介绍,双波段雷达实验演示系统工作在 C 波段和 Ku 波段,该双波段雷达系统由双波段雷达发射机、两对天线和双波段雷达接收机组成。其中,接收机中使用的 DP-QPSK 调制器由四个 sub-MZM 组成,且它的上下两个臂分别由两个 sub-MZM 构成双平行 QPSK 结构,如图 5.1 (a) 所示。分别使用 X 和 Y 代表两个正交的偏振方向,则双波段接收机中使用的 DP-QPSK 调制器的四个 sub-MZM 可分别表示为偏振方向为 X 的两个调制器 X_I 和 X_Q 以及偏振方向为 Y 的两个调制器 Y_I 和 Y_Q 。其中, C 波段的雷达参考信号和回波信号通过调制器 X_I 和调制器 Y_I 调制到光载波上,这两路信号通过偏振复用后进行输出,且这两个子调制器均工作在最大偏置点。相似的,来自

Ku 波段的雷达参考信号和回波信号通过调制器 X_Q 和 Y_Q 调制到光载波上，与 C 波段不同的是这两个子调制器均工作在最小偏置点，经过偏振复用后在调制器末端输出。

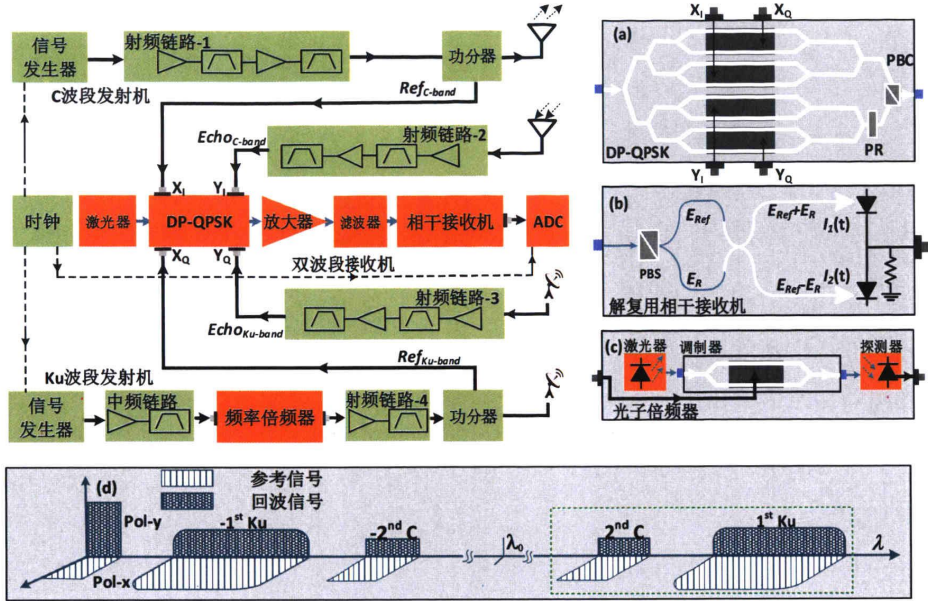


图 5.1 光子辅助双波段雷达接收机原理图

Figure 5.1 Diagram of photonic-assisted dual-band radar receiver

C 波段和 Ku 波段雷达发射机分别用来产生位于两个不同波段的雷达发射 LFM 信号。其中，C 波段发射机由信号发生器，射频链路-1 和功分器组成，Ku 波段发射机由信号发生器，中频链路，光子辅助倍频器，射频链路-4，和功分器 -2 构成。在 C 波段雷达发射机端，双通道信号发生器的通道 1 产生一个 C 波段的 LFM 信号，该信号输入到由一系列放大器和带通滤波器构成的射频链路-1 中进行功率放大，经过功率放大的 C 波段 LFM 信号被一个功分器分为两路。其中一路信号输入到 C 波段发射天线作为 C 波段雷达发射信号；另一路信号输入到调制器 X_I 作为 C 波段参考信号。在 Ku 波段发射机端，双通道信号发生器的通道 2 产生一个中频 LFM 信号，中频链路用来放大该中频 LFM 信号的功率，经过放大的中频信号输入到光子辅助四倍频模块中进行倍频处理，产生一个中心频率和带宽相对于原始中频信号四倍频之后的射频信号。该光子辅助四倍频模块结构

如图 1.(c) 所示, 它由激光器、电光调制器和光电探测器构成, 其中中频微波信号经由电光调制器调制到光载波上, 再通过调节加载在电光调制器上直流电压的大小使该调制器工作在最大偏置点, 因此在光电探测器的输出端将产生原始中频信号二倍频和四倍频之后的射频信号。而射频链路-4 的功能是将不需要的信号成分和杂散滤除, 只留下四倍频之后的射频信号, 并将其功率进行放大。在射频链路-4 输出端, 另一个功分器将 Ku 波段 LFM 信号分为两路, 一路输入到调制器 X_Q 作为 Ku 波段参考信号, 另一路信号输入到 Ku 波段传输天线作为发射信号。双波段的回波信号分别由相应的接收天线进行接收, 其中, 射频链路-2 作用是将 C 波段回波信号进行功率放大, 放大后的 C 波段回波输入到调制器 Y_I 调制到光载波上; 而 Ku 波段的回波经过射频链路-3 放大后输入到调制器 Y_Q 进行调制。

双波段光子辅助去调频雷达接收机的作用是将雷达回波信号和相应的参考信号进行光子辅助去调频处理, 从而得到双波段雷达信号的去调频中频信号, 它由一个窄线宽激光器、双偏振正交相移调制器、掺铒光纤放大器、双偏振光滤波器 (dual-polarization optical band pass filter, DP-OBPF)、相干接收机和 ADC 组成。在双波段接收机中, 窄线宽激光器产生的激光输入到 DP-QPSK 调制器中作为光载波信号, DP-QPSK 调制器的结构如图 1. (a) 所示, 它的上下两个臂均由双平行马赫-曾德尔调制器 (DP-MZM) 构成, 其中, 一个 90° 偏振旋转片通过将 DP-QPSK 调制器下臂的 DP-MZM 输出信号进行偏振旋转, 上下两臂的调制信号在 DP-QPSK 调制器的输出端经过偏振复用的方式进行输出。光载波信号在 DP-QPSK 调制器的输入端被分为两路, 分别输入到两个 DP-MZM 中被双波段雷达信号的两对参考信号和回波信号调制。通过调节加载在四个 sub-MZM 上直流电压的大小, 使调制 C 波段的雷达参考信号和回波信号的子调制器 X_I 和调制器 Y_I 工作在最大偏置点, 从而抑制一阶光边带的产生, 而光载波和正负二阶光边带在调制器 X_I 和 Y_I 的输出端经过偏振复用之后耦合到后续的光放大器中, 同时调制 Ku 波段的雷达参考信号和回波信号的子调制器 X_Q 和调制器 Y_Q 工作在最小偏置点, 光载波和其他偶阶光边带均被抑制, 留下正负一阶光边带同样经过偏振复用之后输入到掺铒光纤放大器中, 支持两个偏振方向同时放大的光放大器将双波段的雷达信号进行功率放大之后输入到可调光滤波器, 光滤波器同时滤出 C 波段

的正二阶雷达参考信号和回波信号的光边带和 Ku 波段调制信号的正一阶光边带输入到相干接收机进行去调频处理。相干接收机的输出中频信号由 ADC 采样后输入到数字信号处理器中计算得到目标的位置信息。在接收链路中，双波段雷达的参考和回波信号通过偏振复用的方式在相同的光路中进行传输，则可以认为外界环境对参考信号和回波信号传输路径的扰动是相似的，这两路信号的相位关系可认为保持不变，因此在相干接收机的输出端得到的是一个相位稳定的中频输出信号。

5.2 双波段雷达接收机理论原理分析

假设双波段雷达发射机产生的雷达发射信号均为调频连续波信号，则 C 波段和 Ku 波段雷达发射 LFM 信号分别记为 S_{Tx_C} 和 S_{Tx_Ku} ，这里双波段雷达发射信号可表示为：

$$\begin{cases} S_{Tx_C}(t) = V_C \cos(\omega_C t + k_C \pi t^2) \\ S_{Tx_Ku}(t) = V_{Ku} \cos(\omega_{Ku} t + k_{Ku} \pi t^2) \end{cases} \quad \dots(5.1)$$

其中 V_C ， V_{Ku} ， ω_C ， ω_{Ku} ， k_C 和 k_{Ku} 分别是双波段雷达发射信号的幅度，角频率，和调频率。

雷达回波信号可以看作为发射 LFM 信号的延时，且回波信号幅度被目标的反射特性加权。这里假设在距离雷达为 r 处有一个点目标，则双波段雷达回波信号可以表示为：

$$\begin{cases} S_{Rx_C} = f_C(r) \cdot S_{Tx_C}(t - \tau) \\ S_{Rx_Ku} = f_{Ku}(r) \cdot S_{Tx_Ku}(t - \tau) \end{cases} \quad \dots(5.2)$$

其中， $f_C(r)$ 和 $f_{Ku}(r)$ 分别为目标在 C 波段和 Ku 波段的反射率， $\tau = 2r/c$ 为回波的时延， c 为光在空气中的传播速度。

激光器产生的光载波可记为 $A_0 \exp(j\omega_0 t)$ ，由于用于调制 C 波段雷达参考信号和回波信号的两个 sub-MZM 工作在最大偏置点，则在 DP-QPSK 调制器的输出端，C 波段的调制信号可记为：

$$\begin{bmatrix} E_{Pol-X_C} \\ E_{Pol-Y_C} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \exp(-j\omega_0 t) \times \begin{bmatrix} \left\{ J_0(\beta_{ref_C}) - J_2(\beta_{ref_C}) \begin{Bmatrix} \exp[2j(\omega_c t + k_c \pi t^2)] + \\ \exp[-2j(\omega_c t + k_c \pi t^2)] \end{Bmatrix} \right\} \\ \left\{ J_0(\beta_{echo_C}) - J_2(\beta_{echo_C}) \begin{Bmatrix} \exp\{2j[\omega_c(t-\tau) + k_c \pi(t-\tau)^2]\} + \\ \exp\{-2j[\omega_c(t-\tau) + k_c \pi(t-\tau)^2]\} \end{Bmatrix} \right\} \end{bmatrix} \quad \dots(5.3)$$

其中, A_0 为输入调制光信号的幅度值, 且其和输入光载波功率 P_0 之间满足关系式 $P_0 = |A_0|^2/2$, ω_0 为光载波的角频率, $J_n(x)$ 是 n 阶第一类贝塞尔函数, β_{ref_C} 和 β_{echo_C} 分别为 C 波段参考信号和回波信号的调制系数, 且满足 $\beta_{ref_C} = \pi V_C/V_\pi$ 和 $\beta_{echo_C} = \pi f_c(r) V_C/V_\pi$ 。随后可调光滤波器滤出的 C 波段的调制信号二阶光边带可表示为:

$$\begin{bmatrix} E_{Pol-X_C} \\ E_{Pol-Y_C} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 G \exp(-j\omega_0 t) \times \begin{bmatrix} J_2(\beta_{ref_C}) \exp[-2j(\omega_c t + k_c \pi t^2)] \\ J_2(\beta_{echo_C}) \exp\{-2j[\omega_c(t-\tau) + k_c \pi(t-\tau)^2]\} \end{bmatrix} \quad \dots(5.4)$$

其中, G 为掺铒光纤放大器的增益。所滤出的两个光边带在相干接收机中进行平衡探测, 接收机的两个光电探测器所产生的带内光电流可记为:

$$\begin{aligned} I_n &= R |E_{Pol-X_C} + (-1)^{n+1} E_{Pol-Y_C}|^2 \\ &= \frac{R}{2} G^2 |A_0|^2 \left\{ J_2(\beta_{ref_C})^2 + J_2(\beta_{echo_C})^2 + (-1)^{n+1} 2 \times \right. \\ &\quad \left. J_2(\beta_{ref_C}) J_2(\beta_{echo_C}) \cos(4k_c \pi t + 2\omega_c \tau - 2k_c \pi t^2) \right\} \quad \dots(5.5) \end{aligned}$$

式 (4.5) 中 $n=1$ 或 2 , R 为光电探测器的响应度, 则在相干接收机的输出端, 由 C 波段雷达回波信号产生的去调频中频信号可表示为:

$$\begin{aligned} S_{IF_C} &= 2RG^2 |A_0|^2 J_2(\beta_{ref_C}) J_2(\beta_{echo_C}) \cdot \cos\{2[2k_c \pi t + \omega_c \tau - k_c \pi t^2]\} \\ &\approx R |A_0|^2 G^2 \frac{\beta_{ref_C}^2 \beta_{echo_C}^2}{32} \cdot \cos\{2[2k_c \pi t + \omega_c \tau - k_c \pi t^2]\} \quad \dots(5.6) \end{aligned}$$

同样的, 用于调制 Ku 波段雷达参考信号和回波信号的两个 sub-MZM 工作在最小偏置点, 则在 DP-QPSK 调制器的输出端, Ku 波段的调制信号可表示为:

$$\begin{bmatrix} E_{Pol-X_Ku} \\ E_{Pol-Y_Ku} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} A_0 \exp(-j\omega_0 t) \times \begin{bmatrix} -jJ_1(\beta_{ref_Ku}) \{ \exp[j(\omega_{Ku}t + k_{Ku}\pi t^2)] + \exp[-j(\omega_{Ku}t + k_{Ku}\pi t^2)] \} \\ -jJ_1(\beta_{echo_Ku}) \left\{ \begin{aligned} &\exp\{j[\omega_{Ku}(t-\tau) + k_{Ku}\pi(t-\tau)^2]\} + \\ &\exp\{-j[\omega_{Ku}(t-\tau) + k_{Ku}\pi(t-\tau)^2]\} \end{aligned} \right\} \end{bmatrix} \quad \dots(5.7)$$

同理可以得到，Ku 波段雷达回波信号产生的去调频中频信号可表示为：

$$\begin{aligned} S_{IF_Ku} &= 2R|A_0|^2 G^2 J_1(\beta_{ref_Ku}) J_1(\beta_{echo_Ku}) \\ &\quad \times \cos(2k_{Ku}\pi t + \omega_{Ku}\tau - k_{Ku}\pi\tau^2) \quad \dots(5.8) \\ &\approx \frac{1}{2} R|A_0|^2 G^2 \beta_{ref_Ku} \beta_{echo_Ku} \cos(2k_{Ku}\pi t + \omega_{Ku}\tau - k_{Ku}\pi\tau^2) \end{aligned}$$

由式 (5.6) 和 (5.8) 可以看到，C 波段和 Ku 波段去调频得到的中频信号的频率分别是 $2k_C\tau$ 和 $k_{Ku}\tau$ ，它们都是一个与目标距离相关的频率项，因此可以通过进一步的数字信号处理恢复得到目标的位置信息。并且当 C 波段和 Ku 波段的雷达发射信号采用相同的调频率时，双波段雷达信号通过去调频得到的中频信号具有不同的信号频率，它们在接收机输出信号中占据不同的频谱位置，表明能够利用同一个接收机对双波段的雷达回波信号进行同时接收，并且保证双波段的雷达信号互不干扰。

对于一个实际的雷达应用场景，由于去调频处理是针对具有一定场景宽度的雷达回波进行的，因此双波段雷达去调频得到的中频信号均是一个具有一定带宽的中频信号。随着探测场景宽度的进一步增大，双波段去调频得到的中频信号带宽也进一步增大，随之而来的是可能导致双波段去调频中频信号频谱出现混叠，因此有必要对该双波段雷达接收机的探测场景宽度做一个明确的分析。假设雷达的探测场景窗口为从距离 r_1 到距离 r_2 ，在不改变雷达接收机系统参数的情况下，根据式 (5.6) 和 (5.8) 可以得到 C 波段的去调频中频信号带宽为 $4k_C(r_2-r_1)/c$ ，而 Ku 波段的去调频中频信号带宽为 $2k_{Ku}(r_2-r_1)/c$ ，双波段雷达去调频信号互不干扰的使用条件如表 5.1 所示。

表 5.1 双波段雷达接收机探测场景宽度要求

Table 5.1 The requirements for interference-free operation

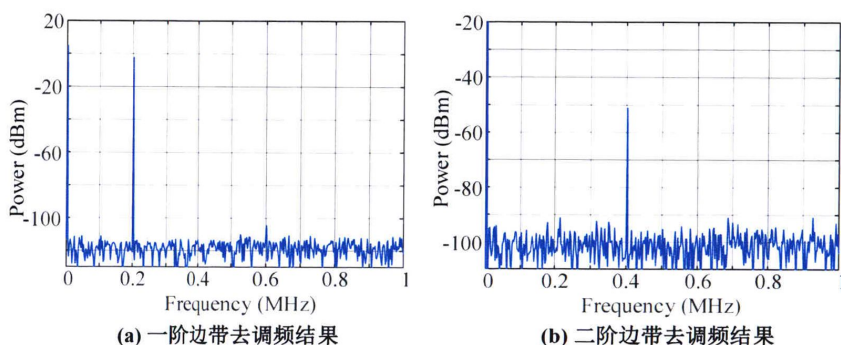
调频率情况	探测场景宽度要求
$k_{Ku} < 2k_C$	$(r_2/r_1) < 2(k_C/k_{Ku})$
$k_{Ku} > 2k_C$	$(r_2/r_1) < (1/2) \times (k_{Ku}/k_C)$
$k_{Ku} = 2k_C$	-----

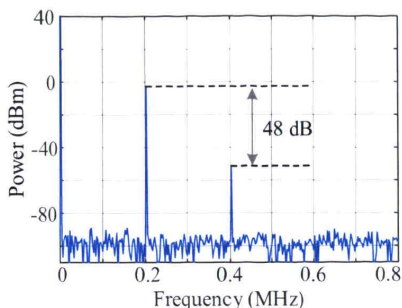
对于真实雷达使用场景，当双波段去调频得到的中频信号出现频谱重叠时，此时可以通过改变不同波段使用的子调制器的工作点偏置方式来达到消除频谱交叠的现象，通过改变直流偏置电压的大小，使调制 C 波段的雷达参考信号和回波信号的子调制器 X_I 和调制器 Y_I 工作在最小偏置点，而让调制 Ku 波段的雷达参考信号和回波信号的子调制器 X_Q 和调制器 Y_Q 工作在最大偏置点。对于双波段调频率相等的情况，假设目标区域和雷达的距离为 1 km 时，根据表 5.1，该双波段雷达接收机的最大探测带宽为 1km，这对于一般的逆合成孔径雷达的应用来说是基本满足要求的，而该双波段雷达接收机在合成孔径雷达的应用需求时则需要选择合适的探测带宽。

5.3 双波段接收机实验验证

对于本文所提出的双波段雷达接收机，为了对它的双波段雷达接收性能进行验证，这里通过 MATLAB 软件仿真和微波暗室实验对双波段雷达接收机的性能进行了验证。

5.3.1 双波段接收机性能仿真验证



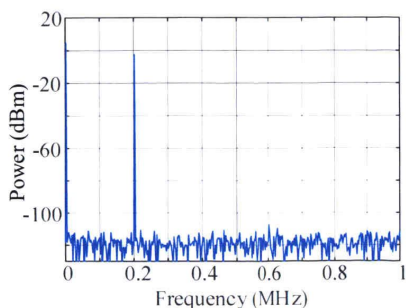


(c) 双波段同时去调频结果

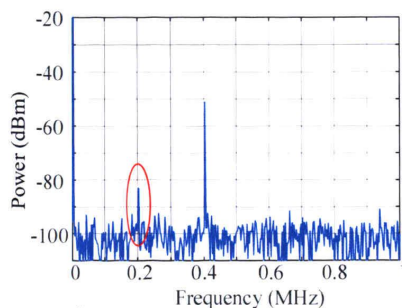
图 5.2 双波段去调频雷达接收机仿真验证结果

Figure 5.2 Simulation results for dual-band de-chirp processing radar receiver

利用 MATLAB 2016b 软件对提出的双波段去调频接收机进行仿真验证，使用的雷达发射信号是带宽为 30 MHz 的 LFM 连续波信号，脉冲重复周期为 100 μ s，对一个距离为 100 m 的点目标进行去调频接收，也即双波段发射信号使用同一个 LFM 信号代替。利用一阶光边带和二阶光边带进行去调频接收的中频信号结果分别为 0.2 MHz 和 0.4 MHz，如图 5.2 (a)和 5.2 (b)所示，与理论结果相符，接着同时对双波段的信号进行去调频接收，双波段的去调频结果如图 5.2 (c)所示，可以看到双波段去调频中频信号位于不同的频率位置，表明可以用该接收机对双波段的雷达信号进行同时接收，双波段雷达信号之间互不干扰。值得注意的是，使用二阶边带去调频中频信号幅度值比一阶边带去调频信号的幅度低 48 dB，因此在实际的双波段应用场景中，应合理配置双波段雷达参考信号的功率值，以使双波段去调频的两个中频信号功率比较均衡。



(a) 偏置电压漂移30mV对Null点的影响



(b) 偏置电压漂移30mV对Peak点的影响

图 5.3 偏置电压漂移 30mV 对去调频结果的影响

Figure 5.3 Result of de-chirp processing with a bias voltage drift of 30mV

如 5.1 节所述, 利用同一个去调频接收机对双波段的雷达回波信号进行同时接收是通过使用雷达调制信号的一阶光边带和二阶光边带对双波段的信号分别进行去调频处理实现的, 因此, 偏置电压的稳定决定着去调频接收机的性能。仿真实验中使用的半波电压为 5V, 当直流偏置电压出现 30mV 的漂移时, 对一阶边带去调频结果几乎没有影响, 而二阶边带去调频结果中出现其他的频率成分, 该信号的频谱与一阶去调频信号的位置相同, 该频率成分是偏置电压的漂移导致二阶边带接收链路中一阶边带的不完全抑制导致的, 残余的一阶边带之间互相拍频得到图 5.3 (b) 中的杂散成分。

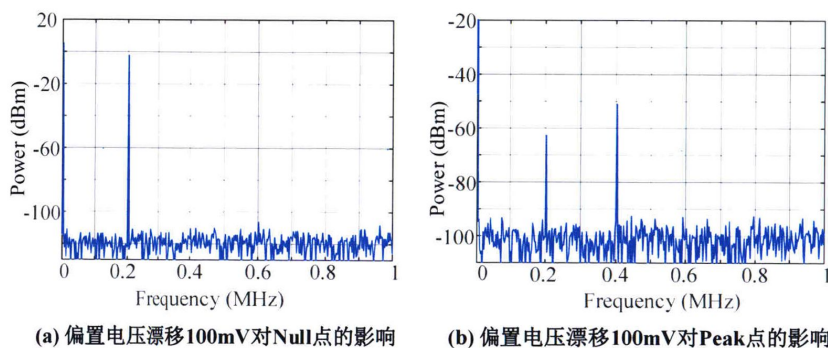


图 5.4 偏置电压漂移 100mV 对去调频结果的影响

Figure 5.4 Result of de-chirp processing with a bias voltage drift of 100mV

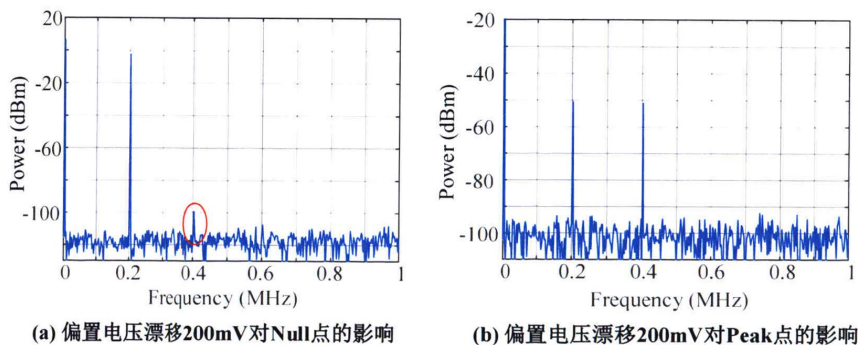


图 5.5 偏置电压漂移 200mV 对去调频结果的影响

Figure 5.5 Result of de-chirp processing with a bias voltage drift of 200mV

当偏置电压的漂移量达到 100mV 时，对一阶边带去调频的结果依然影响不大，而二阶边带去调频结果中杂散信号幅度进一步增大，如图 5.4 所示。当偏置电压的漂移量达到 200mV 时，一阶边带去调频结果中也开始出现杂散频率成分，如图 5.5 (a)所示。从以上偏置电压的漂移对去调频接收机的输出结果可以看出，使用二阶光边带对雷达信号进行去调频接收时对偏置电压的稳定性要求更高，实际场景中可使用商用的偏置点自动控制器来防止偏置电压的漂移，能够避免偏置电压不稳带来的中频输出杂散。

5.3.2 双波段雷达接收机实验验证

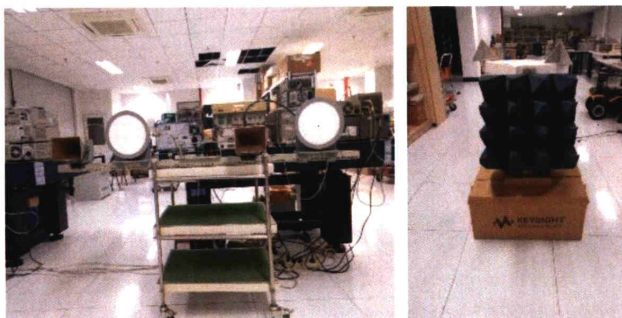
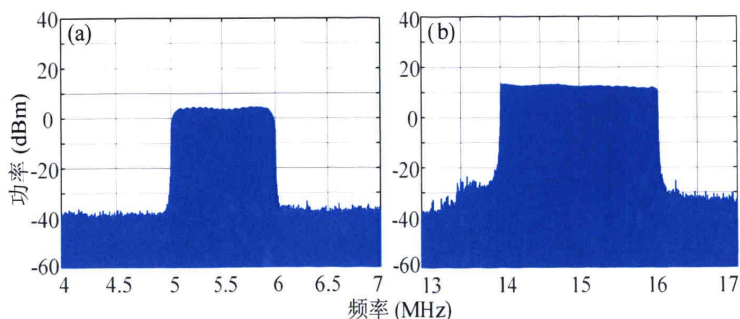


图 5.6. 双波段雷达实验系统和两个角反射器实物照片

Figure 5.6 Dual-band radar experimental system and optical image of two TCRs



(a) C 波段发射信号

(b) Ku 波段发射信号

图 5.7 双波段发射线性调频信号频谱.

Figure 5.7 The spectrum of transmitted signals of dual-band radar

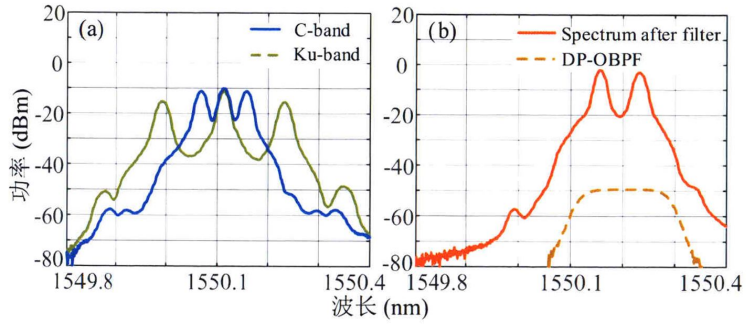


图 5.8 双波段雷达调制及滤波信号光谱

Figure 5.8 optical spectrum of modulated signals of dual-band radar

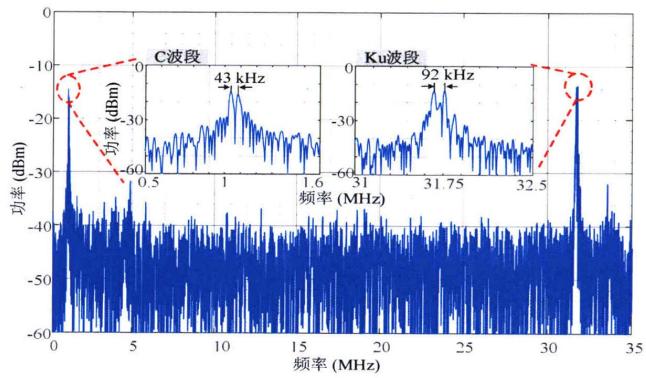


图 5.9 相干接收机输出中频信号频谱

Figure 5.9 The spectra at output of the coherent receiver

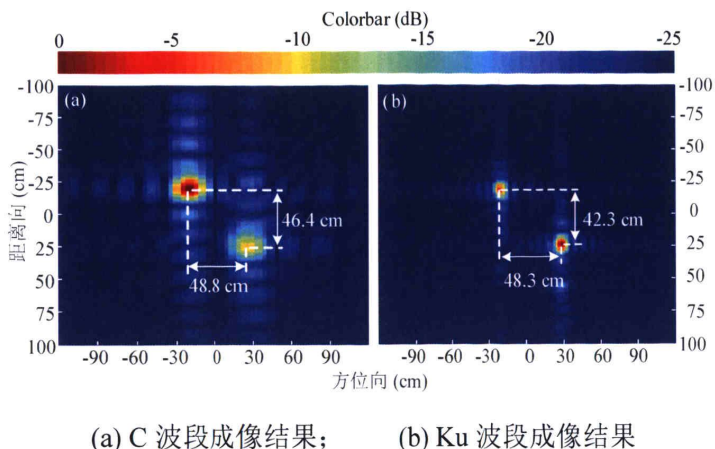


图 5.10 双角反转台成像结果

Figure 5.10 The image of a pair of rotating TCRs in C-band and Ku-band

微波光子双波段雷达实验验证链路如图 5.6 (a) 所示。双通道任意波形发生器 (Keysight M8190A) 的通道 1 产生一个中心频率为 5.5 GHz, 带宽为 1 GHz, 脉冲重复周期为 50 μs 的 C 波段 LFM 信号。该任意波形发生器的通道 2 产生一个中心频率为 3.75 GHz, 带宽为 0.5 GHz, 脉冲重复周期为 50 μs 的中频 LFM 信号, 该中频信号输入到光子辅助倍频模块产生一个中心频率为 15 GHz, 带宽为 2 GHz 的 Ku 波段 LFM 信号, 然后再接入到 Ku 波段的发射天线。根据雷达距离分辨率计算公式 $c/2B$, 其中 B 为雷达发射信号带宽, C 波段和 Ku 波段的理论距离分辨率分别为 15.0 cm 和 7.5 cm。实验中, C 波段信号发射功率为 8.6 dBm, Ku 波段的发射功率为 15.8 dBm, 发射 LFM 信号频率谱如图 5.7 所示。在接收机端, 窄线宽激光器 (Teraxion) 生成一个波长为 1550.14 nm, 功率为 17.6 dBm 的激光信号, 该光信号输入到 DP-QPSK 调制器 (Fujitsu FTM7977HQA) 中作为光载波。通过调节加载在 DP-QPSK 调制器上直流电压的大小, 使调制 C 波段的雷达参考信号和回波信号的子调制器 X_I 和调制器 Y_I 工作在最大偏置点, 同时让调制 Ku 波段的雷达参考信号和回波信号的子调制器 X_Q 和调制器 Y_Q 工作在最小偏置点, 可调光滤波器同时滤出 C 波段的正二阶雷达参考信号与回波信号的光边带和 Ku 波段调制信号的正一阶光边带输入到相干接收机进行去调频处理, 图 5.8 所示为 C 波段和 Ku 波段调制信号以及经过光滤波器滤波后的光谱图。滤波

后的调制信号输入到相干接收机 (Discovery Semiconductors) 中进行光子辅助去调频处理。其中, 相干接收机是一个由偏振波束分束器 (Polarization Beam Splitter, PBS), 平衡探测器和光路匹配的 3 dB 耦合器构成的组合模块。相干接收机输出的去调频中频信号由采样速率为 100 MSa/s 的 ADC 采集记录, 采样后的信号输入到数字信号处理器中进行信号处理以恢复目标的距离和多普勒频率等信息。

为了验证所提出的光子辅助双波段雷达系统, 将一对角反射器作为目标进行了一系列的距离测量和转台成像实验。首先, 将两个角反射器在距离向摆放相差约为 35 cm, 对这两个角反射器进行距离测量。相干接收机输出的 C 波段和 Ku 波段去调频中频信号频谱如图 5.9 所示, 可以看到, 在 C 波段和 Ku 波段均能观察到对应于两个目标的两个频率峰值。在 C 波段两个频率峰相差 43 kHz, 对应于测量距离 32.25 cm, 而在 Ku 波段两个频率峰相差 92 kHz, 对应于距离测量结果为 34.5 cm。随后, 将两个角反射器放置在转台上进行动目标成像实验, 转台转速为 $\pi/9$ rad/s, 两个角反射器的初始位置为距离向相差 45 cm, 方位向相差 50 cm。双波段雷达成像结果如图 5.10 所示, C 波段成像结果表明两目标在方位向和距离向测量距离分别为 46.4 cm 和 48.8 cm, 而在 Ku 波段的测量结果分别为 42.3 cm 和 48.3 cm, 成像结果表明双波段雷达在 C 波段和 Ku 波段都能够正确地恢复目标的位置信息。

5.4 本章小结

本章提出并验证了一种新的光子辅助双波段去调频雷达系统方案, 首先对该双波段雷达接收机工作原理进行了详细说明, 并且理论推导分析了双波段雷达接收机得到不同频率的中频信号的可行性。最后在实验室搭建了基于光辅助混频器的双波段雷达接收机系统, 对该系统进行了软件仿真实验和微波暗室角反目标测试。使用 C 波段和 Ku 波段成功实现了目标的距离测量实验和转台成像实验。该接收系统共用一套硬件设备, 减少了系统的体积功耗和造价。实验结果表明了使用微波光子技术对多波段雷达信号进行辅助接收具有较大潜力。

第6章 总结与展望

6.1 论文工作总结

多波段雷达由于能够获得目标的更多有用信息将会成为未来雷达的发展方向之一,而高分辨率成像能力也是现代雷达系统最具潜力的功能之一,因此研究多波段宽带雷达接收系统具有重要意义和应用前景。而微波光子技术由于具有大带宽信号的处理能力近年来被引入到现代雷达信号处理系统之中。本文基于微波光子辅助混频技术为基础,研究了平行结构的光子双波段去调频宽带雷达接收机系统,提出了一种能够对双波段雷达回波进行同时接收的去调频接收架构,由于利用了微波光子处理方法,因此满足对大带宽雷达信号的接收能力,并且提出的光子雷达接收机成功的实现了C波段和Ku波段雷达信号的接受处理测试,在微波暗室对角反目标进行了距离测试和ISAR成像测试。证明了光子技术具有构建多波段雷达系统的潜力。本文的主要研究内容包括:

(1) 实现了基于外调制的光子倍频法雷达信号产生。基于单个马赫曾德尔调制器实现了雷达信号的四倍频产生。通过将基频窄带的中频信号调制到光载波上,调节加载在电光调制器上直流电压的大小使其工作在最大偏置点,该调制光信号输入到光电探测器中进行光电转换,在探测器的输出端结合电滤波器选出需要的四倍频信号。与常用级联和并联调制器四倍频方案相比,结构更加简单。并且结合了现有的比较成熟的电学滤波方法,实际操作也比较灵活。使用该倍频方法,成功在实验室环境产生了超过5GHz带宽的LFM雷达连续波信号。为雷达接收机的实验验证提供了发射波形。

(2) 回顾现有的光子混频结构,通过对级联和并联调制器方案的比较,实现了光波偏振复用的平行结构光子混频器。为了实现宽频带大带宽信号的混频能力,使用宽带双平行双偏振调制器搭建了平行结构的光子混频器,调制后的光载本振信号和光载射频信号通过正交偏振复用的方式在同一段保偏光纤中进行传输,由于这两路信号的传输链路相同,因此可以认为温度变化和振动等外界环境变化对两个偏振光链路的扰动是类似的,从而保证了雷达参考信号和回波信号的

相位关系,在相干接收机的输出端能够获得一个相位稳定的中频输出信号。最终对该光子混频器的性能进行了系统的测试,包括混频器的变频增益、噪声系数、输入输出端口的隔离度和该混频器的相位特性。测试结果表明该光子混频器具有超过 5GHz 带宽的混频能力,并且支持宽频的射频信号输入范围,而且输出中频信号能够保持良好的幅度和相位特性。为双波段去调频雷达接收机的实现奠定了原理和可行性基础。

(3) 基于平行结构光子混频器,提出了双波段宽带去调频雷达接收机方案。现有的光子去调频雷达接收机常用的去调频方案是使用调制光信号的一阶边带进行混频操作,本文通过对调制光信号二阶光边带的利用,实现了二阶光边带的去调频处理,获得了与一阶光边带不同的去调频中频信号,从而能够实现使用一套硬件设备对双波段雷达信号的同时接收。同时,对该双波段雷达接收机的探测带宽进行了理论分析与讨论,并使用软件对影响该接收机性能的参数进行了仿真分析,最终搭建了一个双波段的去调频雷达接收机系统,利用该系统同时对 C 波段和 Ku 波段的雷达回波进行了去调频接收,并且这两个波段的去调频中频信号之间互不干扰,实现了对角反射器的距离测量和转台成像实验。证明了光子技术为新体制雷达的构建提供了一种思路。

6.2 后续研究展望

本文针对宽带双波段线性调频雷达信号的去调频接收,提出了一种基于光子辅助双波段去调频雷达接收机,对所提出的接收机方案,进行了角反测距和转台成像实验验证。但对于实际的双波段雷达场景应用,还有一些问题需要进行更加深入地研究:

(1) 针对多波段雷达系统的雷达信号接收处理。所提出的光子辅助去调频雷达接收机能够支持两个波段的雷达信号进行同时接收,但是对于更多雷达信号波段的接收问题,还需要对系统的方案结构做进一步的架构调整。目前已有的多波段雷达系统使用一个锁模激光器实现多波段雷达的产生与接收,但是受限于锁模激光器的重复频率,雷达信号的带宽有限。因此有必要研究基于多波段宽带雷达信号的发射和接收系统。

(2) 针对双波段雷达接收机更大探测宽度的研究。本文利用雷达调制光信号的二阶光边带进行雷达回波的去调频处理,能够得到和用一阶光边带去调频得到的中频信号频率不同的中频信号。从而使双波段去调频中频信号在频域进行分离。但是随着探测场景的进一步加大,双波段去调频信号仍然有可能出现频谱混叠的问题。因此,有必要对如何增大双波段雷达接收机的探测场景宽度进行下一步的研究工作。一个可行的思路是通过对其中一个波段的发射信号进行延时,从而能够更大程度得使双波段雷达去调频中频信号在频域分离,从而使雷达接收机得带宽进一步增大。

(3) 光子辅助雷达系统的集成化研究。目前的光子雷达系统基本上还是基于分立光电子器件得链路构造,整个系统结构还是比较庞大和复杂,并且由于光信号对环境变化得敏感性,容易造成其信号得相位抖动,因此研究集成化的光子雷达系统具有重要意义。这将进一步地减少光子雷达系统地体积、能耗与重量。

参考文献

- [1] 杜磊,陈洁,李敏敏,郑雄伟,李京,高子弘.机载激光雷达技术在滑坡调查中的应用——以三峡库区张家湾滑坡为例[J].国土资源遥感,2019,31(01):180-186.
- [2] A. Aprile, A. Mauri, D. Meledandri, T. Macri Pellizzeri and N. Pendeggia, GRIFO Radar: Advances and developments in high-resolution modes for an expert avionic radar for fighters[C], 2008 IEEE Radar Conference, Rome, 2008, pp. 1-5.
- [3] 施鹏超,池昌峰,杨永龙,袁丽伟.探地雷达在隧道超前地质预报中的应用[J].西部探矿工程,2019,31(03):170-172+175.
- [4] 张强,陆耀宾,于俊朋.面向应用的 GM-CPHD 雷达多目标跟踪技术[J].工业控制计算机,2019,32(02):80-82+85.
- [5] F. Kong, Y. Zhang, R. Palmer and Y. Bai, Wind Turbine radar signature characterization by laboratory measurements[C], 2011 IEEE RadarCon (RADAR), Kansas City, MO, 2011, pp. 162-166.
- [6] 韩长喜.德国亨索尔特公司推出 TRML-4D 有源相控阵多功能雷达[J].现代雷达,2018,40(07):86.
- [7] 陈亮.基于 FPGA 的多功能阵列雷达信号处理[D].西安电子科技大学,2018.
- [8] 仇荣超,娄树理,李廷军,宫剑.多波段红外图像的海面舰船目标检测[J].光谱学与光谱分析,2019,39(03):698-704.
- [9] 洪赞扬,王天亮,陈阳,袁牧野,王金华.基于微波光子的无光滤波 16 倍频信号生成方案[J].光通信技术,2018,42(10):10-13.
- [10] X. Xie et al., Broadband Photonic Radio-Frequency Channelization Based on a 39-GHz Optical Frequency Comb[J], in IEEE Photonics Technology Letters, vol. 24, no. 8, pp. 661-663, April 15, 2012.
- [11] H. Shao, H. Yu, X. Jiang, J. Yang and G. Roelkens, Large bandwidth and high accuracy photonic-assisted instantaneous microwave frequency estimation system based on an integrated silicon micro-resonator[C], 11th International Conference on Group IV Photonics

- (GFP), Paris, 2014, pp. 47-48.
- [12] W. Zhang and J. Yao, A silicon photonic integrated frequency-tunable microwave photonic bandpass filter[C], 2017 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP), Beijing, 2017, pp. 1-4.
- [13] 王天亮,袁牧野,刘波,徐志康.基于微波光子学的倍频三角波生成方法[J].激光技术,2019,43(01):79-82.
- [14] Capmany J, Novak D. Microwave photonics combines two worlds[J]. Nature Photonics, 2007, 1(6): 319-330.
- [15] Yao J P. Microwave photonics[J]. Journal of Lightwave Technology,2009, 27(3): 314-335.
- [16] Pan S L, Zhu D, Zhang F Z. Microwave photonics for modern radar systems[J]. Transactions of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 23(3): 219-240.
- [17] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. A fully photonics-based coherent radar system[J]. Nature, 2014, 507(7492): 341.
- [18] Ghelfi P, Laghezza F, Scotti F, et al. Photonics for radars operating on multiple coherent bands[J]. Journal of Lightwave Technology, 2016, 34(2): 500-507.
- [19] Scotti F, Onori D, Laghezza F. Fully Coherent S- and X-Band Photonics-Aided Radar System Demonstration[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2015, 25(11):1-1.
- [20] Li R, Li W, Ding M, et al. Demonstration of a microwave photonic synthetic aperture radar based on photonic-assisted signal generation and stretch processing[J]. Optics Express, 2017, 25(13): 14334-14340.
- [21] Zhang F, Guo Q, Wang Z, et al. Photonics-based broadband radar for high-resolution and real-time inverse synthetic aperture imaging[J]. Optics Express, 2017, 25(14): 16274-16281.
- [22] Ziyi M, Jianqiang L, Chunjing Y, et al. Dual-band dechirping LFM CW radar receiver with high image rejection using microwave photonic I/Q mixer[J]. Optics Express, 2017, 25(18):22055-22065.
- [23] 杜军,钟德星,高英鹏,刘恒.基于频率编码的频率分集阵列雷达技术研究[J].现代信息科技,2019,3(04):58-60.
- [24] 李清泉,李必军,陈静.激光雷达测量技术及其应用研究[J].武汉大学学报(信息科学

- 版), 2000, 25(5):387-392.
- [25] 吴曼青, 王炎, 靳学明. 收发全数字波束形成相控阵雷达关键技术研究[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23(4):45-47.
- [26] 白冰, 周健. 探地雷达测试技术发展概况及其应用现状[J]. 岩石力学与工程学报, 2001, 20(4):527-527.
- [27] 曾操, 梁思嘉, 王威, et al. 基于频率步进信号的旋转式合成孔径雷达成像方法[J]. 雷达学报, 2014, 3(4):401-408.
- [28] 庄旭昇, 汪玲, 高瑾, et al. 一种基于 WiFi 信号的运动目标无源雷达成像方法[J]. 雷达学报, 2014, 3(6):694-701.
- [29] 李涛. 一种线性调频信号超低旁瓣脉冲压缩方法[J]. 电讯技术, 2018, 58(05):545-551.
- [30] 周希辰, 张志武, 翟刚毅, 李云飞. 基于宽带调频步进信号的数字补偿方法研究[J]. 雷达与对抗, 2017, 37(04):7-10.
- [31] 陈滨, 周正欧, 刘光祜, 等. 混沌噪声源在噪声雷达的应用[J]. 现代雷达, 2008, 30(5):24-28.
- [32] 林琳. 非线性调频雷达信号的参数估计算法研究[D]. 电子科技大学, 2006.
- [33] WELVIN M and SCHEER J. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques[M], Scitech Publishing, 2012. DOI: 10.1049/SBRA020E.
- [34] 潘时龙, 张方正, 叶星炜, 高彬栋, 郭清水. 基于微波光子技术的实时高分辨雷达成像[J]. 上海航天, 2018, 35(06):43-50.
- [35] 王彩云, 许小剑, 毛士艺. 高分辨率雷达中带宽对信号检测影响的研究[J]. 宇航学报, 2006, 27(5):915-919.
- [36] 林悦. 基于高分辨距离像的雷达目标识别技术研究[D]. 南京信息工程大学, 2018.
- [37] 曹继明, 李若明, 杨继尧, 孙强, 李王哲. 基于去调频接收技术的微波光子双波段线性调频连续波雷达[J/OL]. 雷达学报:1-8[2019-04-03].
- [38] 钱延军, 唐海云, 罗懋康. 去调频处理的合成孔径雷达成像[J]. 电讯技术, 2009, 49(2):9-13.
- [39] 安道祥, 李欣, 黄晓涛, et al. 基于去调频技术的斜视聚束 SAR 成像方法[J]. 中国科学: 信息科学, 2012(2):220-236.

- [40] 汪玲. 逆合成孔径雷达成像关键技术研究[D]. 南京航空航天大学.
- [41] 余杨, 眭晓林. 新型双频相干脉冲压缩测速测距激光雷达[J]. 激光与红外, 2019, 49(02): 165-169.
- [42] 张宇冉, 孟凡效, 丁乐乐, 惠孟堂. 基于北斗多普勒单点测速精度分析[J]. 测绘地理信息, 2018, 43(05): 76-78+103.
- [43] 王超. 一种基于脉冲压缩的机载条带 SAR 重叠子孔径实时成像算法[J]. 雷达学报.
- [44] 张永红, 张继贤, 林宗坚. 合成孔径雷达成像处理的数学原理[J]. 遥感信息, 2000(4): 13-15.
- [45] 保铮, 孙长印, 邢孟道. 机动目标的逆合成孔径雷达成像原理与算法[J]. 电子学报, 2000, 28(6): 19-23.
- [46] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 电子工业出版社, 2005.04
- [47] 李林琳, 赵毅寰, 丁庆海, 刘鑫. 基于运动补偿的双通道星载 SAR 动目标检测方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(06): 1015-1021.
- [48] 胡旭超, 刘捷, 谭贤四, 曲智国. 一种多高速运动目标补偿方法[J]. 空军预警学院学报, 2018, 32(06): 402-406.
- [49] 曹跃祖. 声光效应原理及应用[J]. 物理与工程, 2000(5): 46-47.
- [50] 付琼, 金韬, 周诠. 基于声光效应的光束偏转控制理论研究[J]. 光子学报, 2007, 36(6): 1083-1087.
- [51] 李开成, 张健梅, 戴建华. 基于电光效应的几种光纤电压传感器[J]. 高压电器, 2001, 37(1): 41-43.
- [52] 都有为. 磁性液体的磁光效应及其应用[J]. 功能材料, 1991(3): 129-134.
- [53] 马剑涛, 吴泳波, 许伟鑫, 刘楚彦, 林立, 林跃裕, 唐志列. 基于磁光调制的光弹性应力快速测量方法[J]. 物理实验, 2017, 37(12): 45-49.
- [54] 宋琼, 吴伯瑜, 张兵, 等. 高速聚合物电光调制器的进展[J]. 激光与红外, 2003, 33(1): 13-16.
- [55] Jacobi-Anger expansion. 维基百科, https://en.wikipedia.org/wiki/Jacobi%E2%80%93Anger_expansion.
- [56] 安毓英, 曾晓东. 光电探测原理[M]. 西安电子科技大学出版社, 2004.
- [57] Kanno A, Kawanishi T. Broadband frequency-modulated continuous wave signal generation by

- optical modulation technique[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2014, 32(20): 3566-3572.
- [58] Zhou P, Zhang F, Guo Q, et al. Linearly chirped microwave waveform generation with large time- bandwidth product by optically injected semiconductor laser[J]. *Optics Express*, 2016, 24(16): 18460-18467.
- [59] Zhou P, Zhang F, Ye X, et al. Flexible frequency-hopping microwave generation by dynamic control of optically injected semiconductor laser[J]. *IEEE Photonics Journal*, 2016, 8(6): 1-9.
- [60] Zhou P, Zhang F, Guo Q, et al. Reconfigurable radar waveform generation based on an optically injected semiconductor laser[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, 2017, 23(6), doi:10.1109/JSTQE.2017.2699259
- [61] Saida T, Okamoto K, Uchiyama K, et al. Integrated optical digital-to-analogue converter and its application to pulse pattern recognition[J]. *Electronics Letters*, 2001, 37(20): 1237-1238.
- [62] Liao J, Wen H, Zheng X, et al. Novel bipolar photonic digital-to-analog conversion employing differential phase shift keying modulation and balanced detection[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2013, 25(2): 126-128.
- [63] Wang C, Yao J. Photonic generation of chirped millimeter-wave pulses based on nonlinear frequency-to-time mapping in a nonlinearly chirped fiber Bragg grating[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2008, 56(2): 542-553
- [64] Gheidi H, Banai A. Phase-Noise Measurement of Microwave Oscillators Using Phase-Shifterless Delay-Line Discriminator[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2010, 58(2):468-477.
- [65] Zhang J, Chen H, Chen M, et al. A Photonic Microwave Frequency Quadrupler Using Two Cascaded Intensity Modulators With Repetitious Optical Carrier Suppression[J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2007, 19(14):1057-1059.
- [66] Zhou F, Jin X, Yang B, et al. Photonic generation of frequency quadrupling signal for millimeter-wave communication[J]. *Optics Communications*, 2013, 304(1):71 - 74.
- [67] Std I . *IEEE Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters*[J]. 2000.
- [68] C. Middleton, A. Mast, and R. Desalvo, *Mixing spur reduction through photonic-assisted*

- frequency conversion[C], in Avionics, Fiber- Optics and Photonics Technology Conference, 2012, pp. 26-27.
- [69] C. Middleton, S. Meredith, R. Peach, and R. DeSalvo, Photonic-based low phase noise frequency synthesis for RF-to-millimeter wave carriers and wideband RF-to-IF down-conversion[C], in 2011 - MILCOM 2011 Military Communications Conference, 2011, pp. 51-54.
- [70] J. T. Gallo and J. K. Godshall, "Comparison of series and parallel optical modulators for microwave down-conversion," IEEE Photonics Technology Letters, vol. 10, no. 11, pp. 1623-1625, 1998.
- [71] LI Ruoming, DING Manlai, WEN Zhilei, et al. A photonic receiver based on stretch processing for synthetic aperture radar[C]. IEEE Photonics Conference, Florida, USA, 2017: 677-678. DOI: 10.1109/IPCon.2017.8116279.

致谢

时光匆匆，转眼人生已经经历了二十五个春秋，近二十年的求学之路也即将告一段落。回顾自己这一重要的人生阶段，确实是变得更加心浮气躁，然而还能有现在的收获，除了一些小运气之外，实在应该感谢身边的亲友和老师的帮助，是他们总是在我迷茫无助的时候给我指引正确的方向。

感谢父母对我多年的培养，是父母从小对我开明的教育方式铸就了我的性格特点和价值取向。我深知在一个不知名的偏僻小镇培养一名研究生的不易，在其他家长外出寻求更好物质生活条件的时候，父亲和母亲选择给我最好的陪伴，让我在经历不顺的时候有最稳固的依靠。即使生活条件并不富裕，但父母总是尽他们所能给我最好的支持，是父亲的睿智让我学会了思考问题的方式，是母亲对我无微不至的照顾让我能够得以健康的成长。感谢奶奶对我的照顾和生活态度的教育，感谢叔叔在我人生重大节点时给我的建议，让我在辨别力不成熟的时候做出明智的选择。

感谢导师李王哲研究员对我的辛勤指导，记得我刚入所时对本学科内容还知之甚少，是李老师不厌其烦的教导带我走进了这一新的学科领域，在我课题各阶段答辩的时候给了我很多非常好的建议，还教导我要大胆地表达自己的思想，并且让我在学术会议上进行口头报告。同时，李老师敬业的工作态度也让我十分地敬佩，经常看到李老师在下班时间之后还在办公室工作。李老师为人处世的态度，也是我学习的榜样。

感谢李若明博士对我研究生期间课题的认真指导，通过李博士的言传身教，让我学会了进行光学实验需要注意的关键事项，在实验的过程中要注意每一个细节问题。在我科研遇到困难的时候，李博士给了我很多有用的指导，并且教会了我很多的人生经验，并且在我临近毕业找工作的时候，李博士提供了很多就业的经验和信息。

感谢实验室同学杨继尧、张祥鹏、蒋文、师弟莫镇玮、孙强和同学陈世阳、曹贺磊在我研究生期间对我的帮助，与你们一起科研的时光是我研究生三年的宝

贵财富，非常庆幸能够遇到你们这群朋友。在这里，特别感谢杨继尧对我的科研工作的帮助，在我很多次遇到科研难题的时候经常提出很多建设性的意见和帮助。

感谢研究室王雪梅、刘春阳、韩旻、董婧雯、酉艳宁、栾禹辰、高博维、杨振理、李亮等职工对我学习和生活方面的帮助。

曹继明

2019年06月

作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果

作者简历:

2012年09月——2016年07月,在重庆大学通信工程学院获得学士学位。

2016年09月——2019年07月,在中国科学院电子学研究所攻读硕士学位。

获奖情况:2018年06月,获中国科学院大学三好学生。

已发表(或正式接受)的学术论文:

- [1] **Jiming CAO**, Ruoming LI, Jiyao YANG, et al. Photonic Deramp Receiver for Dual-band LFM-CW Radar[J], in *Journal of Lightwave Technology*. vol. 37, no. 10, pp. 2403-2408, 2019.
- [2] **曹继明**, 李若明, 杨继尧等. 基于去调频接收技术的微波光子双波段线性调频连续波雷达[J].*雷达学报*:1-9[2019-03-29].
- [3] **Jiming CAO**, Wen JIANG, Ruoming LI, et al. Dual-band Microwave Photonic Radar based on a Photonic-Assisted Stretch Processing Receiver[C], *2018 International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, Toulouse, 2018, pp. 1-4.doi: 10.1109/MWP.2018. 8552864.

参加的研究项目及获奖情况:

参与光子高分辨率合成孔径雷达项目——中科院 GF 科技创新重点部署项目

参与微波光子双波段雷达接收机项目——国家自然科学基金青年基金

