

中图分类号: TN873
学科分类号: 081001

论文编号: 1028704 18-S052

硕士学位论文

FMCW 雷达高精度 测距算法研究与验证

研究生姓名	张峻潼
学科、专业	通信与信息系统
研究方向	雷达信号处理
指导教师	叶明 副教授

叶明

南京航空航天大学

研究生院 电子信息工程学院

二〇一八年一月

Nanjing University of Aeronautics and Astronautics
The Graduate School
College of Electronic and Information Engineering

The Research and Verification of High Precision Ranging Algorithm Based on FMCW Radar

A Thesis in
Signal and Information Processing

by

Zhang Juntong

Advised by

Ye Ming

Submitted in Partial Fulfillment

of the Requirements

for the Degree of

Master of Engineering

January, 2018

承诺书

本人声明所呈交的博/硕士学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南京航空航天大学或其他教育机构的学位或证书而使用过的材料。

本人授权南京航空航天大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后适用本承诺书）

作者签名： 张峻橦
日 期： 2018.4.2

摘 要

非接触式精确测量在实际的工业生产中有广泛的应用,如建筑安全检测、液位测量、目标运动轨迹监测、物体形变检测等。微波毫米波雷达作为一种非接触式高精度测量的传感器,在精密测量方面具有较好的性能。本文以 FMCW 雷达(Frequency Modulation Continuous Wave Radar, FMCW Radar)为研究对象,围绕基于 FMCW 雷达的高精度测距算法展开研究,从雷达实测信号误差、静止目标测距、动态目标测距、三维轨迹测量四个方面展开研究,提出相应算法减小测距误差,提高测距精度,实现高精度的测距应用。主要工作如下:

(1) 从差拍信号的获取角度分析了雷达实测信号的误差。介绍了 FMCW 雷达结构框图和差拍信号的获取流程,简要分析了信号获取的过程中影响波形质量的三个问题:VCO 非线性误差、寄生调幅干扰和镜像干扰。对这三个问题建立了相应数学模型,分析了问题产生的原因,并提出了相应的解决办法,为后续章节提出的算法实测试验做好相应准备。

(2) 研究了近距离静止目标的高精度测距算法。提出了利用相位差实现频率精确测量,进而确定目标所在半波长区间,再利用相位法测距实现高精度测距的算法。该算法结合了频率法测距和相位法测距的优点,具有较好的测距精度。最后利用 Matlab 仿真和实测数据对上述算法加以验证,有效验证了该静止目标测距算法的精确性。

(3) 研究了近距离动态目标高精度测距算法。提出了利用初测速度对差拍信号的相位进行修正的算法,消除了差拍信号中的二次方项,使得信号转化为单频信号,提高了基于频率法和相位法测距的精度。最后利用 Matlab 仿真和实测数据对上述算法加以验证,实现了动态目标的精确测距。

(4) 将一维精确测距算法推广到三维,对目标三维运动轨迹测量进行了研究。分析了目标空间相对位置对角度测量精度的影响。推导了基于一发多收雷达和多基站雷达实现三维目标定位和轨迹测量的算法,并简要对比分析了两种测量方案的优缺点。最后利用 Matlab 对两种测量算法进行了目标三维运动轨迹仿真。

综上所述,本文围绕 FMCW 雷达高精度测距算法研究对以上四个方面展开了分析,较为详细地论述了这四个方面研究的主要内容,提出了相应的精确测距算法,并利用 Matlab 和实测数据对上述研究进行了仿真和验证,基本实现了基于 FMCW 雷达的高精度距离测量。

关键词: FMCW 雷达, 高精度测距, 一维测量, 三维测量, 实测信号误差

ABSTRACT

Non-contact accurate measurement has been widely used in industrial production, such as Structural Health Monitoring, liquid level measurement, moving target trajectory measurement, object deformation monitoring. As a non-contact high-accuracy measurement sensor, the microwave radar has better performance in practical applications. In this paper, the FMCW (Frequency modulation continuous wave) radar is taken as the research object. The purpose of this paper is to analyze and realize the accurate distance measurement of the short-range target. The main work is as follows:

(1) From the view of beat signal acquisition, this paper briefly analyzes the three problems which distort the measured beat signal and affect the actual measurement accuracy in Chapter 2: VCO nonlinearity error, parasitic amplitude modulation interference and image frequency error. The corresponding mathematical models are established for the three problems. The paper analyzes the causes of three problems and proposes the corresponding solutions, which is conducive to actual measured data preprocessing in subsequent chapters.

(2) The high precision ranging algorithm for near-stationary target is studied in Chapter 3. A new algorithm is proposed to realize accurate frequency measurement by using the phase difference, which can determine the half-wavelength range ambiguity number of the target's location. The algorithm combines the advantages of frequency ranging and phase ranging and has the better performance in distance measurement. Finally, the upper algorithm is verified by Matlab simulation and radar actual measured results, which proves the accuracy and effectiveness of the near-stationary target ranging algorithm.

(3) The high precision range measurement algorithm for short-range moving target is studied in Chapter 4. Firstly, the influence of velocity on the parameter estimation of the beat signal is analyzed, including the velocity modulation of the frequency and the "distance-velocity" coupling in frequency measurement. According to these problems, a newly proposed algorithm of correcting the phase of the beat signal by using the initial estimation velocity is proposed. With this method the quadratic term in the phase of beat signal is eliminated and the beat signal is transformed to the single-frequency signal, which improves the measurement accuracy of frequency and phase. Finally, by using Matlab simulation and radar actual measurement results, it proves the accuracy and effectiveness of the algorithm dealing with short-range moving target ranging.

(4) In Chapter 5, one-dimensional accurate ranging algorithm is generalized to three-dimensional

and the three-dimensional target trajectory measurement method is studied. Firstly, the paper analyzes the influence of target's relative position on the measurement accuracy of the angle (such as the azimuth and pitch angle). Next, the paper derives the measurement formulas of the three-dimensional target trajectory measurement based on the one-transmitter and multi-receiver radar and multi-base station radar. The advantages and disadvantages of the two measurement schemes are compared and analyzed briefly. At last, the simulation is carried out by using Matlab to validate the proposed measurement schemes.

In summary, this paper focuses on the above four aspects of FMCW precise ranging research, analyzes the main problems and proposes the corresponding algorithm or solution. By using Matlab simulation and radar actual measured data, It proves the effectiveness and high-accuracy of the proposed measurement algorithm when dealing the short-range target ranging based on FMCW radar.

Keywords: FMCW radar, High precision ranging, One-dimensional measurement, Three-dimensional measurement, Measured signal error.

目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 课题背景与研究意义.....	1
1.1.1 课题背景.....	1
1.1.2 研究意义.....	1
1.2 FMCW 雷达测量的发展与研究现状.....	2
1.3 本文的主要核心工作.....	4
1.4 章节安排.....	5
第二章 FMCW 雷达测距原理和实测信号误差.....	6
2.1 引言.....	6
2.2 FMCW 雷达基本测距原理.....	6
2.3 雷达结构框图和工作参数的选择.....	10
2.3.1 雷达结构框图.....	10
2.3.2 工作参数选择.....	10
2.4 实际测量中影响信号质量的常见问题.....	12
2.4.1 VCO 非线性误差.....	12
2.4.2 寄生调幅信号干扰.....	14
2.4.3 正交通道幅相不平衡与镜像干扰.....	17
2.5 本章小结.....	18
第三章 FMCW 雷达静止目标精确测距.....	20
3.1 引言.....	20
3.2 利用 DFT 对差拍信号频率和初相进行估计.....	20
3.3 基于相位差的精确测距算法.....	22
3.3.1 常见的频率测量算法分析.....	22
3.3.2 利用相位差实现频率精确测量.....	22
3.3.3 相位差测频结合相位实现精确测距.....	24
3.4 FMCW 雷达理论测距精度分析.....	26
3.5 仿真与实测数据分析.....	29
3.5.1 Matlab 仿真.....	29
3.5.2 实测数据仿真.....	32

3.6 本章小结	34
第四章 FMCW 雷达动态目标精确测距	35
4.1 引言	35
4.2 FMCW 雷达动态目标距离测量的难点	35
4.3 基于 DPT 变换实现速度的估计	38
4.4 对称三角波调频实现“距离-速度”解耦合	41
4.5 利用速度对相位修正实现频率和初相的精确估计	44
4.6 实测数据分析	46
4.7 本章小结	51
第五章 FMCW 雷达目标三维运动轨迹测量	52
5.1 引言	52
5.2 基于一发两收雷达的目标二维轨迹测量	52
5.2.1 雷达测角原理	52
5.2.2 二维平面目标定位测量	54
5.3 基于一发四收雷达的目标三维轨迹测量	56
5.4 基于多站雷达的目标三维轨迹测量	59
5.5 本章小结	65
第六章 结束语	66
6.1 总结	66
6.2 展望	67
参考文献	68
致 谢	73
在学期间的研究成果及发表的学术论文	74

图表清单

图 2.1 锯齿波频率调制图.....	6
图 2.2 频率法和相位法测距原理.....	7
图 2.3 如何利用频率和相位确定目标所在半波长区间.....	9
图 2.4 雷达系统基本框图.....	10
图 2.5 IVS-179 雷达实物图.....	12
图 2.6 VCO 非线性误差示意图.....	13
图 2.7 受到寄生调幅信号干扰的差拍信号 $s'_B(t)$	15
图 2.8 雷达空照对应的差拍信号 $s''_B(t)$ 时域波形和频谱.....	16
图 2.9 处理后的差拍信号 $s_B(t)$	16
图 2.10 处理前后差拍信号的频谱.....	16
图 2.11 归一化矩形窗和 4 阶布莱科曼-哈里斯窗频谱.....	18
图 3.1 目标非整周期采样对应 N 点 DFT 频谱.....	21
图 3.2 相位差测量频率示意图.....	24
图 3.3 SNR 对测量误差的影响 ($T=1.024\text{ms}$).....	30
图 3.4 调频周期 T 对测量误差的影响 ($\text{SNR}=25\text{dB}$).....	31
图 3.5 实测场景.....	32
图 3.6 某一组调频周期对应的采样差拍序列.....	32
图 3.7 基于相位差频率法和相位差结合相位法得到的测距结果.....	33
图 3.8 测量得到的差拍信号初相和频率.....	33
图 3.9 实测半波长周期数的变化.....	34
图 4.1 速度产生的二次方项对波形, 相位和频率的影响.....	36
图 4.2 速度对差拍信号频谱的影响.....	37
图 4.3 DPT 变换后相应信号频谱的变化.....	39
图 4.4 三角波调频信号解“距离-速度”耦合.....	41
图 4.5 目标速度对频率测速 \hat{v} 的影响.....	42
图 4.6 目标速度对距离测距 \hat{R}_0 的影响.....	43
图 4.7 目标速度对相位测量 $\hat{\phi}_b$ 的影响.....	43
图 4.8 修正前后的频率测速误差对比.....	45
图 4.9 修正前后的频率测距误差对比.....	45

图 4.10 修正前后的初相（相位）测量误差对比.....	46
图 4.11 摆动小球距离实测场景.....	47
图 4.12 预处理后的某一组差拍信号的波形.....	47
图 4.13 整个测量过程中实测初相和速度的变化.....	48
图 4.14 修正相位误差与拟合速度的关系.....	49
图 4.15 基于频率法测距的实测结果.....	49
图 4.16 利用 DFT 实际测量的初相相位和参考初相相位	50
图 4.17 最终距离实测结果.....	50
图 5.1 脉冲比相法测量原理图.....	52
图 5.2 二维平面目标定位示意图.....	54
图 5.3 二维定位均方根误差示意图.....	55
图 5.4 一发四收雷达三维测量示意图.....	56
图 5.5 仿真测量三维轨迹图.....	58
图 5.6 测量得到的水平角和俯仰角.....	58
图 5.7 测量得到的目标距离.....	58
图 5.8 坐标定位距离偏差.....	59
图 5.9 多站雷达目标三维定位示意图.....	60
图 5.10 多基站三维位移测量示意图.....	62
图 5.11 三站雷达目标三维运动轨迹测量	64
图 5.12 坐标定位距离偏差.....	64
表 3.1 DFT 相位差法参数理论测量标准差	29
表 3.2 参数测量误差与理论测量误差的比较.....	29
表 4.1 基于 DPT 的速度测量相对误差	40
表 5.1 迭代次数与坐标定位误差的关系（无测量误差）	61
表 5.2 迭代次数与坐标定位误差的关系（距离测量误差+0.01m）	61

缩略词

缩略词	英文全称	中文注释
FMCW	Frequency Modulation Continuous Wave	调频连续波
DFT	DiscreteFourierTransform	离散傅里叶变换
CZT	Chirp-z Transform	Chirp-z 变换
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
PPS	Polynomial-phase Signal	多项式相位信号
DPT	Discrete Polynomial-phase Transform	离散多项式相位变换
VCO	Voltage-controlled Oscillator	压控振荡器
DSP	Digital Signal Processer	数字信号处理器
DAC	Digital to Analog Converter	数模转换器
ISM	Industrial Scientific Medical	工业，科学和医学
SHM	Structural Health Monitoring	结构安全监测
RMSE	Root Mean Square Error	均方根误差
CRLB	Cramer-Rao Lower Bound	克拉美罗界
SNR	Signal-Noise Ratio	信噪比

第一章 绪论

1.1 课题背景与研究意义

1.1.1 课题背景

目标距离和位移的精确测量在实际的工业生产中有着广泛的应用。例如目标精确测距与定位、运动轨迹监测、液面高度测量、建筑物安全监测、物体平坦度检测和形变检测等。由于受测量环境和某些特殊要求的限制,很多测量应用不仅需要高精度的测量结果,还需要“非接触”的测量模式。微波毫米波雷达作为一种“非接触式”高精度测量的传感器,是实现上述要求的有效途径之一。

微波毫米波雷达是微波测量传感技术的主要实现平台。它通常应用于近距离目标的测量,所以又称近程雷达。主要工作原理为发射毫米波长的电磁波,利用电磁波照射目标后反射得到的回波对目标进行探测。按雷达发射信号波形划分,可以把微波毫米波雷达大致分为单频雷达和宽带雷达两大类^[1]。单频雷达即通常所说的连续波雷达(Continuous Wave Radar, CW Radar)、多普勒雷达(Doppler Radar)。该雷达通过发射单频正弦波实现目标的探测,实现单目标的位移和速度测量,结构简单,成本较低。但不能实现测距和多目标的测量。宽带雷达结构相对复杂,由于具有较大的带宽,因此能够分辨目标,实现测距和多目标的测量。通常又把宽带雷达划分为脉冲宽带雷达(Impulse Radio Ultra-wideband Radar, IR-UWB radar),线性调频雷达(Frequency Modulation Continuous Wave Radar, FMCW Radar)等。在这其中,线性调频雷达具有调制波形丰富,相同发射功率下体积较小,结构相对简单,接收机带宽较小,抗噪声能力强的特点,能够实现多个目标不同运动状态下的距离和速度测量^[2]。因此本文重点研究基于 FMCW 雷达的目标高精度距离测量算法。

1.1.2 研究意义

在实现 FMCW 雷达的目标高精度距离和位移测量中,通常会有以下难点:

(1) 如何实现静止目标的高精度的测距。一方面,利用 FMCW 差拍信号的频率可以实现距离的测量,但精度较低,容易受杂波干扰。另一方面,利用 FMCW 差拍信号的初相能够实现高精度的定位和位移测量,但受限于相位的 2π 模糊性,最大不模糊测距距离仅为载波的半波长,因此不能实现测距^[3]。如何有效结合两种测量方法的优点从而实现高精度的测距是一个首先面临的难点。

(2) 如何实现动态目标的高精度距离测量。由于目标的匀速运动会对差拍信号起到“线性

调频”的作用，因此在处理差拍信号时，不能按照静止目标的测距算法把差拍信号作为单频信号处理。同时，由于差拍信号的频率中同时含有速度和距离两个未知参数，无法分离求解，造成频率法测量中的“距离-速度”耦合现象^[4]。因此，如何将线性调频形态的差拍信号“修正”为理想的单频信号，实现速度和距离两个未知量的分离，是处理动态目标高精度测量的又一个难点。

(3) 在实际的测量应用中，单纯的一维测量某种程度上已经不能满足需求。能否扩展测量维度，利用一发多收雷达或多基站雷达，实现目标在二维平面和三维平面的精确定位和运动轨迹的测量，也是需要进行拓展研究的一个难点。

(4) 除此之外，由于硬件电路的某些缺陷，理论仿真和数据实测通常会有所不同。硬件电路的缺陷会降低差拍信号的质量，进而影响最终的测距结果。在处理信号之前有必要分析常见的影响信号质量的因素，对差拍信号进行预处理，采取相关措施降低和抑制硬件误差对最终结果的影响。该问题同样需要做相应分析。

综上所述，FMCW 雷达目标高精度距离测量不仅有实际的需求和广泛的应用价值，在理论测量中也存在着一些难点和研究点。基于此，本文对 FMCW 雷达高精度测距算法展开了研究。

1.2 FMCW 雷达测量的发展与研究现状

FMCW 雷达测量的基本原理可以表述为：射频前端发射线性调频信号对目标进行探测，目标反射的回波信号与发射信号在接收机内混频，得到含有目标距离信息的差拍信号。差拍信号本身可以视为作为一个单频信号。利用 DFT (DiscreteFourierTransform) 对该信号频率和初相进行估计，就能够提取目标的距离特征。该测距原理的应用最早可以追溯到前苏联的曼捷列施塔姆和巴巴列克西，他们首先将调频法应用到无线电高度表上，实现目标高度的测量^[5]。自此以后，线性调频测量技术就取得了飞速的发展。线性调频测距技术的发展可以从估计理论和实际应用中展开。

从理论测量来看，由于差拍信号本身是一个单频信号，因此测距的本质即是对单频信号进行谱估计的过程。频率和初相（相位）测量越精确，测距精度就越高。最早的研究大都基于经典谱估计的方法对差拍信号展开研究。1958 年布莱克曼 (R.Blackman) 和杜基 (J.Tukey) 提出了 BT 法计算信号功率谱。后来随着 FFT (Fast Fourier Transform) 技术的广泛应用，周期图法也逐渐得到了人们的重视^[6]。M.S. Bartlett 对周期图法进行改进，提出了平均周期图法实现信号的功率谱估计^[7]。这两种方法均属于经典谱估计的方法，虽然能够识别出目标的频率，但是测量性能直接受到采样点数影响，频率分辨率和精度很低，并且忽视了相位信息^[8]。为了提高谱估计的参数估计精度，改善经典谱估计的问题，现代谱估计的方法就逐渐开始发展。其中最先得得到应用的是最大似然估计方法。1974 年，D. C. Rife 和 R. R. Boorstyn 利用最大似然估计法对

单频正弦信号幅度，频率，相位的理论估计进行了推导，得到了这些无偏估计量方差的克拉美罗（Cramer-Rao Lower Bound）下界，并推导了 DFT 估计和最大似然估计方法原理上的一致性，从理论上证明了 DFT 方法具备达到克拉美罗下界精度的能力^[9]。之后，利用 DFT 实现频率的精确估计就取得了长足的进展，产生了如 DFT 插值法，Chirp-Z 变换，相位差估计等方法。P. T. Nguyen 提出了插值 DFT 的方法实现了多频率信号的频率和幅度的估计，提高了谱估计的准确性^[10]。Steffen Scherr 利用 Chirp-Z 变换实现了精确的频率测量和距离估计^[11]。丁康提出了利用相位差法和离散 FT（Fourier Transform）法实现正弦信号的整体估计^[12]。至此，单频信号参数的估计方法发展已经成熟。

在能够利用 DFT 进行准确的参数估计后，FMCW 雷达测距理论就可以围绕参数估计的应用加以展开。P. T. Nguyen 提出了基于 DFT 插值法提高频率分辨率的方法，利用 X 波段雷达实现了 1m 至 4.5m 内误差在 3mm 内的距离测量^[13]。为了利用相位信息进一步提高测距精度，G. S. Woods 提出了基于 FMCW 和 CW 雷达协同工作的方法实现目标精确测距。利用 X 波段雷达测量的最大误差不超过 1mm^[14]。S. Ayhan 提出了将频率测距和相位测距相结合的高精度测距算法。基于相位测量的精确性，该算法理论测量精度能够达到亚毫米甚至微米的级别^[15]。齐国清基于 FFT 补零后的相位差估计实现了频率和相位相结合的测距算法^[16]。随着研究的逐步深入，相位法精确测量的良好特性逐渐体现并应用到实际测量中。因此在目前的研究中，采用 DFT 频率和相位相结合的测距方法是研究 FMCW 雷达精确测量问题的主流思路。

随着研究的逐步深入，FMCW 雷达测距研究领域由静止目标测距扩展为动态目标测距测位移。由于运动目标的差拍信号不再是单频正弦信号，而是多项式相位信号（Polynomial-phase Signal, PPS），利用 DFT 对 PPS 信号参数估计就遇到了困难。此外，差拍信号的频率中同时含有速度和距离两个未知参数，造成频率测量的“距离-速度耦合”现象。针对动态目标测距存在的问题，S. Peleg 提出了利用多项式相位变换（Discrete Polynomial-phase Transform, DPT）对各项运动参数进行估计的方法，并研究了多项式相位各项系数的理论估计克拉美罗下界^[17]。T. Speake 提出了基于二维 FFT 变换（Two-Dimensional Fast Fourier Transform）实现距离—速度联合估计的分析方法^[18]。王良分析了 LFM CW 雷达的“距离-速度”耦合特性^[4]。凌太兵将动目标检测（Moving Target Detection, MTD）与频域配对法相结合，实现了动目标检测中的“距离-速度”的解耦合^[19]。上述学者的研究结果从不同的角度一定程度解决了动态目标检测和测距中存在的问题，为以后算法的改进奠定了基础。

随着微波集成电路的快速发展，雷达的射频前端，信号处理，逻辑控制，数据采集等各个模块性能大大提升。雷达体积更小，工作效率更高，测量稳定性越来越好。精确测量的理论算法能够应用到实测平台上。因此许多学者对雷达的测量实际应用进行了实践，如建筑物安全检测，高度测量，平坦度检测，形变监测等。齐国清利用中心频率为 10GHz，带宽为 1.5GHz 的

雷达实现了精度在 1mm 内的液位测量^[8]。陈伟民利用载波频率为 24GHz 的多站雷达对建筑物振动位移进行测量,位移测量误差接近于理论值,精度小于 0.3mm,实现了建筑物安全检测^[20]。此外,FMCW 雷达还可以应用在测量环境恶劣的仓库物料堆的高度测量中,杨全丽对该项测量应用进行了系统仿真^[21]。

在雷达实际测量应用中,雷达硬件电路的某些缺陷会对最终的测量结果造成影响,必须采用某些方法消除硬件误差对波形质量带来的影响。A. Anghel 对雷达射频前端的 VCO 非线性误差进行了相关研究,提出了基于多项式相位修正(PPS)的差拍信号修正算法^[23]。S. Scherr 提出了基于可变调频周期的 FMCW 雷达精确测距算法,旨在消除频谱测量时的镜频干扰^[24]。随着雷达实际应用场景复杂度的增加,理论测量算法同时也会面临新的问题和新的挑战。因此,理论测量算法随着测距雷达实际应用的发展的同时,自身也需要不断优化和改进。

综上所述,FMCW 雷达测量算法研究经历了从最初的经典谱估计到现代谱估计,从单纯的频率法测距到频率相位相结合测距,从静止目标测距到动态目标测距,从单纯的理论算法到处理实际测量中的问题等各个阶段。通过对 FMCW 雷达测量算法的研究现状进行总结,我们能够更好地定位 FMCW 雷达精确测量算法中的难点和有待解决的问题,有利于后续研究的进行。

1.3 本文的主要核心工作

论文围绕 FMCW 雷达高精度测距算法进行研究,主要工作内容为:

(1) 从雷达实测信号误差角度出发,简要介绍了 FMCW 雷达结构框图和差拍信号获取的过程,较为全面地分析了雷达工作参数选择的问题。介绍了差拍信号获取中影响波形质量的几个常见因素:VCO 非线性误差,寄生调幅干扰和镜像干扰。给出了相应的数学表达式,分析了问题产生的原因,并提出了相应的解决方法为后续章节所提出算法的实测试验做相应准备。

(2) 在静止目标精确测距方面,提出了频率测距和相位测距相结合实现精确测距的算法。该算法通过计算相位差实现频率测量,测量精度逼近频率法测量的克拉美罗界,能够准确定位到目标所在半波长区间位置,进而可以利用相位法实现目标的高精度测距。最后利用 Matlab 和实测数据对该算法进行了验证和误差分析,实现了静止目标的精确测距。

(3) 在动态目标精确测距方面,提出了利用初测速度对差拍信号相位进行修正的算法。首先分析了速度对频率和相位测量的影响:一是速度会对差拍信号频率进行调制,导致相位中存在二次方项;二是频率测量中存在“距离-速度”耦合的问题。之后分析了利用 DPT 变换和三角波调频在近距离目标测量时的局限性,进而提出了一种相位修正算法:利用三角波上下调频解出目标的初测速度,对差拍信号相位中的二次方项进行修正。此时的差拍信号转化为单频信号,频率和初相测量精度提高,从而能够利用静止目标的测距方法实现高精度的距离测量。最后利用 Matlab 仿真和实测数据对上述算法加以验证,实现了动态目标的精确测距。

(4) 将之前研究的动态和静态的一维测量算法扩展为三维测量,从而获得更加详细的目标运动信息。提出了一发多收雷达和分布式多站雷达的两种三维测量方案,给出了雷达测距,测角和目标空间坐标的对应关系。分析了影响雷达测角精度的因素,最后利用 Matlab 对上述两种测量方案进行了仿真验证,实现了目标三维定位和运动轨迹测量。

综上所述,本文围绕雷达实测信号误差,静止目标测距,动态目标测距,三维轨迹测量四个角度对精确测距算法展开了分析,提出了相应的测量算法和一些问题的解决方案,利用 Matlab 仿真和实测数据进行了验证,基本实现了 FMCW 雷达的高精度距离测量。

1.4 章节安排

论文章节安排如下:

第二章介绍了 FMCW 雷达测距基本原理,阐述了频率法和相位法两种测距方法的优缺点以及两者结合实现精确距离测量的前提条件。介绍了雷达原理框图和差拍信号获得过程,对雷达工作参数选择进行了较为详细的分析。针对信号获取中造成实测信号误差的三个问题:VCO 非线性误差,寄生调幅干扰和镜像干扰,建立了相应的数学模型,分析了问题产生的原因并提出了相应的解决方案。

第三章围绕如何实现静止目标精确测距展开分析。首先分析了基于 DFT 实现差拍信号频率和初相的方法,给出了引起频率和初相测量误差的原因,强调了频率精确测量的重要性。之后分析了常见的几种频率精确测量方法,指出了他们各自存在的问题。提出了基于相位差实现频率精确测量的方法。利用该方法能够确定目标所在半波长位置,进而可以利用相位法实现目标的精确测距。推导了基于频率法和相位法测距的理论测量精度,将所提出的的算法测距精度和理论值进行比较,在原理上证明了该方法的精确性。最后通过 Matlab 仿真和实测数据对该算法进行验证,并实现了静止目标高精度测距。

第四章围绕如何实现动态目标精确测距展开分析。首先介绍了速度对差拍信号频率的调制和频率测量中的“距离-速度”耦合这两个影响测距精度的两个问题。分析了 DPT 变换和三角波调频这两种常用速度估计方法在近距离动态目标精确测距应用中的局限性。提出了一种利用初测速度对差拍信号相位进行修正的算法,修正后的差拍信号可以视作单频信号,从而提升了频率和相位测距精度。最后通过 Matlab 和实测数据对上述算法进行了验证,并实现了动态目标高精度测距。

第五章首先介绍了单脉冲比相法测角基本原理,并分别推导了基于一发两收雷达的目标二维定位测量、基于一发四收雷达和多基站雷达的三维轨迹测量方案。利用 Matlab 对上述测量方案进行了仿真,并对仿真结果进行了测量误差分析。

第六章对本文所做工作进行总结,并对有待进一步研究的问题进行了展望。

第二章 FMCW 雷达测距原理和实测信号误差

2.1 引言

FMCW 雷达发射线性调频信号，经过回波信号与发射信号混频后得到基带的差拍信号。FMCW 雷达测距算法本质上就是利用 DFT 对含有目标距离信息的差拍信号进行频率和初相的估计，继而转化为距离或位移的估计实现目标的运动参数测量。静止目标测距是最基础的测量模型，本章以静止目标测距为分析对象，阐述了 FMCW 雷达测距工作原理。介绍了雷达基本框图，雷达工作参数选择，并分析了雷达实测中的影响信号质量的常见问题：VCO 非线性误差，寄生调幅干扰和正交通道幅相不平衡。

2.2 FMCW 雷达基本测距原理

FMCW 雷达通过发射线性调频信号“感知”未知目标的位置信息。常见的频率调制模式包括锯齿波上调频模式和三角波调频模式，两者测距原理基本相同。因此此处以锯齿波为例，对 FMCW 雷达测距基本原理进行初步分析。

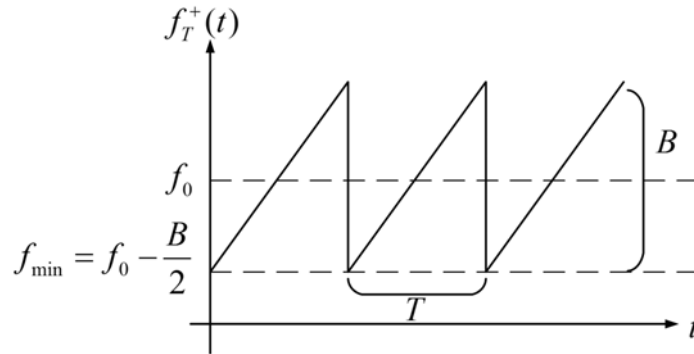


图 2.1 锯齿波频率调制图

如图 2.1 所示，单频信号的频率线性调制可以表示为：

$$f_T^+(t) = f_{\min} + \frac{B}{T}t = f_0 - \frac{B}{2} + \frac{B}{T}t, 0 \leq t \leq T \quad (2.1)$$

其中 $f_{\min} = f_0 - (B/2)$ 是起始频率， f_0 是中心频率， B 是调频带宽， T 是调频周期，调频斜

率 $\mu = B/T$ 。则频率调制后信号的相位为：

$$\varphi_T(t) = 2\pi[(f_0 - \frac{B}{2})t + \frac{1}{2}\mu t^2] + \varphi_a, 0 \leq t \leq T \quad (2.2)$$

这里 φ_a 是调制信号的初相。整个 FMCW 发射信号可以如下表示为：

$$T(t) = \exp\{j[2\pi((f_0 - \frac{B}{2})t + \frac{1}{2}\mu t^2) + \varphi_a]\}, 0 \leq t \leq T \quad (2.3)$$

设目标位于雷达前方距离 R 的位置，光速为 c ，则发射信号照射到目标后经过延迟 $\tau=2R/c$ 后得到的回波信号表示为：

$$R(t) = \exp\{j[2\pi((f_0 - \frac{B}{2})(t - \tau) + \frac{1}{2}\mu(t - \tau)^2) + \varphi_a]\}, \tau \leq t \leq T + \tau \quad (2.4)$$

注意到虽然 $R(t)$ 的相位中携带有距离信息，但由于信号含有的载波频率很高，且发射信号初相 φ_a 未知，直接提取 τ 较为困难。因此 $R(t)$ 需要与 $T(t)$ 混频，滤掉其中的高频分量，得到基带差拍信号 $s_B(t)$ ，可以表示为：

$$s_B(t) = \exp\{j2\pi[\mu\tau t + (f_0 - \frac{B}{2})\tau - \frac{1}{2}\mu\tau^2]\}, \tau \leq t \leq T \quad (2.5)$$

近程测量中，延迟 τ 是非常小的量，研究时可以将 τ^2 项忽略，时间范围选择 $0 \leq t \leq T$ ，有：

$$s_B(t) = \exp\{j2\pi[\mu\tau t + (f_0 - \frac{B}{2})\tau]\}, 0 \leq t \leq T \quad (2.6)$$

将 $\tau=2R/c$ 带入后，其相位表示为：

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= 2\pi\mu\frac{2R}{c}t + 2\pi(f_0 - \frac{B}{2})\frac{2R}{c} \\ &= 2\pi f_B t + \varphi_B, \quad 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (2.7)$$

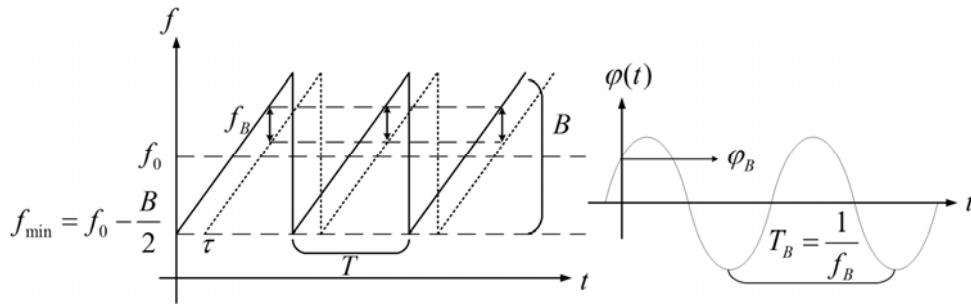


图 2.2 频率法和相位法测距原理

从式 (2.7) 可以看出，目标的距离信息隐藏在差拍信号 $s_B(t)$ 的频率和初相中。对于静止目标， R 是一个定值，因此 $s_B(t)$ 可以看成是一个频率为 f_B ，初相为 φ_B 的单频信号。DFT 是常用的单频信号参数估计方法，对 $s_B(t)$ 进行采样率为 f_s 的 N 点采样得到序列 $s_B(n)$ ，对该序列进行 N 点 DFT 求出最高谱线处的频率和相位，以此实现对 $s_B(t)$ 频率和初相的估计。目标距离 R 既可以表示为：

$$R = R_1 = f_B T c / (2B) \quad (2.8)$$

又可以表示为：

$$R = R_2 = \frac{c\varphi_B}{4\pi(f_0 - B/2)} \quad (2.9)$$

从公式 (2.8)，公式 (2.9) 可以看出，基于 DFT 频率和相位均可实现目标距离的测量，这两种方法通常简称为频率法和相位法。一般而言，基于相位的测距精度要高于基于频率的测距精度^[22]。但由于初相 φ_B 具有 2π 模糊性，最大不模糊距离仅为 $(\lambda_{\min}/2)$ ，即相位法测距只能确定在目标在某一个半波长区间内的相对位置，不能实现绝对测距。

对于频率法测距，由于采样定理的限制，要满足 $f_B \leq (f_s/2)$ 的条件，因此可以确定其最大不模糊距离为 $f_s Tc/(4B)$ 。在采样率较高的情况下，最大不模糊距离很远，因此频率法能够实现目标的绝对测距。由于 DFT 频率分辨率为 f_s/N ，因此导致测距分辨率为：

$$\Delta R = f_s Tc/(2NB) = c/(2B) \quad (2.10)$$

可以看出，对于 FMCW 雷达，最小测距分辨单元 ΔR 只和系统带宽 B 有关，和调频周期 T 并没有关系。

测距精度和距离分辨率是两个不同的概念。距离分辨率对应的是能够区分两个相近目标所对应的最小距离。当两目标距离小于距离分辨率，此时从频谱上看，两目标的谱线由于相距太近叠在一起，测距系统会因无法分辨而“认为”是一个目标，影响实际测量性能。而测距精度是衡量一个单目标距离测量值和真实值之间的接近程度的指标。具体包括精密度（测量值自身方差和标准差小），准确度（测量值是无偏估计）和精确度（综合精密度和准确度来考察）三个方面，反映对具体某一目标精确测距的能力。因此距离分辨率和测距精度是两个不同的概念。由于测距精度和距离分辨率均是由频率法测距引出，因此这两个概念的含义和后文提到的频率测量精度和频率分辨率是近似的。

从公式 (2.8) 可以看出，在给定调频周期 T 和带宽 B 的条件下，频率法测距精度取决于对差拍信号频率的测量精度。由于相位法最大不模糊距离为半波长 $\lambda_{\min}/2$ ，如果频率法测距精度达到了半波长的一半，就能够结合相位 φ_B 确定目标在第几个半波长区间内。假设频率法测距 R_1 结果位于第 n 个半波长区间，该位置折合成在该区间的相位为 φ_{f_B} ，有：

$$\begin{cases} n = \text{round}\left[\frac{R_1}{\frac{\lambda_{\min}}{2}}\right] \\ \Delta r_1 = R - n \frac{\lambda_{\min}}{2} \\ \varphi_{f_B} = \frac{\Delta r_1}{\frac{\lambda_{\min}}{2}}, \varphi_{f_B} \in (-\pi, \pi) \end{cases} \quad (2.11)$$

其中 Δr_1 是 R_1 在 $\lambda_{\min}/2$ 内的相对位置，并规定目标处于原点时相位为 0。此时相位测量值为 $\varphi_B \in (-\pi, \pi)$ 。设目标最终测量结果位于第 m 个半波长区间，则结合频率和相位测量结果有以下

的策略:

$$\begin{cases} m = n-1 & \varphi_B - \varphi_{f_B} > \frac{\pi}{2} \\ m = n & |\varphi_B - \varphi_{f_B}| < \frac{\pi}{2} \\ m = n+1 & \varphi_{f_B} - \varphi_B > \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (2.12)$$

在保证 R_1 测距精度小于 $\lambda_{\min}/4$ 的前提下, 通过对 φ_{f_B} 和 φ_B 进行比较, 可以确定目标处于第 m 个半波长区间。之后, 在半波长内利用精确度更高的相位法计算目标在半波长内相对位置为:

$$\Delta r_2 = \frac{\varphi_B \lambda_{\min}}{2\pi} \quad (2.13)$$

最终得到目标实际距离测量值为:

$$R = m \frac{\lambda_{\min}}{2} + \Delta r_2 \quad (2.14)$$

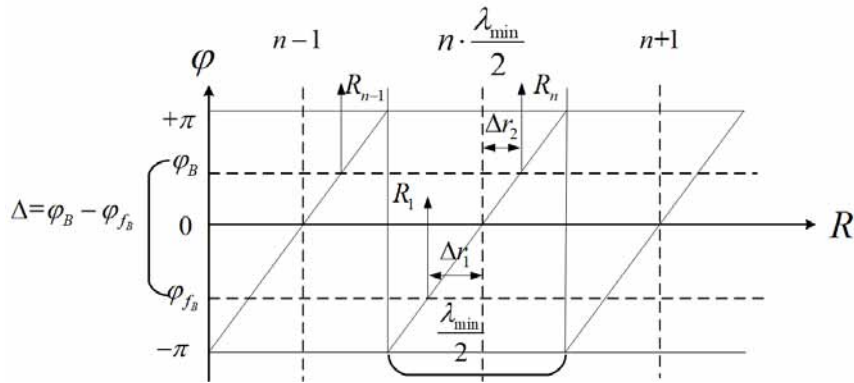


图 2.3 如何利用频率和相位确定目标所在半波长区间

综合公式 (2.11) 至公式 (2.14), 可以得出: 基于频率法测距可以实现绝对测距但测量精度较差, 基于相位法测量测距精度较高但只能在半波长内测量。如果能够充分提高对差拍信号频率的测量, 使得频率法测距精度达到 $\lambda_{\min}/4$ 以内, 就可以结合两种测距方法的优点, 实现目标的高精度测距。对于静止目标测距, 差拍信号是一个单频周期信号, 因此问题的关键就转化为如何利用 DFT 对单频周期信号进行精确的参数估计的问题, 这一部分将在下一章静止目标精确测距算法研究中展开。

2.3 雷达结构框图和工作参数的选择

2.3.1 雷达结构框图

前面的第 2.2 节和第 2.3 节主要从理论上对 FMCW 测距原理进行了分析，而利用雷达进行实测时，我们还需要了解雷达系统的整体结构，从实测角度对 FMCW 雷达工作原理和测距性能进行分析。

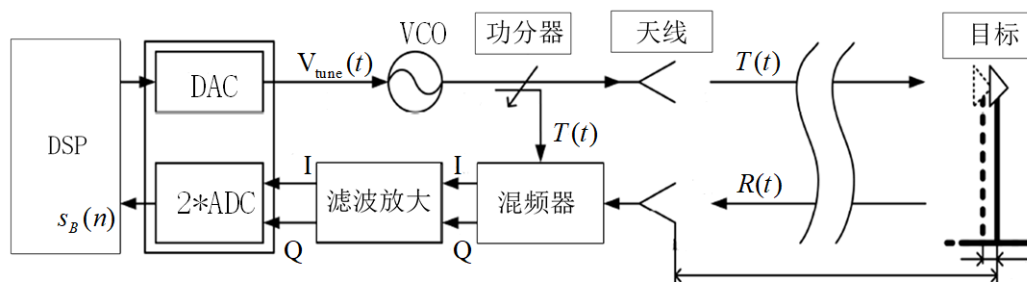


图 2.4 雷达系统基本框图

从图 2.4 可以看到，DSP 生成电压控制信号，经过 DAC 转化为模拟信号 $V_{\text{tune}}(t)$ ，用来控制压控振荡器 VCO 生成需要的线性调频信号。VCO 是输出频率 $f_T(t)$ 与输入电压 $V_{\text{tune}}(t)$ 有一定对应关系的振荡电路。当没有电压输入时，输出信号频率为载波频率为 f_0 ，而在线性调制区间内，输出频率与输入电压呈线性关系。设电压调频斜率为 K_f ，则有：

$$f_T(t) = f_0 + K_f V_{\text{tune}}(t) \quad (2.15)$$

对于线性调频信号， $V_{\text{tune}}(t)$ 通常选择锯齿波或三角波周期调压信号。 $V_{\text{tune}}(t)$ 周期决定了雷达的调频周期，而其电压变化范围 ΔV 乘以调频斜率 K_f ，即为雷达的带宽 B 。之后，输出的调频信号经由耦合器分为两路信号，其中的一路经放大后作为发射信号 $T(t)$ 由发射天线发出，另一路作为参考信号与接收信号 $R(t)$ 正交混频。混频后的信号经过带通滤波器，滤除其中的高频分量和低频泄漏杂波，从而得到差拍信号 $s_B(t)$ 。最后再经由 ADC 以采样率 f_s 对 I, Q 两路正交通道信号进行采样，从而得到最终的离散序列 $s_B(n) = I(n) + jQ(n)$ 。

2.3.2 工作参数选择

对于调频周期 T ，由于延迟带来的发射信号与接收信号起始时间不一致，导致发射信号与接收信号频率变化稍稍不同步。这种略微影响会引入谐波分量，影响最终测量结果的准确性。为此，应保证： $\tau \ll T$ 。而在雷达近距离目标测量时，这个条件是能够满足的。此外，较大的调频周期 T 有助于提高 DFT 参数估计精度，有利于静止目标的精确测距。

对于带宽 B ，由于带宽决定了距离分辨率 ΔR ，因此对于多目标测量，要满足两者间距大于 ΔR ，防止相邻目标的谱线干涉。对于单目标频率法测距，较大的带宽虽然不能提高频率估

计精度，但却可以通过提高距离分辨率 ΔR 实现测距精度的相对提高。但与此同时，带宽的增加会导致成本的上升，而且由于 VCO 调频斜率不稳定，非线性的制约，带宽增加会加大 VCO 的非线性误差，影响最终测距结果。因此应该结合设备参数与测距要求综合考虑带宽的选择。

对于采样率 f_s ，首先要满足对差拍信号的采样定理，由此决定了系统的最大测量距离。当测距频率达到 $f_s/2$ 时，此时最大不模糊测量距离为 $R_{\max} = (f_s T_c)/(4B)$ 。在其他参数确定的条件下，增加采样率，有助于增加测距范围。从误差角度考虑，提高采样率后，采样点数增加，会提高 DFT 频率测量精度。但采样率过高会使得目标频率被压缩到靠近 0 频率的谱线位置处，为后续处理带来难度。因此，为了提高频带利用效率，通常 f_s 的选择应该使得目标频率位于 $0.25f_s$ 位置附近。此外，为了保证不同组差拍信号严格与调频周期相对应， f_s 应满足 $Tf_s = N$ ，即在一个调频周期内对差拍信号整点采样。这一点，对保证相位法测量的准确性至关重要。

载波频率 f_0 的选择属于雷达工作频段选择的范畴，它确定了发射信号的波长。对于相位法测距而言，波长越小，定位精度越高。国际通信联盟无线电通信局（ITU-R, ITU Radio Communication Sector）特别定义了工业，科学和医学所用的频段（ISM, Industrial Scientific Medical）。这些 ISM 频段可以免费使用，包括 2.4GHz, 24GHz, 60GHz, 122GHz 等频率。频段越高，发射信号波长越小，对应的雷达等效口径和体积就越小，可以从中选择合适的频段作为载波频率。基于目前市场上射频前端产品制造工艺和相关配套设备的成熟度考虑，我们最终选择 24GHz 作为 FMCW 雷达近程测距的载波频率。

在实际的测量时，通常还要考虑到目标回波的大小问题。设雷达发射信号功率为 P_t ，发射天线和接收天线增益为 G_t 和 G_r ， λ 为载波波长， σ 为目标的散射截面积 RCS， R 是目标距离，则由雷达方程可知，接收信号的功率 P_r 可以表示为：

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^2} \quad (2.16)$$

从上式可以看出，当目标距离较远，或者目标的 RCS 太小，都有可能造成雷达回波功率太弱，影响了目标的检测。此时可以选择天线增益或发射功率较大的射频前端加以改善。因此在对目标进行测距时，事先要对回波功率进行预计，选择合适的射频前端来保证接收信号的功率和质量，以便接下来的数据分析。

基于实验室现有的设备限制和近距离单目标测距的测量要求，选用 Innosent 公司推出的 IVS-179 K 波段含有 VCO 的雷达收发器。它采用平面微带天线结构，是一款应用广泛的窄波束雷达传感器。其外形如下所示：

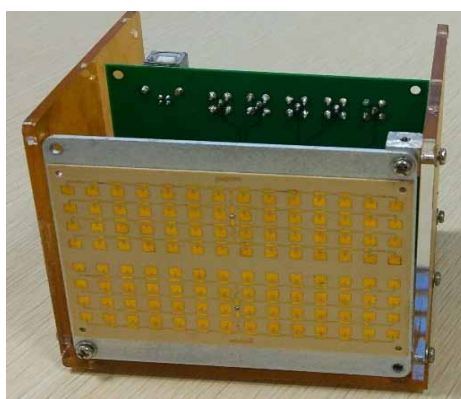


图 2.5 IVS-179 雷达实物图

该款雷达自身参数为:调制频率范围为 100Hz~2kHz, 调频起始频率为 24GHz, 调频斜率为 50MHz/V, 输入 VCO 的电压范围为 0.5V~5V。当输入电压高于 0.5V, VCO 从 24GHz 开始频率调制。当输入电压低于 0.5V, VCO 输出本振频率为仍为 24GHz。

在后续测量时, 为了减小 VCO 非线性带来的影响, 输入 VCO 的电压为 0.5V~2.5V 的线性调压信号, 此时载频中心频率为 24.05GHz, 带宽 100MHz。此时, 该款雷达完全能够满足测量需求。

2.4 实际测量中影响信号质量的常见问题

在对目标进行实际测量时, 除了理论上分析的频率和初相测量误差对测距精度的影响, 还应该考虑到雷达硬件平台非理想的情况对实测差拍信号误差的影响。由于实际的硬件电路本身存在一些缺点, 获得的差拍信号与理论模型相比存在着波形失真。因此在实际的差拍信号处理之前, 首先要对信号进行预处理, 预处理之后才可以进行后续的分析。为此, 必须要对实际测量中影响信号质量的常见问题进行分析。在这其中, VCO 非线性误差, 寄生调幅信号干扰和镜频干扰是实际测量中影响信号质量的常见的问题。

2.4.1 VCO 非线性误差

对于 FMCW 雷达, 压控振荡器 (VCO) 的非线性是实际测量中影响其工作性能和回波质量的主要问题之一^[25-26]。主要原因在于 VCO 中变容二极管的非线性, 使得输入电压与输出频率关系不再是理想的线性曲线。当电压信号为锯齿波调压信号时, 此时 VCO 输出频率不再随时间线性变化, 同样也是一个非线性曲线。如图 2.6 所示:

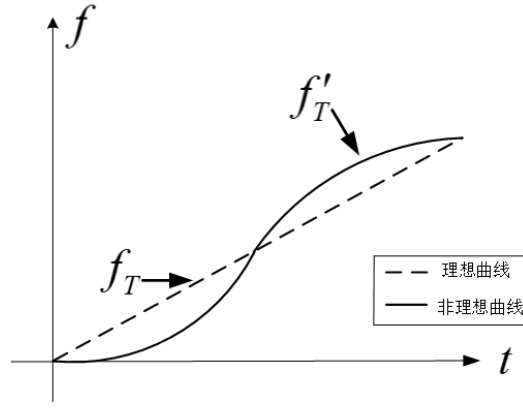


图 2.6 VCO 非线性误差示意图

此时，非理想情况下发射频率 f'_T 和发射信号的相位 φ'_T 表达式为：

$$f'_T(t) = f_0 - \frac{B}{2} + \mu t + \mu_2 t^2 + \dots + \mu_N t^N, 0 < t < T \quad (2.17)$$

$$\varphi'_T(t) = 2\pi[(f_0 - \frac{B}{2})t + \frac{1}{2}\mu t^2 + \frac{1}{3}\mu_2 t^3 + \dots + \frac{1}{N+1}\mu_N t^{N+1}] + \varphi_0, 0 < t < T \quad (2.18)$$

其中， μ 是理想 FMCW 信号调频斜率， $\mu_2, \mu_3, \dots, \mu_N$ 是高阶非线性调频项的系数，其大小相对于调频斜率 μ 而言相对较小，随着阶数 n 的增加不断递减，但仍然对线性调频起到影响和干扰的作用。如果不对 VCO 非线性误差进行处理，则在对静止目标探测时，设延迟为 $\tau = 2R/c$ ，则接收信号的相位为：

$$\varphi'_R(t) = 2\pi[f_0(t-\tau) + \frac{1}{2}\mu(t-\tau)^2 + \frac{1}{3}\mu_2(t-\tau)^3 + \dots + \frac{1}{N+1}\mu_N(t-\tau)^{N+1}] + \varphi_0 \quad (2.19)$$

两者混频滤波后，差拍信号不可避免地带有高阶分量，成为一个高阶多项式相位信号（PPS）。由于是近距离观测，延迟 τ 非常小，因此含有 τ 的高次项可以忽略不计，仅保留 τ 的一次项。简化后其差拍信号可以如下所示：

$$\varphi'_B(t) = 2\pi[(f_0 - \frac{B}{2})\tau + \mu\tau t + \mu_2\tau t^2 + \dots + \mu_N\tau t^N] \quad (2.20)$$

从 (2.20) 式可以看到，相比较于理想情况，差拍信号相位中含有 $\mu_n\tau t^n (n \geq 2)$ 这些高次项，对原有的线性相位关系造成影响。如果仍然采用 DFT 的方法对信号进行频率和初相估计，则必须将这些高次项依次去除。在对差拍信号相位进行修正后，得到的频率和初相估计才是准确的测量结果。

设距离为 R_{ref} 给定参考目标的差拍信号表达式为：

$$s'_B(t) = \exp\{j2\pi[(f_0 - \frac{B}{2})\tau_{ref} + \mu\tau_{ref}t + \sum_{n=2}^N \mu_n\tau_{ref}t^n]\} \quad (2.21)$$

其中 $\tau_{ref} = 2R_{ref}/c$ ，高阶调频项系数 $\mu_n (n \geq 2)$ 未知。令 $s'_B(t) = s(t) = A \exp[j2\pi(\sum_{n=0}^M a_n t^n)]$ ，定义其 M 阶高阶瞬时矩为^[23]：

$$\text{HIM}_M[s(t); \tau] = \prod_{i=0}^{M-1} [s^{*i}(t - i\tau)]^{\binom{M-1}{i}} \quad (2.22)$$

其中 τ 为信号延迟, $s^{*i}(t) = \begin{cases} i=2m+1 & s^*(t) \\ i=2m & s(t) \end{cases}, m \in Z, \binom{M-1}{i} = \frac{(M-1)!}{i!(M-1-i)!}$ 。在经过计算

后, 我们发现, $\text{HIM}_M[s(t); \tau]$ 恰好是一个单频周期信号, 可以表示为:

$$\text{HIM}_M[s(t); \tau] = A^{2^{M-1}} \exp[j2\pi \tilde{f}_M t + \tilde{\phi}_M] \quad (2.23)$$

其中, $\tilde{f}_M = M! \tau^{M-1} a_M$ 。对于单频信号 $\text{HIM}_M[s(t); \tau]$, 我们可以利用傅里叶变换求出其频率 \tilde{f}_M , 以此求出第 M 阶多项式系数的估计值 \hat{a}_M 。根据 $s'_B(t)$ 和 $s(t)$ 的对应关系, 我们可以求出高阶调频项的系数 μ_M 为:

$$\hat{\mu}_M = \frac{\hat{a}_M}{\tau_{ref}} \quad (2.24)$$

当估计出 $\hat{\mu}_M$ 后, 令 $s'_B(t)$ 乘以 $\exp(-j2\pi \hat{\mu}_M \tau_{ref} t^M)$, 消除第 M 阶项对原有线性相位的影响, 则新得到的修正后的差拍信号 $s''_B(t)$ 可以表示为:

$$s''_B(t) = \exp\{j2\pi[(f_0 - \frac{B}{2})\tau_{ref} + \mu\tau_{ref}t + \sum_{n=2}^{M-1} \mu_n \tau_{ref} t^n]\} \quad (2.25)$$

经过一次修正后, 差拍信号相位多项式由 M 阶降为 $M-1$ 阶, 此时再对 $s''_B(t)$ 计算其 $M-1$ 阶高阶瞬时矩, 求出 μ_{M-1} , 再对 $s''_B(t)$ 的相位进行校正。如此不断迭代一直修正下去, 直到求解出二次项调频系数 $\hat{\mu}_2$ 。当求出所有的高阶调频项系数 $\hat{\mu}_n$ 时, 则最终修正得到的理想差拍信号 $s_B(t)$ 表示为:

$$s_B(t) = S'_B(t) \cdot \exp[j2\pi(\sum_{n=2}^M \mu_n \tau_{ref} t^n)] = \exp\{j2\pi[(f_0 - \frac{B}{2})\tau_{ref} + \mu\tau_{ref}t]\} \quad (2.26)$$

在对差拍信号进行相位修正时, 由于高阶调频项系数是不断减小的, 因此阶数 M 通常取 3~4 就能保证相位修正的效果。当获得高阶调频项系数 μ_n 后, VCO 的真实调频曲线就能够获得。我们可以通过硬件电路校正在信号发射端进一步校正 VCO 的调频曲线, 尽可能地使调频曲线逼近理想曲线 f_T , 这样获得的差拍信号就不需要预处理修正, 可以作为理想信号直接进行下一步的处理。

2.4.2 寄生调幅信号干扰

调制信号 $V_{\text{tune}}(t)$ 在对 VCO 调频时, 常常有少量寄生调幅信号存在。该寄生调幅信号会泄漏到接收通道内, 对差拍信号的纯正度造成影响和干扰。如果雷达是锯齿波调制, 获得的差拍信号在调频周期内会叠加一个上升的锯齿波形, 如果雷达是三角波调制, 则差拍信号在调频周

期内会叠加一个先上升后下降的三角波形，如图 2.7 所示：

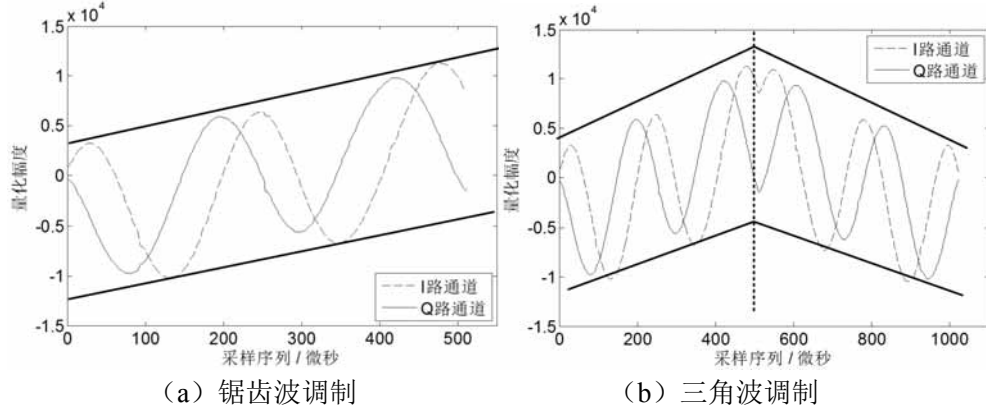


图 2.7 受到寄生调幅信号干扰的差拍信号 $s'_B(t)$

在对受到寄生调幅信号干扰的差拍信号进行处理时，通常对调频周期内上升沿和下降沿信号分组处理。以上升沿信号为例，当差拍信号叠加了寄生调幅信号之后，其表达式可以写作：

$$s'_B(t) = s_B(t) + d(t) \quad (2.27)$$

其中， $d(t)$ 是叠加上去的寄生调幅信号干扰。从数学本质上看， $d(t)$ 在 T 内可以看作线性调压脉冲信号，该信号是矩形脉冲函数的积分。对于 $(0, T)$ 内矩形脉冲函数：

$$w_T(t) = \begin{cases} K & t \in (0, T) \\ 0 & \text{else} \end{cases} \quad (2.28)$$

其对应的傅里叶函数 $W_T(j\Omega)$ 为：

$$W_T(j\Omega) = KT \frac{\sin(\frac{T\Omega}{2})}{\frac{T\Omega}{2}} e^{-j\Omega \frac{T}{2}} \quad (2.29)$$

则利用傅里叶变换时域积分性质，可以得到 $d(t)$ 的频谱 $D(j\Omega)$ 为：

$$\begin{cases} d(t) = \int_{-\infty}^t w_T(\tau) d\tau - KT \varepsilon(t - T) \\ D(j\Omega) = \frac{KT}{j\Omega} \text{Sa}(\frac{T\Omega}{2}) e^{-j\Omega \frac{T}{2}} - KT \frac{1}{j\Omega} e^{-j\Omega T} = \frac{KT}{j\Omega} [\text{Sa}(\frac{T\Omega}{2}) e^{-j\Omega \frac{T}{2}} - e^{-j\Omega T}] \end{cases} \quad (2.30)$$

$|D(j\Omega)|$ 在 0 频处谱峰幅度达到最大，之后其谱峰幅度随着频率的增加迅速衰减。如果差拍信号幅度较小，或者频率较低，就有可能淹没在寄生调幅信号的频谱中。目标谱线受到 $D(j\Omega)$ 的干扰，影响最终的测量结果。为此，必须要滤除或者抑制这种寄生调幅干扰。如果目标频率较大，则可以对 $s'_B(t)$ 低通滤波处理，滤除 $d(t)$ 在低频处的分量。如果目标频率恰好位于 $|D(j\Omega)|$ 幅度较大的低频区内，这时便不能采用滤波处理的方法。可以利用寄生调幅干扰波形相对稳定

的特点，获取雷达空照时对应的差拍信号 $s_B''(t)$ 。则该差拍信号可以近似视作寄生调幅信号，有 $s_B''(t) \approx d(t)$ 。则目标对应的真实差拍信号 $s_B(t)$ 可以由 $s_B(t) = s_B'(t) - s_B''(t)$ 求出。从而抑制了寄生调幅干扰的影响。

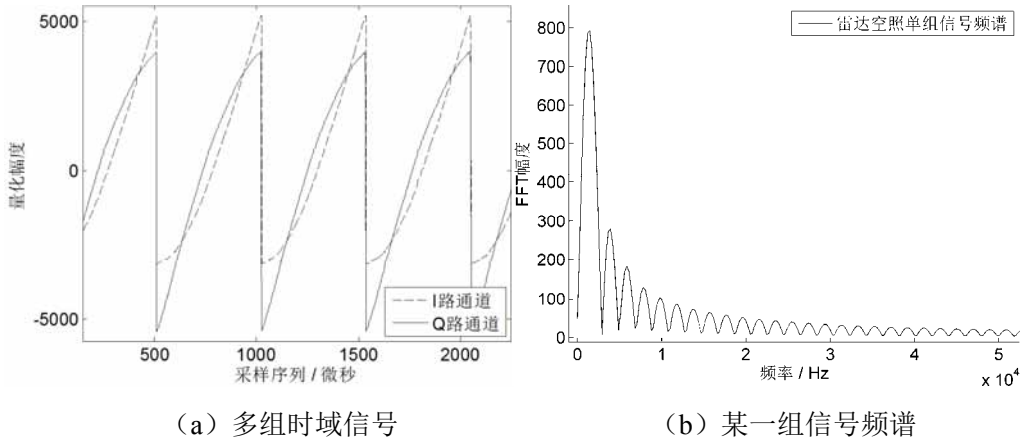


图 2.8 雷达空照对应的差拍信号 $s_B''(t)$ 时域波形和频谱

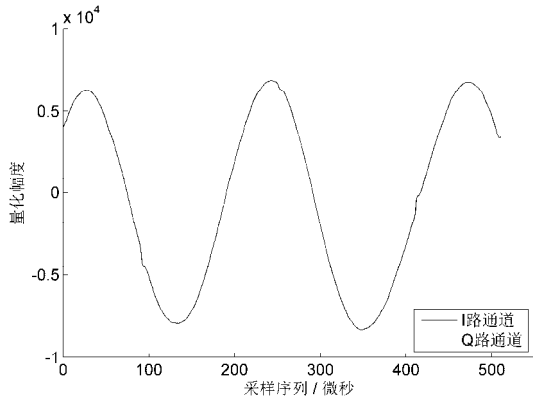


图 2.9 处理后的差拍信号 $s_B(t)$

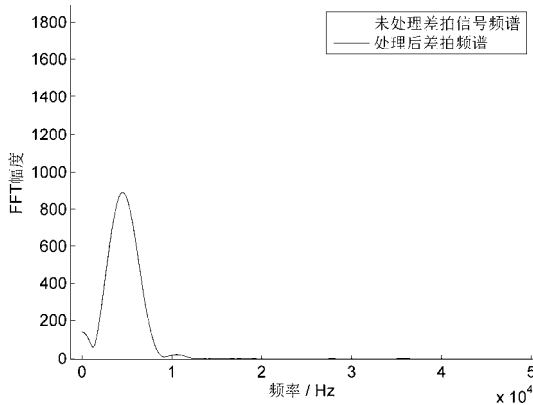


图 2.10 处理前后差拍信号的频谱

从图 2.8 可以看出，寄生调幅信号相对稳定。在去除直流分量后，该信号频谱在低频处存

在较大的谱峰，从而对近距离目标测量带来影响。可以从已有的差拍信号 $s'_B(t)$ 中减去寄生调幅信号干扰，获得幅度基本保持不变的处理后的信号 $s_B(t)$ 。图 2.10 反映了处理前后目标频谱的变化。可以看到，未处理的频谱含有两个谱峰：左边的谱峰对应寄生调幅干扰信号频谱的一个较大的主瓣，右边的谱峰是寄生调幅干扰和目标信号共同作用的结果。显示出寄生调幅信号会对目标频谱的判定造成干扰。在经过处理后，目标的频谱就完全体现出来了，对此时的目标频谱进行处理，得到的才是不受干扰的准确的结果。

2.4.3 正交通道幅相不平衡与镜像干扰

理想情况下，由于接收机采用了正交混频，因此得到的差拍信号是复信号，DFT 频谱显示为单个谱峰。当目标距离较近时，幅度最大谱线位于频率正轴接近于 0 的位置。由于频谱谱峰具有主瓣特性和延展特性，此时部分频谱可能延展到 0 轴以左区域，表现为幅度较高的旁瓣甚至部分主瓣位于负频率区间。由于我们仅仅关注幅度最大谱线的位置，因此这种情况对测量没有影响。但是在实测过程中，I、Q 两路正交通道信号存在“幅度—相位不平衡”的问题，导致上述情况对实测测量造成影响。具体表述为：

对于单频差拍信号 $s_B(t) = A_S \exp[j(2\pi f_B t + \varphi_B)]$ ，其 I 路和 Q 路通道信号表示为：

$$\begin{aligned} I(t) &= A_S \cos(2\pi f_B t + \varphi_B) \\ Q(t) &= A_S \sin(2\pi f_B t + \varphi_B) \end{aligned} \quad (2.31)$$

而实际两通道存在“幅度—相位不平衡”。以 I 路通道为基准，设 Q 路通道幅度相对增加了 ρ ，相位延迟了 φ_D ，则 Q 路通道实际波形为：

$$Q'(t) = A_S(1 + \rho) \sin(2\pi f_B t + \varphi_B + \varphi_D) \quad (2.32)$$

由此合成的差拍信号波形为：

$$\begin{aligned} s'_B(t) &= I(t) + jQ'(t) \\ &= \frac{A_S}{2} [1 + (1 + \rho)e^{j\varphi_D}] e^{j(2\pi f_B t + \varphi_B)} + \frac{A_S}{2} [1 - (1 + \rho)e^{-j\varphi_D}] e^{-j(2\pi f_B t + \varphi_B)} \end{aligned} \quad (2.33)$$

可以看到，由于 I、Q 两路通道幅相不平衡，合成的差拍信号不仅包含了上边带频率分量 $e^{j2\pi f_B t}$ ，还产生了与上边带频率分量镜像对称的下边带频率分量 $e^{-j2\pi f_B t}$ 。同时，上边带频率分量自身也发生了变化，其时域表达式变为：

$$s'^+_B(t) = \frac{A_S}{2} \sqrt{[1 + (1 + \rho) \cos \varphi_D]^2 + [(1 + \rho) \sin \varphi_D]^2} e^{j \arctan \frac{(1 + \rho) \sin \varphi_D}{1 + (1 + \rho) \cos \varphi_D}} e^{j(2\pi f_B t + \varphi_B)} \quad (2.34)$$

与理想情况的差拍信号 $s_B(t)$ 相比，用来数据分析的上边带分量 $s'^+_B(t)$ 频率虽然不变，但是

幅度变为原来的 $\frac{\sqrt{[1+(1+\rho)\cos\varphi_D]^2 + [(1+\rho)\sin\varphi_D]^2}}{2}$ ，初相增加了 $\arctan(\frac{(1+\rho)\sin\varphi_D}{1+(1+\rho)\cos\varphi_D})$ 。

由此可见，正交通道幅相不平衡不仅降低了信噪比，而且也对谱峰处的初相估计造成了影响。当 f_B 非常接近 0 频时，此时上边带频率分量与下边带频率分量距离太近，两者的频率成分相互叠加，从而相互影响谱峰处频率和相位的测量，这种情况称之为镜像干扰。因此，为了实现近距离的精确测距，必须对镜像干扰进行抑制和修正。

针对谱峰相距较近的情况，除了对正交通道幅相不平衡进行修正之外，还可以采用主瓣能量大，旁瓣电平较小的窗函数来抑制旁瓣对邻近谱峰主瓣的影响。典型的有 Blackman-Harris 窗^[8]。四阶 Blackman-Harris 窗的时域表达式为：

$$w_B(n) = 0.40243 - 0.49804 \cos(\frac{2\pi}{N}n) + 0.09831 \cos(\frac{4\pi}{N}n) - 0.00122 \cos(\frac{6\pi}{N}n), \quad 0 \leq n < N \quad (2.35)$$

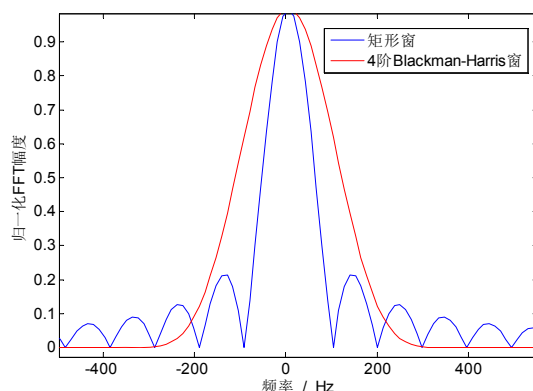


图 2.11 归一化矩形窗和 4 阶布莱科曼-哈里斯窗频谱

其中 N 是差拍序列采样点数。从图 2.11 可以看出，4 阶布莱科曼-哈里斯窗主瓣较宽，旁瓣较低且衰减迅速。根据相关资料^[8]，与同样点数的矩形窗相比，其最高旁瓣为-74dB，远远高于矩形窗的-13.3dB。旁瓣的快速衰减会有效抑制相近谱峰的旁瓣干扰，从而抑制镜像干扰。由于主瓣宽度增加，频率分辨率 Δf 会下降，直接利用频率测量精度会降低。但是对于单目标测量而言，由于加窗不影响真实谱峰处的相位信息，因此仍然可以利用下一章提到的基于相位差的方法实现单目标的精确测距。加窗引起的测量误差相对于镜像干扰而言是相对较轻的。因此加窗抑制镜像干扰仍然是一种较为可行的方法。

2.5 本章小结

本章首先介绍了 FMCW 雷达测距基本原理，阐述了频率法和相位法两种测距方法的优缺点以及两者结合实现精确距离测量的前提条件。介绍了雷达原理框图和差拍信号获得过程，对雷达工作参数选择进行了较为详细的分析。针对差拍信号获取中导致实测信号误差的三个问题：VCO 非线性误差，寄生调幅干扰和镜像干扰，建立了相应的数学模型，分析了问题产生的原因

并提出了相应的解决方案。在对雷达数据预处理后，减小了实测差拍信号的误差，为下面章节中的实测数据分析做好相应准备。

第三章 FMCW 雷达静止目标精确测距

3.1 引言

在前面的 FMCW 雷达基本测距原理的叙述中, 我们知道目标的距离信息位于差拍信号频率和初相中。频率法能够实现绝对测距, 但测距精度较差。相位法测距精度较高, 但受最大测量距离仅为半波长的限制, 不能实现测距。如果能将两种测量方法相结合实现“既能达到相位法测距精度, 又能实现绝对测距”的测量, 则该方法的前提条件是: 频率法测量精度要达到四分之一波长, 从而确定目标距离所在半波长区间。DFT 是实现单频信号参数测量的常用工具, 本章对基于 DFT 实现频率和相位测量的方法进行误差分析, 旨在提出一种频率精确测量方法, 使得测距精度能够达到相应要求, 能够结合相位法实现目标的精确测距。

本章内容安排如下: 第 3.2 节阐述了利用 DFT 实现超信号频率和初相估计中误差的产生原因和相应解决思路。第 3.3 节分析了一种基于相位差实现频率精确测量的方法。该方法结合相位测量能够实现目标的精确测距。第 3.4 节分析了 FMCW 雷达测距的理论误差。第 3.5 节对 3.3 节提出的测距方法进行 Matlab 仿真和实测数据验证。第 3.6 节是本章小结。

3.2 利用 DFT 对差拍信号频率和初相进行估计

由公式 (2.6) 可得差拍信号的时域表达式, 对其进行采样率为 f_s 的 N 点离散采样, 得到差拍信号离散序列 $s_B(n)$, 有:

$$s_B(n) = A_s \exp\{j2\pi[\mu\tau \frac{n}{f_s} + (f_0 - \frac{B}{2})\tau]\}, 0 \leq n \leq N-1 \quad (3.1)$$

对应的 N 点 DFT 表达式为:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_B(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn} = e^{j[\varphi_B - \frac{N-1}{N}\pi(k-f_B T)]} \frac{\sin[(k-f_B T)\pi]}{\sin[(k-f_B T)\frac{\pi}{N}]}, \quad 0 \leq k < N \quad (3.2)$$

这里, $X(k)$ 是信号的频谱, 如下图所示。

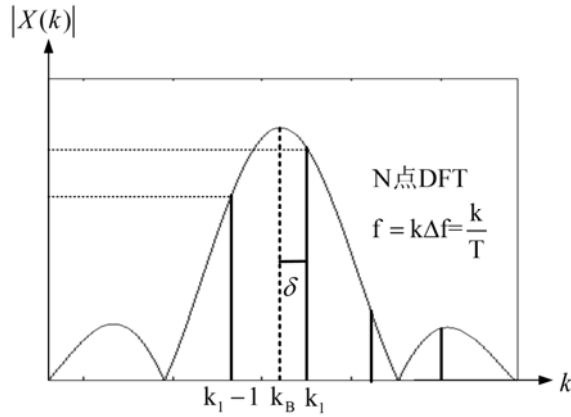


图 3.1 目标非整周期采样对应 N 点 DFT 频谱

在 N 点 DFT 下，频谱谱线间隔对应频率分辨率 $\Delta f = f_s/N = 1/T$ ，谱线 k_i 对应频谱幅度最高谱线所在位置。由于 DFT 频谱的离散性， k_i 处的频率不能反映目标的真实频率 f_B ，这是由于差拍信号非整周期截断引起的，目标真实频率 f_B 位于 k_B 处。如果将 k_i 处的频率作为目标真实频率计算，则会引起频率测量偏差。设该频率测量偏差与频率分辨率 Δf 的比值为 δ ，则有：

$$\delta = \frac{k_i \frac{f_s}{N} - f_B}{\Delta f} = k_i - f_B T, \quad \delta \in (-0.5, 0.5) \quad (3.3)$$

通常 δ 可以称作测量谱线相对偏差。当目标真实频率 f_B 正好落在第 k_i 根谱线上，此时测频偏差为 0， $\delta = 0$ 。当真实频率位于两根离散谱线正中间，此时频率测量偏差最大，达到了 $\pm f_s/(2N)$ ， $\delta = \pm 0.5$ 。从 (3.3) 式可以看出，由于频率分辨率 Δf 只和观测周期 T 有关，而 f_B 是一个定值，因此要想减小频率测量偏差，可以通过增加 DFT 点数实现频谱的细化。当信号做 M 点 FFT 后 ($M > N$)，此时，频率间隔变为 f_s/M ，频谱变得更加密集，最高谱线更加接近于真实频率值。在这种情况下，频率测量偏差最大为 $\pm f_s/(2M)$ ，因此实现了测频精度的提高。

对于差拍信号初相的测量，通常是求解频谱最大谱线 k_i 处的相位 φ_{k_i} 实现对 φ_B 的估计。由公式 (3.2) 可知，最大谱线处相位 φ_{k_i} 可以表示为：

$$\varphi_{k_i} = \varphi_B - \frac{N-1}{N} \pi (k_i - f_B T) = \varphi_B - \frac{N-1}{N} \pi \delta \quad (3.4)$$

可以看到，最大谱线处的相位与真实初相之间仍然存在偏差。 φ_{k_i} 与 φ_B 的偏移程度与测量谱线相对偏差有关。可以看到当 $\delta = \pm 0.5$ 时， φ_{k_i} 与 φ_B 之间的相对误差最大达到了约 0.5π ，显示出必须利用频率项对最大谱线处的相位 φ_{k_i} 进行修正，才能获得真实的 DFT 相位。频率测量精度越高，对相位的估计程度就越精确。

从上述分析可以看出，对差拍信号 $s_B(n)$ 进行 N 点 DFT 后，在最大谱线 k_i 处测量得到的频率 $k_i \Delta f$ 和相位 φ_{k_i} 均与 $s_B(n)$ 的真实频率和初相存在误差。在利用 (3.4) 式计算初相 φ_B 的过程中，初相的测量精度同时还会受到频率测量精度的影响。此外，为了实现频率法与相位法联合测量，必须要保证频率法测距精度达到四分之一波长。因此，提高频率测量精度是实现静止目

标精确测距的前提。必须对频率精确求解方法展开分析。

3.3 基于相位差的精确测距算法

3.3.1 常见的频率测量算法分析

常见的频率精确测量算法有：基于整个频谱插值的补零 FFT 法，基于局部频谱插值的 CZT 法，基于频谱最高谱线和次高谱线的幅度比较法等。在实际的雷达信号测量中，这些方法能够实现目标频率和距离的粗测，但在频率精确测量中，这些方法或多或少都存在一些局限性：

补零 FFT 法通过在 $s_B(n)$ 后补零进行 M 点 FFT 实现，频率测量最大误差为 $f_s/(2M)$ 。虽然算法简单，但是要达到理想的测量精度需要补大量的 0，计算量较大，且频带利用率不高。

CZT 法在频谱 $X(k)$ 相邻的最高谱线 k_1 和次高谱线 k_2 之间进行 L 点 DTFT 运算，细化后频率测量最大误差减小为 $f_s/(2NL)$ ，通过多次循环后实现精确的频率计算。每循环一次，频率测量精度便会提高 L 倍，因此能较快实现局部频谱的细化。但由于该方法是基于频谱幅度最高实现最优频率判断的。当多次 CZT 后，谱峰处坡度会减缓，最高谱线和次高谱线相差不大，在噪声影响下很容易造成最高谱线的误判^[8]。并且在算法实现中，每经过一次循环，系统都要遍历判定幅度的最大值和次大值，因此计算量也是相对较大的。

双线幅度法利用矩形窗函数的主瓣对称特性实现对主瓣中心频率的测量。主瓣谱峰由于至少含有两根离散谱线，通常是幅度最高谱线和次高谱线。这两根谱线幅度比值的相对大小反映了中心频率的位置，利用该原理可以实现对真实频率的估计。该方法算法简单，能够实现较高精度的频率测量。但由于判定准则是基于幅度特性决定，因此很容易受到外界信号的干扰。当主瓣受到杂波分量的影响，幅度形状发生改变，此时测量结果会出现较大的误差。因此在实际测量中，该方法也存在一定局限性。

综上所述，上面论述的三种频率测量方法，虽然理论上都能实现高精度的频率测量，满足实际需求的测量精度，但或多或少都存在一些缺陷和局限性，如计算量大，稳定性差，容易受到干扰等。由于频率是相位的差分，因此能否利用相位测量的准确性，实现频率的精确测量呢？本章提出并分析了一种基于相位差的频率测量方法，不仅能够实现频率的精确测量，并在此基础上结合相位法实现了目标的高精度测距，将在下一小节论述。

3.3.2 利用相位差实现频率精确测量

设差拍信号序列为 $s_B(t) = \exp[j(2\pi f_B t + \varphi_B)]$ ，则当序列延迟 T_0 ($0 < T_0 < T$) 后， $s_B(t)$ 的表达式变为 $s_B(t - T_0)$ ，两个信号频率相同，初相不同。如果两个信号共轭相乘，则有：

$$s'_B(t) = s_B(t) \cdot s_B^*(t - T_0) = \exp(j2\pi f_B T_0) \quad (3.5)$$

得到的 $s'_B(t)$ 的相位含有差拍信号频率 f_B 。实际上，我们可以分别估计 $s_B(t)$ 的初相 φ_B 和

$s_B(t-T_0)$ 的初相 $\varphi_B - 2\pi f_B T_0$ ，则两个信号的初相差 $\Delta\varphi = 2\pi f_B T_0$ 。由于 T_0 已知，因此可以利用两个信号的初相差实现差拍信号的频率估计。这种频率估计方法又称相位差法。利用 DFT 实现上述过程的算法可以如下表示：

序列 $s_B(n)$ 前 N_1 段数据记作 $s_{B1}(n)$ ，后 N_1 段数据记作 $s_{B2}(n)$ ，则有：

$$\begin{aligned} s_{B1}(n) &= s_B(n), 0 \leq n \leq N_1 - 1 \\ s_{B2}(n) &= s_B(n + N_1), 0 \leq n \leq N_1 - 1 \end{aligned} \quad (3.6)$$

分别对 $s_B(n)$ ， $s_{B1}(n)$ ， $s_{B2}(n)$ 做 M 点 FFT，对应的频谱为：

$$\begin{aligned} X(k) &= e^{j[\varphi_B - \frac{N-1}{M}\pi(k - \frac{M}{N}f_B T)]} \frac{\sin[(k - \frac{M}{N}f_B T)\frac{N}{M}\pi]}{\sin[(k - \frac{M}{N}f_B T)\frac{\pi}{M}]}, 0 \leq k < M \\ X_1(k) &= e^{j[\varphi_{B1} - \frac{N_1-1}{M}\pi(k - \frac{M}{N}f_B T)]} \frac{\sin[(k - \frac{M}{N}f_B T)\frac{N_1}{M}\pi]}{\sin[(k - \frac{M}{N}f_B T)\frac{\pi}{M}]}, 0 \leq k < M \\ X_2(k) &= e^{j[\varphi_{B2} - \frac{N_1-1}{M}\pi(k - \frac{M}{N}f_B T)]} \frac{\sin[(k - \frac{M}{N}f_B T)\frac{N_1}{M}\pi]}{\sin[(k - \frac{M}{N}f_B T)\frac{\pi}{M}]}, 0 \leq k < M \end{aligned} \quad (3.7)$$

值得注意的是 $s_{B1}(n)$ ， $s_{B2}(n)$ 与 $s_B(n)$ 频率相同，均为 f_B ，因此对应的最高谱线均为 k_1 。由于 $s_{B1}(n)$ 和 $s_{B2}(n)$ 的初相不同，分别为 $\varphi_{B1} = 2\pi(f_0 - \frac{B}{2})\frac{2R}{c}$ ， $\varphi_{B2} = 2\pi(f_0 + \frac{B}{2} - \frac{N_1}{N}B)\frac{2R}{c}$ ，因此谱线 k_1 处的 DFT 相位 $\varphi_{k_1}^1$ 与 $\varphi_{k_1}^2$ 之间存在相位差 $\Delta\varphi_B$ ，有：

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_B &= \varphi_{k_1}^2 - \varphi_{k_1}^1 = \varphi_{B2} - \varphi_{B1} = 2\pi(\frac{N - N_1}{N}B)\frac{2R}{c} \\ \Rightarrow R_{\Delta\varphi} &= \frac{c\Delta\varphi_B}{4\pi B(\frac{N - N_1}{N})} \end{aligned} \quad (3.8)$$

通常取 $N = 2N_1$ ，此时，(3.8) 式改写为：

$$R_{\Delta\varphi} = \frac{\Delta\varphi_B}{2\pi} 2\Delta R \quad (3.9)$$

$R_{\Delta\varphi}$ 即为相位差法测距结果。当相位差 $\Delta\varphi_B = 2\pi$ 时，推算出 $R_{\Delta\varphi}$ 的最大不模糊距离为 $2\Delta R$ 。由此可见，利用相位差法可以实现最大不模糊距离为 $2\Delta R$ 内目标距离的准确定位。又根据 M 点 FFT 的频率法测距距离单元为 $\Delta R_M = (N\Delta R)/M$ ，其频率法测距最大误差为 $(\Delta R_M/2)$ ，该值是小于相位差法最大不模糊距离 $2\Delta R$ 的。基于 M 点 FFT 频率法测距结果，可以判定目标真实

①计算第*i*组的N点差拍序列 $s_B(n)$ ，前半段序列 $s_{B1}(n)$ ，后半段序列 $s_{B2}(n)$ 的M点FFT。

②三段序列频率相同，设FFT谱峰频率坐标为 k_1 ，则三个序列谱峰处的相位分别为 $\varphi_{k_1}, \varphi_{k_1}^1, \varphi_{k_1}^2$ 。

③计算相位差 $\Delta\varphi_B = \varphi_{k_1}^2 - \varphi_{k_1}^1$ ，由此确定第*i*组差拍序列的频率为 $f_B = n_1 \frac{2}{T} + \frac{\Delta\varphi_B}{\pi T}$ ，其中 $n_1 = \text{round}[k_1 N / (2M)]$ ，是相位差法测距结果 $R_{\Delta\varphi}$ 基于 $2\Delta R$ 的模糊周期数，也是对应的差拍信号频率 f_B 基于 $\frac{2}{T}$ 的模糊周期数。

④利用 f_B 对 k_1 处的相位 φ_{k_1} 进行修正，得到差拍信号的相位为：

$$\varphi_B = \varphi_{k_1} + \frac{N-1}{M} k_1 \pi - \frac{N-1}{N} f_B T \pi。$$

⑤利用 f_B 确定频率法测距结果 $R_1 = \frac{f_B T c}{2B}$ ，利用 φ_B 确定相位法测距结果 $R_2 = \frac{\varphi_B}{2\pi} \frac{\lambda_{\min}}{2}$ 。

⑥利用 $n_2 = \text{round}(2R_1 / \lambda_{\min})$ 计算目标距离的半波长模糊数 n_2 。利用2.2节中的公式(2.11)

和(2.12)，结合目标的初相 φ_B 对半波长模糊数 n_2 进行校正，得到最终确定的半波长模糊数 n_2 。

⑦最终得到第*i*组目标距离测量结果为 $R_i = n_2 \cdot \left(\frac{\lambda_{\min}}{2}\right) + \frac{\varphi_B}{2\pi} \frac{\lambda_{\min}}{2}$ 。

由此，利用M点FFT和相位差实现了频率的精确测量，再结合相位便实现了达到相位法测量精度的精确测距。该精确测量算法要注意的地方有三个：

一是不仅可以利用M点FFT得到初测距离 $R' = k_1 \Delta R_M$ ，也可以利用双线幅度法或CZT等其他方法得到初测距离。对初测距离值的要求是具有一定精度，能够实现对 $2\Delta R$ 模糊区间的准确判定即可。当 $M=N$ 即序列进行N点FFT时，可以根据 k_1 的奇偶性结合相位差 $\Delta\varphi_B$ 的大小来确定 n_1 的大小：当 k_1 为偶数时， $n_1 = k_1/2$ 。当 k_1 为奇数且 $\Delta\varphi_B \in (-\pi, -\pi/2)$ 小于0时， $n_1 = \text{round}(k_1/2) + 1$ 。当 k_1 为奇数且 $\Delta\varphi_B \in (\pi/2, \pi)$ 大于0时， $n_1 = \text{round}(k_1/2) - 1$ 。

二是目标在 $\Delta\varphi_B = \pm\pi$ 或者 $\varphi_B = \pm\pi$ 相近的区域，由于噪声偏差的存在容易引起 n_1 或 n_2 的跳变，导致测量结果出现相差 $2\Delta R$ 或者半波长的跳变误差。因此在最后的处理时，要对出现跳变的测量结果进行剔除或者修正。

三是要保证目标距离基于半波长的模糊数能够准确求解，这是实现相位法测距精度的关键。对于每一组距离测量，如果要能准确定位目标的半波长区间，就需要每一组的频率法测距误差不能超过四分之一波长。然而这个测量要求很高，通常需要信噪比较高的环境才能实现。

在实际的测量过程中，通常会对静止目标采集多组数据。由于频率的估计是无偏估计，因此可以通过对多组频率测量结果求均值，把均值作为目标的真实频率。这样可以消除频率测量的随机误差，提高频率测量精度。可以在上述过程第③步之后，计算多组频率测量结果的均值 \bar{f}_B ，替换第④~⑤步中对应的每组差拍频率 f_B ，这样能够保证每组测量距离半波长模糊数 n_2 的准确求解，提高相位 φ_B 的测量精度，最终实现静态目标高精度的距离测量。

3.4 FMCW 雷达理论测距精度分析

上面提出的测距方法都是在理想环境下讨论的。在实际的测量环境中，必须要考虑噪声对测量精度的影响。对于静止目标测距，差拍信号表示为：

$$s_B(t) = A_S \exp\{j(2\pi f_B t + \varphi_B)\}, 0 \leq t \leq T \quad (3.12)$$

其中，信号幅度为 A_S ，频率 $f_B = \mu\tau = (2BR/Tc)$ ，初相 $\varphi_B = 2\pi[f_0 - (B/2)](2R/c)$ 。设添加的复高斯白噪声 $N(t)$ 均值为 0，单边功率谱密度为 n_0 。则实测观察信号 $s'_B(t)$ 表示为：

$$s'_B(t) = s_B(t) + N(t) \quad (3.13)$$

对 $s'_B(t)$ 以 f_s 进行 N 点采样后得到离散序列 $s'_B(n)$ 。暂不考虑采样量化误差的影响，此时 $s'_B(n)$ 的时域信噪比为 $SNR_0 = (A_S^2 / \sigma_N^2)$ ，其中 σ_N^2 为噪声功率。对序列进行 N 点 DFT 后，估计量 \hat{f}_B 与 $\hat{\varphi}_B$ 均为无偏估计。根据相应文献^{[3][9]}，估计方差的克拉美罗下界为：

$$\text{var}(\hat{f}_B)_{\min} = \frac{3f_s^2}{2\pi^2(N^2 - 1)NSNR_0} \quad (3.14)$$

$$\text{var}(\hat{\varphi}_B)_{\min} = \frac{2(2N - 1)}{2N(N + 1)NSNR_0} \approx \frac{4}{2NSNR_0} \quad (3.15)$$

值得注意的是 N 是有效采样点数，而不是 FFT 运算点数。通过对 (3.14)，(3.15) 分析可以看出：对于给定的测量条件，观测时间越长 (N 越大) 或者信噪比越高，估计的方差越小，测量的精度越好。对于前面叙述的补零 FFT 法，离散 DTFT 法，在理想情况下随着补零点数和 CZT 循环次数的增加， \hat{f}_B 的方差会逐渐逼近克拉美罗下界，但不会超过这个下界。这个下界确定了频率和相位测量的最小方差和最小标准差。测量精度是宏观的概念，具体数值的体现可以用标准差来体现。由第 2.2 节提出的测量精度的概念，可知这里的最小标准差就体现了理论测量精度。由 (3.14) 和 (3.15) 可以推出，对于频率法测距值 \hat{R}_1 和相位法测距值 \hat{R}_2 ，最小方差和标准差为：

$$\text{var}(\hat{R}_1)_{\min} = \frac{3f_s^2}{2\pi^2(N^2 - 1)NSNR_0} \left(\frac{Tc}{2B}\right)^2, \quad \sigma(\hat{R}_1)_{\min} = \frac{\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2NSNR_0}} \Delta R \quad (3.16)$$

$$\text{var}(\hat{R}_2)_{\min} = \frac{\lambda_{\min}^2}{8\pi^2 NSNR_0}, \quad \sigma(\hat{R}_2)_{\min} = \frac{\lambda_{\min}}{2\pi\sqrt{2NSNR_0}} \quad (3.17)$$

(3.16) 和 (3.17) 给出了两种测距方法的最小标准差。通过对比，可以看出

$$\frac{\sigma(\hat{R}_1)_{\min}}{\sigma(\hat{R}_2)_{\min}} = 2\sqrt{3} \frac{\Delta R}{\lambda_{\min}} \gg 1, \text{ 印证了相位法测距精度远远优于频率法测距精度的观点。}$$

实际利用 DFT 对频率和初相估计时，采用的是先通过幅值最高谱线确定频率 k_1 ，再估计 k_1 处的相位 φ_{k_1} 的方法。因此谱线的高度会影响频率测量精度。设最大谱线与实际频率相对偏差为 δ ，则在 N 点 DFT 后，在 k_1 谱线处的谱线幅度是真实谱线幅度的 $|W_R(\delta)/W_R(0)| = \text{sinc}(\delta)$ 倍（此处 $W_R(k)$ 是矩形窗 DFT 频谱函数），信号能量变为 $A_s^2 \text{sinc}^2(\delta)$ 。而高斯白噪声的能量平均分布在频谱 N 点上，在 k_1 处的噪声能量为原先的 $1/N$ ，因此频域信噪比 SNR_{k_1} 相对时域信噪比 SNR_0 提升了 $N \text{sinc}^2(\delta)$ 倍，表述为：

$$SNR_{k_1} = N SNR_0 \text{sinc}^2(\delta) \quad (3.18)$$

在信噪比为 SNR 的条件下，对固定相位信号 $a(t) = A_0 e^{j\varphi_0}$ 进行观测。假设噪声为零均值，功率为 σ^2 的复高斯白噪声，其相位 β 均匀分布在 $[0, 2\pi]$ ，则此时观测信号 $a'(t)$ 为：

$$a'(t) = A'_0 e^{j\varphi'_0} = A_0 e^{j\varphi_0} + A_N e^{j\beta} \quad (3.19)$$

这里信噪比 $SNR = A_0^2 / E(A_N^2) = A_0^2 / \sigma^2$ 。在高信噪比条件下 ($A_N \ll A_0$)，设相位测量误差

$\delta\varphi = \varphi_0 - \varphi'_0$ ，可以表述为：

$$\delta\varphi = \text{atan}\left(\frac{A_N \sin \beta}{A_0 - A_N \cos \beta_0}\right) \approx \frac{A_N \sin \beta}{A_0} \quad (3.20)$$

则我们可以推导出：

$$\begin{cases} E(\delta\varphi) = 0 \\ \text{var}(\delta\varphi) = E[(\delta\varphi)^2] - [E(\delta\varphi)]^2 = E\left(\frac{A_N^2 \sin^2 \beta}{A_0^2}\right) = \frac{1}{2SNR} \end{cases} \quad (3.21)$$

由此可见，在信噪比为 SNR 的条件下，对于单一谱线，相位测量误差的方差为 $1/(2SNR)$ 。

运用该结论可以推出 k_1 谱线处的相位测量值 $\hat{\varphi}_{k_1}$ 理论测量方差为：

$$\text{var}(\hat{\varphi}_{k_1}) = \frac{1}{2SNR_{k_1}} = \frac{1}{2N SNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \quad (3.22)$$

对于相位 $\varphi_B = \varphi_{k_1} + \pi\delta(N-1)/N$ ，由于频率相对偏移 δ 未知，因此要分析 φ_B 的估计精度，

需要利用相位差法先实现频率 f_B 和 δ 的测量精度。

设序列前 $N_1 = N/2$ 点的序列相位估计为 $\hat{\varphi}_{k_1}^1$ ，后 $N_1 = N/2$ 点的序列相位估计为 $\hat{\varphi}_{k_1}^2$ ，则根据

公式 (3.22) 有:

$$\text{var}(\hat{\phi}_{k_1}^1) = \text{var}(\hat{\phi}_{k_1}^2) = \frac{1}{NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \quad (3.23)$$

注意此时的 DFT 频率间隔为 $\Delta f_{N_1} = 2\Delta f$ 。由于 $\hat{\phi}_{k_2}^1$ 与 $\hat{\phi}_{k_2}^2$ 独立同分布, 因此相位差估计值 $\Delta\hat{\phi}_B$ 的方差为:

$$\text{var}(\Delta\hat{\phi}_B) = \text{var}(\hat{\phi}_{k_2}^1 - \hat{\phi}_{k_2}^2) = \frac{2}{NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \quad (3.24)$$

从而得到相位差法的距离估计值 $\hat{R}_{\Delta\phi}$ 的方差为:

$$\text{var}(\hat{R}_{\Delta\phi}) = \frac{c^2}{(\pi B)^2} \frac{1}{2SNR_{k_1}} = \frac{c^2}{(\pi B)^2} \frac{1}{2NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \quad (3.25)$$

进一步地, 结合相位差 $\Delta\phi_B$ 与差拍信号频率 f_B 的对应关系, 我们可以推得:

$$\text{var}(\hat{f}_B) = \frac{1}{(\pi T)^2} \text{var}(\Delta\hat{\phi}_B) = \frac{2}{\pi^2 T^2 NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \quad (3.26)$$

比较 (3.14) 和 (3.26), 可以看出基于相位差法的频率估计方差是频率估计克拉美罗界的 $\frac{4(N^2-1)}{3N^2 \text{sinc}^2(\delta)}$ 倍。对于谱线正对时 $\delta=0$ 的情况, 此时倍数值为 1.33, 显示出相位差法测量频率的方差已经很接近克拉美罗下界。虽然 FFT 补零法和 CZT 法测频精度能够达到克拉美罗下界, 但需要较大的运算量^[3]。相位差法仅仅需要计算两组序列 $N/2$ 点 DFT 的相位, 就能够实现接近理论值的精度测量, 因此综合来看, 相位差法的频率测量是更好的频率测量方法

由于频率 f_B 与相对偏差 δ 满足: $f_B = (\frac{N}{N_1} k_2 + \delta) \frac{1}{T} = (k_2 + \frac{N_1}{N} \delta) \Delta f_{N_1}$ 。若不考虑 k_2 的谱线估计误差, 可以推出 $\hat{\delta}$ 的测量方差为:

$$\text{var}(\hat{\delta}) = \frac{2}{\pi^2 NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \quad (3.27)$$

在得到估计值 $\hat{\phi}_{k_1}$ 和 $\hat{\delta}$ 后, 就可以利用 $\hat{\phi}_B = \hat{\phi}_{k_1} + \frac{N-1}{N} \pi \hat{\delta}$ 对最终的差拍信号相位 ϕ_B 进行估计, 有:

$$\begin{cases} E(\hat{\phi}_B) = E(\hat{\phi}_{k_1} + \frac{N-1}{N} \pi \hat{\delta}) = \phi_B \\ \text{var}(\hat{\phi}_B) = \text{var}(\hat{\phi}_{k_1} + \frac{N-1}{N} \pi \hat{\delta}) = \frac{2}{SNR_{k_1}} = \frac{4}{2NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \end{cases} \quad (3.28)$$

此时, 相位估计的方差 $\text{var}(\hat{\phi}_B)$ 是 $\text{var}(\hat{\phi}_{k_1})$ 的 4 倍, 并且在 $\delta=0$ 时趋近于克拉美罗界, 显示出 DFT 相位法能够实现趋近于理论测量精度的测量。由此推导出相位法的测距值 \hat{R}_{ϕ_B} 的精度为:

$$\text{var}(\hat{R}_{\phi_B}) = \frac{\lambda_{\min}^2}{8\pi^2} \frac{1}{SNR_{k_1}} = \frac{\lambda_{\min}^2}{8\pi^2} \frac{1}{NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)} \quad (3.29)$$

比较 (3.14)、(3.25) 和 (3.29), 我们可以得出:

$$\frac{\text{var}(\hat{R}_{\Delta\varphi})}{\text{var}(\hat{R}_{\varphi_B})} = 4 \frac{f_{\min}^2}{B^2} \gg 1, \text{var}(\hat{R}_{\varphi_B}) \ll \text{var}(\hat{R}_1) \leq \text{var}(\hat{R}_{\Delta\varphi}) \quad (3.30)$$

一般而言，FMCW 雷达载波频率远高于带宽，因此从测距精度来看，基于相位差的测距精度接近于频率法测距的理论精度值。两者均远低于基于相位的测距精度。因此在目标近距离精确定位时，应该选取相位法进行定位估计。

表 3.1 对 DFT 相位差法实现的相位、相位差、频率测量的标准差进行了总结：

表 3.1 DFT 相位差法参数理论测量标准差

频率测量 CRLB	相位测量 CRLB	$\sigma(\hat{\varphi}_B)$	$\sigma(\Delta\hat{\varphi}_B)$	$\sigma(\hat{f}_B)$
$\frac{\sqrt{3}}{\pi T \sqrt{2NSNR_0}}$	$\frac{2}{\sqrt{2NSNR_0}}$	$\frac{2}{\text{sinc}(\delta)\sqrt{2NSNR_0}}$	$\frac{2}{\text{sinc}(\delta)\sqrt{NSNR_0}}$	$\frac{2}{\pi T \text{sinc}(\delta)\sqrt{2NSNR_0}}$

综上所述，频率法测距的最小精度克拉美罗界一般较难达到，采用 FFT 补零或 CZT 方法需要大量的计算才能够实现。基于相位差的频率测量标准差虽然稍高于频率法测量的克拉美罗界，但算法简单，计算量较小，因此是一个较好的频率估计的方法。第 3.3 小节提出的相位差与相位相结合的测距算法，从理论上能够实现相位法测距精度的测量，测量精度高于单纯的基于相位差测频的距离测量。

3.5 仿真与实测数据分析

对第 3.3 小节提出的相位差结合相位的测距方法（记作相位法，测距结果 R_φ ）和单独的利用相位差实现频率测距（记作频率法，测距结果 $R_{\Delta\varphi}$ ）进行对比仿真，从而验证相位差结合相位实现精确测距的优越性和精确性。

3.5.1 Matlab 仿真

仿真一：雷达工作参数为载波频率 24.05GHz，带宽 100MHz，调频周期 1.024ms，最小波长为 1.25cm，采样率为 1Msps，每组调频周期点数 1024 点，时域测量信噪比 30dB。设置目标距离分别为 3.0m，3.1m，3.2m，3.3m，3.4m，3.5m。对每组距离分别进行 100 次测量，计算测量距离与真实距离的均方根误差（RMSE），与理论标准差作为对比，对相位法和频率法的测距性能进行分析。由于相位和频率与距离的换算关系，因此先对相位测量和频率测量进行误差分析，再求解各自的测距精度。

表 3.2 参数测量误差与理论测量误差的比较

测量参数\距离	3.0m ($\delta=0$)	3.1m ($\delta=0.07$)	3.2m ($\delta=0.13$)	3.3m ($\delta=0.2$)	3.4m ($\delta=0.27$)	3.5m ($\delta=0.33$)
相位测量 RMSE(rad)	0.0015	0.0015	0.0017	0.0017	0.0017	0.0016
相位测量理论标准差(rad)	0.0014	0.0014	0.0014	0.0015	0.0016	0.0017
相位测量 CRLB(rad)	0.0014					

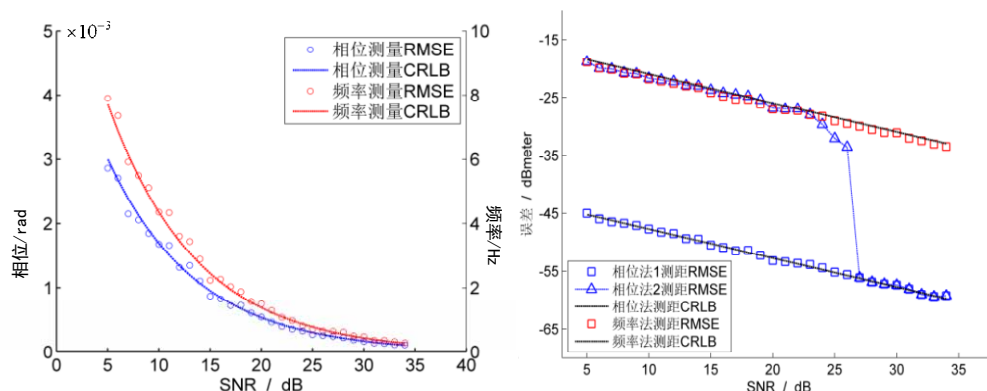
频率测量 RMSE(Hz)	0.4281	0.4152	0.4600	0.4419	0.4694	0.4923
频率测量理论标准差(Hz)	0.4344	0.4376	0.4474	0.4644	0.4898	0.5253
频率测量 CRLB (Hz)	0.4344					

从表 3.2 分析可以看到, 利用相位差求出频率, 进而对相位实现修正后, 相位测量的 RMSE 与相位测量理论标准差基本相符。基于相位差得到的频率测量 RMSE 与频率测量理论标准差也基本吻合。相位和频率理论精度和 CRLB 存在一定误差, 是由于谱线相对偏差 δ 引起的。目标在 3.0m 处目标谱线正对 DFT 离散谱线, 此时 $\delta=0$, 理论测量标准差和 CRLB 一致。在同一距离单元 ΔR 内, 目标逐渐远离 3.0m 处的中心谱线, 导致 δ 增加, 理论测量标准差和 CRLB 偏差逐渐增加。当 $\delta=\pm 0.5$ 时, 理论测量标准差与 CRLB 偏差达到最大为 $\pi/2 \approx 1.57$ 倍。但在实际测量中, δ 的影响与其他误差影响因素相比, 可以忽略不计。因此在分析时可以把 CRLB 作为理论测量标准差来分析。

当相位测量和频率测量达到各自的 CRLB 界时, 此时相位法测距标准差为 1.4 微米, 频率法测量标准差达到 0.3 毫米。对比显示出相位法测距性能优于频率法, 在高信噪比条件下 (30dB), 基于相位法能够实现微米级别的测量。

仿真二: 影响相位测量和基于相位差法的频率测量的因素分析

通过对公式 (3.16) 和 (3.17) 进行分析, 可以知道时域信噪比 SNR 和调频周期 $T=N/f_s$ 是影响测距精度的主要因素。雷达仿真参数和仿真一相同, 目标距离选择为 3.5m, 分析这两个因素对测量精度的影响。



(a) SNR 对相位测量和频率测量的影响

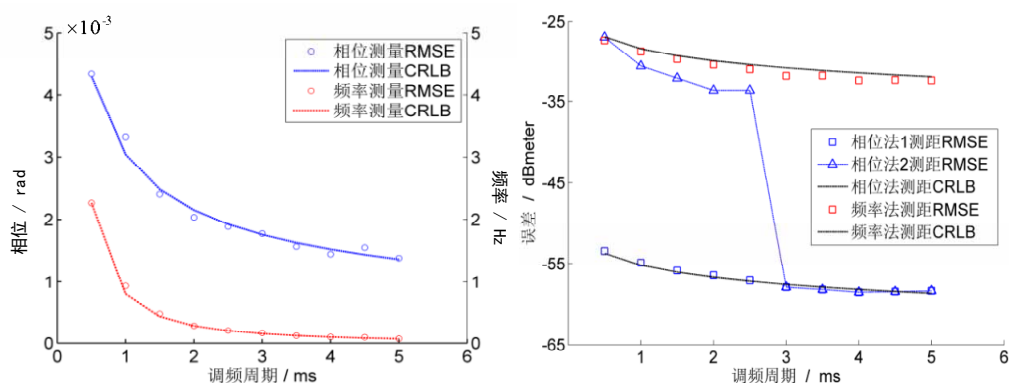
(b) SNR 对测距精度的影响

图 3.3 SNR 对测量误差的影响 ($T=1.024\text{ms}$)

从图 3.3 (a) 可以看出, 随着信噪比逐渐增加, 相位测量误差和频率测量误差均迅速减小, 仿真的均方根误差 RMSE 基本与理论测量 CRLB 吻合。

由于测距精度与相位、频率等参数估计精度相对应, 因此从图 3.3 (b) 可以说明: 距离测量误差也是随着信噪比增加而迅速减小。基于相位的测距精度要比基于频率的测距精度高 28dB 左右。值得注意的是我们要关注相位法 1 和相位法 2 测距 RMSE 的变化。在多组测量中, 相位

法 1 利用多组频率法测距结果的平均值来确定半波长系数，因此其测量精度完全体现了基于相位法的测距精度。相位法 2 利用每组频率测距结果来确定半波长系数。当信噪比较低时，频率测距误差较大，不足以保证每一组频率测距结果都能准确对半波长区间进行定位。半波长区间定位错误的误差增大了相位法 2 测距的 RMSE 值，使得此时的测量精度更加接近于频率法。随着信噪比逐渐增加，频率法定位精度增加，此时每一组频率测距结果都能准确定位到目标所在半波长区间。这时相位法 2 的测量的 RMSE 与相位测量 CRLB 吻合。这个事实证明在实际处理中，要对频率法测距结果平滑或平均等相应处理，才能更好地确定目标所在半波长位置，有利于接下来相位法的测量。



(a) T 对相位测量和频率测量的影响

(b) T 对测距精度的影响

图 3.4 调频周期 T 对测量误差的影响 (SNR=25dB)

从图 3.4 可以看出，调频周期越长，目标观测的有效数据就越多，相对噪声越小，自然测距精度就越高。相位、频率测量误差及其相应的测距误差均与理论测量 CRLB 吻合。当调频周期增加时，频率法测距精度提高，能够准确定位到半波长区间，此时相位法 2 的测距 RMSE 与相位法测距的 CRLB 吻合。

通过上述仿真分析，可以验证如下结论：

- 1、基于相位差法的频率测量精度与频率理论测量精度基本吻合。本章提出的将该方法频率测量与相位测量相结合，能够实现达到相位测距精度的目标高精度测距。
- 2、相位法测距精度显著高于频率法测距精度。在本仿真中，基于相位测距精度要高于基于频率测距越 28dB 左右。
- 3、信噪比和调频周期会影响最终测量精度。在实际测量时尽量选择较大功率的发射信号以提高信噪比，同时调频周期可以适当加大。
- 4、相位法 1 和相位法 2 的测距精度对比表明：在信噪比稍低的情况下，对频率法测距结果进行平滑或平均，能够减小半波长的定位误差，有利于接下来利于相位法实现更高精度的测量。

3.5.2 实测数据仿真

将上述提出的相位差测频结合相位实现精确距离测量的算法应用到实测测量中，进行实测数据仿真。雷达天线采用 IVS179 射频前端。载波频率 24.05GHz，为减少非线性误差的影响，带宽选择为 100MHz，调频周期为 $512\mu\text{s}$ ，采样率为 1Msps，每周期采样点数 512 点，一共观测 100 组数据。对近距离大约在 3m 处的静止三角锥进行测量。

测量场景如图 3.5 所示：

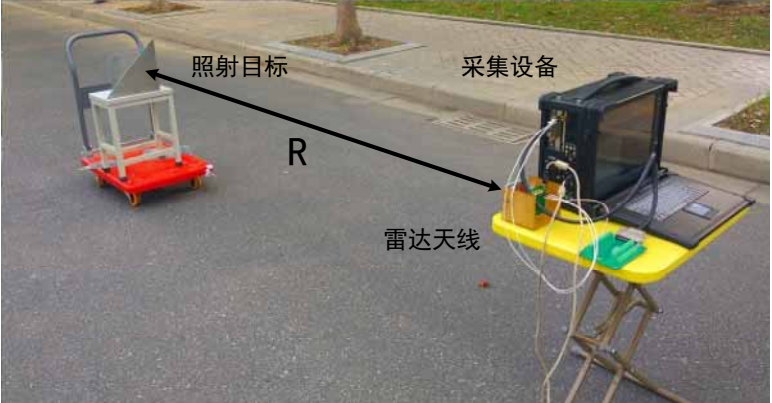


图 3.5 实测场景

采样得到的差拍信号两个正交通道离散序列为：

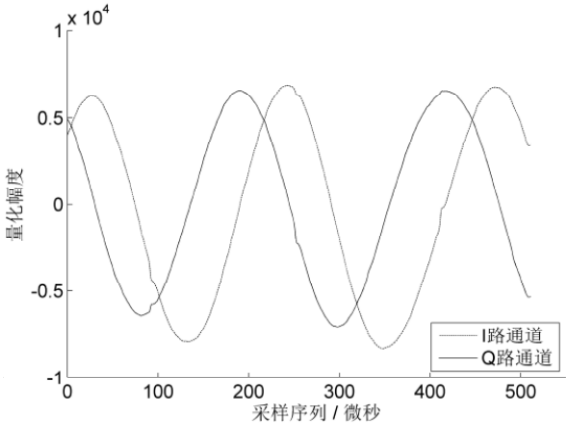


图 3.6 某一组调频周期对应的采样差拍序列

图 3.6 表明该离散序列是非整周期截断的周期序列。利用上面提出的静态目标测距算法进行实测分析，得到距离测量结果为：

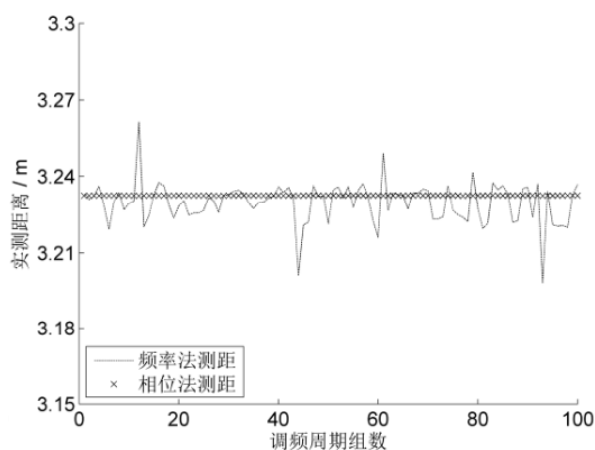


图 3.7 基于相位差频率法和相位差结合相位法得到的测距结果

图 3.7 表明相位测距精度远高于频率法测距精度。在 100 组数据中，频率法测量距离值为 3.2296m。以 100 组测量数据的均值作为真值，其测量均方根误差为 7.9mm。相位法测量距离值为 3.2326m，以 100 组测量数据的均值作为真值，其均方根误差为 $32\mu\text{m}$ 。显示出相位法测量精度更高。测得的差拍信号的初相和频率分别为：

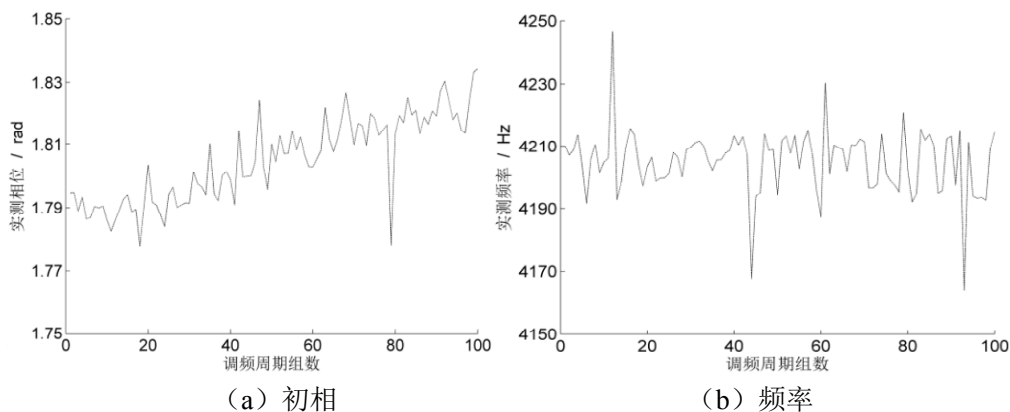


图 3.8 测量得到的差拍信号初相和频率

从图 3.8 可以看出，100 组测量数据中，初相的相位分布在 1.77rad 到 1.83rad 之间，初相均值为 1.8050rad，测量均方根误差为 0.0093rad。频率主要分布在 4190Hz 到 4220Hz 之间，均值为 4205Hz，测量均方根误差为 10.5Hz。值得注意的是相位分布有斜向上变化的趋势，存在一定的斜率，作者认为可能是由接收通道产生的寄生调幅干扰（泄漏分量）消去不彻底引起的。后续的研究中有必要对斜率出现的原因作进一步分析。

从频率法测距精度来看，测距均方根误差为 7.9mm，而 24GHz 雷达载波频率半波长为 6.25mm，因此基于单组频率测距值很难确定目标所在的半波长区间。可以利用多组测量求均值的方法提高频率测距的准确性，实现对目标半波长区间的定位。图 3.9 反映了实际测量过程中实测半波长周期数的变化和最终确定的半波长周期数。经过均值处理后，目标定位在第 518 个半波长周期内，在此基础上可以继续利用相位实现精确测距。

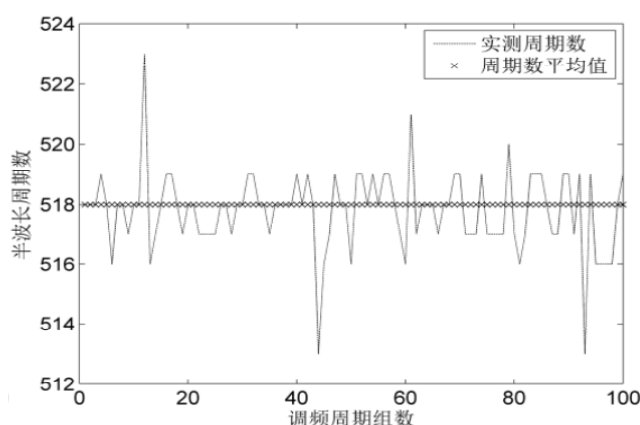


图 3.9 实测半波长周期数的变化

总结：通过实验室现有的 IVS-179 雷达进行实测，其结果表明本章提出的基于相位差的近程目标测距算法能够实现静止目标的高精度距离测量。在实测环境下目标定位精度能够达到 $32\ \mu\text{m}$ 。

3.6 本章小结

本章对 FMCW 雷达静止目标测距算法进行了研究。首先利用 DFT 实现了如何求解差拍信号的频率和初相，分析了频率和初相测量中产生误差的主要原因。之后对常见的频率测量算法加以总结，分析了它们的不足，并研究了基于相位差实现频率精确测量的方法。在第 3.3 小节提出了利用相位差实现频率精确测量，从而确定目标半波长模糊数，并在此基础上利用相位法实现精确测距的算法。该算法不仅具备相位法测量的精确性，而且也能基于频率法实现距离的测量，同时结合了频率法测距和相位法测距的优点，因此是一种较好的测量方法。

第 3.4 节从理论上推导了相位法测距和频率法测距的理论测量精度。第 3.5 节从 Matlab 仿真和实测分析角度对该算法进行了验证。仿真结果表明该算法基本符合理论测量精度。信噪比越高，调频周期越长，测量精度就越高。采用实验室现有的 IVS-179 雷达对该算法实测验证。在实验环境下近距离静止目标的定位精度达到了 $32\ \mu\text{m}$ ，从而实现了 FMCW 雷达静止目标的高精度测距。

第四章 FMCW 雷达动态目标精确测距

4.1 引言

前面两章节围绕 FMCW 雷达静态目标测距展开了研究。然而在处理动态目标测量时，目标的速度导致差拍信号含有多普勒分量。此时差拍信号不再被视作单频正弦信号，而是一个多项式相位信号(PPS)。差拍信号频率不仅含有距离项因子，同时也含有速度项因子，造成 FMCW 雷达参数估计的“距离-速度”耦合现象。仅仅依靠单个周期锯齿波调制的差拍信号很难实现频率项的距离与速度的分离。因此，需要借助其他方法如多项式相位变换(DPT)，三角波调频的方法实现差拍信号频率的“距离-速度”去耦合，之后在相位上消去速度引起的二次方项的影响，转化为“静止目标”的测量，从而实现动态目标较为精确的瞬时距离的测量。

本章的主要内容安排如下：第 4.2 节论述了 FMCW 雷达动态目标距离测量的难点。第 4.3 节论述了基于 DPT 变换实现动态目标的速度估计，并分析了该算法在近程精确测距时的缺点。第 4.4 节论述了基于三角波调频实现差拍信号频率的“距离-速度”去耦合的方法，实现了对速度的较好的估计。第 4.5 节在第 4.4 节分析的基础上，提出了利用初测的速度对差拍信号相位进行修正的算法。该算法减小和抑制了速度二次方项对真个差拍信号相位的影响，提高了初相和对应距离的测量精度。第 4.6 节利用实测数据验证了所提出的算法的准确性和有效性。第 4.7 节为本章小结。

4.2 FMCW 雷达动态目标距离测量的难点

对于静止目标测量，其差拍信号是一个单频信号。设雷达调频周期为 T ，带宽为 B ，调频斜率为 $\mu = B/T$ 。目标距离为 R_0 ，延迟为 $\tau_0 = 2R_0/c$ ，光速为 c ，则对应的差拍信号为：

$$s_B(t) = \exp\{j2\pi[\mu\tau_0 t + (f_0 - \frac{B}{2})\tau_0]\} \quad (4.1)$$

差拍信号频率和初相含有距离信息，可以通过 DFT 频率和相位实现对目标距离的估计。然而对于运动目标，设在调频周期内目标的距离变化为 $R(t)$ ，则 (4.1) 式变为：

$$s_B(t) = \exp\{j2\pi[\mu \frac{2R(t)}{c} t + (f_0 - \frac{B}{2}) \frac{2R(t)}{c}]\} \quad (4.2)$$

当目标距离 $R(t)$ 是 t 的高次方程时，此时差拍信号便不再是单频信号，而是一个含有 t 的高次方项的多项式相位信号(PPS)。多项式相位信号各项的系数反应了目标的运动状态。次数越高，其系数描绘目标运动状态就越细致。

对于近距离动态目标的精确测量而言，我们重在关注目标的距离变化。在调频周期很短（通常为几百微秒到几毫秒）的情况下，目标速度变化不大，可以忽略加速度，认为目标在做匀速

运动。则 $R(t) = R_0 + vt, 0 < t < T$ 。由此得到的差拍信号表示为:

$$\begin{aligned} s_B(t) &= \exp[j2\pi(a_2 t^2 + a_1 t + a_0)] \\ &= \exp\{j2\pi\{\mu \frac{2v}{c} t^2 + [(f_0 - \frac{B}{2}) \frac{2v}{c} + \mu \frac{2R_0}{c}]t + (f_0 - \frac{B}{2}) \frac{2R_0}{c}\}\} \end{aligned} \quad (4.3)$$

此时, 差拍信号不仅是一个二次相位多项式信号, 也是一个线性调频信号。其调频周期为 T , 起始频率为 $f_B = (f_0 - \frac{B}{2}) \frac{2v}{c} + \mu \frac{2R_0}{c}$, 调频斜率为 $k' = \frac{4Bv}{Tc}$, 带宽为 $B' = \frac{4Bv}{c}$ 。图 4.1 展现了由于速度线性调频, 相位中产生二次方项, 对时域波形和相位的影响。

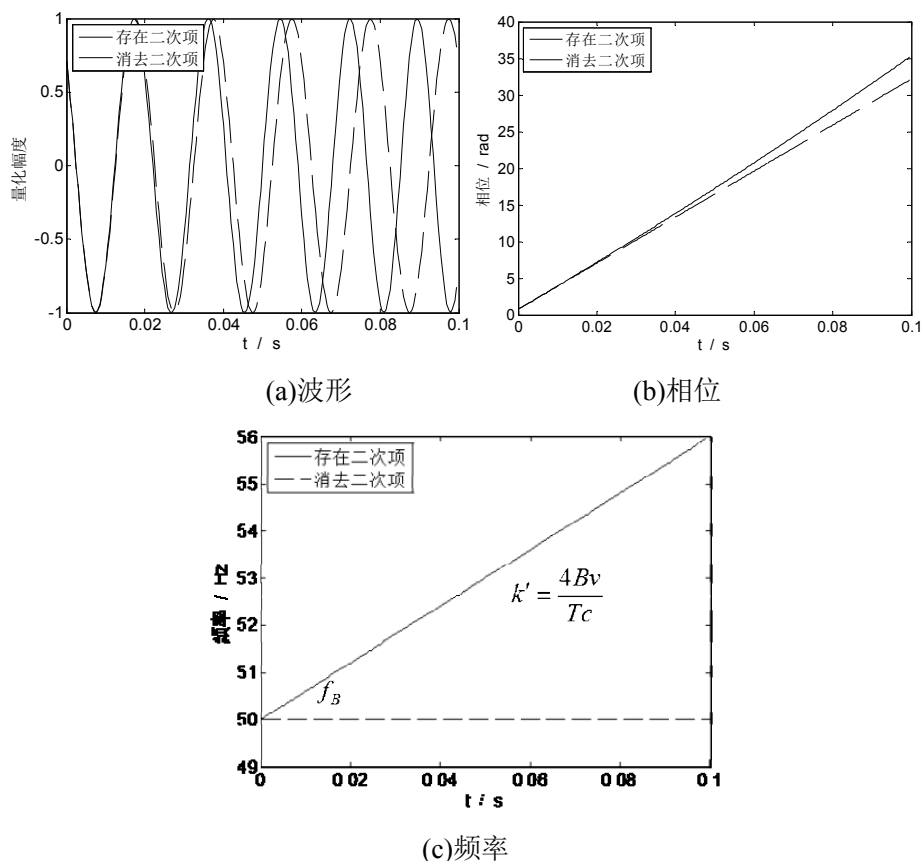


图 4.1 速度产生的二次方项对波形, 相位和频率的影响

为了形象说明速度对差拍信号频谱的影响, 利用 Matlab 仿真研究其频谱特性。设雷达载波频率为 24GHz, 带宽 200MHz, 调频周期为 1s, 采样率 1ksps, 目标距离为 10m, 对速度为 0.1m/s, 1m/s 和 5m/s 的情况下的频谱加以仿真。仿真结果见图 4.2。

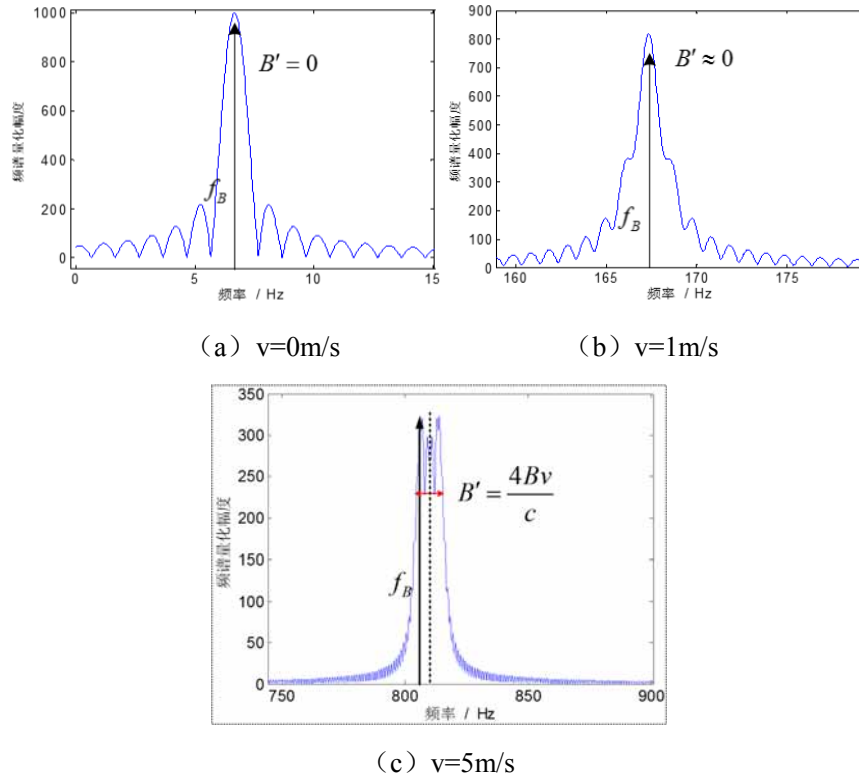


图 4.2 速度对差拍信号频谱的影响

由图 4.2 可知，由于速度对频率调制的影响，会带来信号单一谱线的展宽。造成差拍信号中心频率难以计算，从而产生频率测量误差。为了突出速度对差拍信号频谱的影响，上述仿真条件设置的比较严苛。实际的近程雷达测量中，由于调频周期设置的很短（几百微秒到几毫秒），FFT 频率分辨率通常达到 10^2 Hz 到 10^3 Hz 的数量级。而速度引起的线性调频带宽为 $B' = 4Bv/c$ ，约为 10^0 Hz 到 10^1 Hz 的级别，甚至低于频率估计的因此从频谱图上看，此时差拍信号的频谱仍然为图 4.2(a)中的类似单频信号的频谱。因此对于差拍信号频率的一般估计，不会出现最高谱线判断错误的情况。但是对于差拍信号频率的精确测量而言，如果要最终要达到能够确定半波长区间的频率测量精度，则带宽的存在可能会对半波长周期数的确定带来影响。这一点需要注意。后文会提出利用速度对相位进行修正的算法来尝试解决这个问题。

暂时将此时的差拍信号近似作为单频信号，求出对应的频率 f_B ，有：

$$f_B = (f_0 - \frac{B}{2}) \frac{2v}{c} + \mu \frac{2R_0}{c} \quad (4.4)$$

此时的频率项中同时含有速度和距离两个未知量，造成距离和速度难以准确求解。这种情况称之为基于频率测量的“距离-速度”耦合。如果强行将 f_B 作为目标距离对应的频率，求出距离 R' ，则有：

$$R' = R_0 + \frac{vT}{\lambda_{\min}} \Delta R \quad (4.5)$$

测量值 R' 相对于真实值 R_0 ，会产生 $vT\Delta R/\lambda_{\min}$ 的测量偏差。对于带宽为 200MHz，调频周期为 1ms，速度为 1m/s 的动态目标距离测量，会产生 6cm 的测量误差。对于精确测距而言是不小的影响。因此必须要将速度与距离两个未知量从频率项中分离出来，才能实现基于频率的目标距离准确测量。

综上所述，对于可以视作匀速运动的近程目标瞬时距离的测量，有两个主要因素会对测距结果造成影响：

(1) 速度对频率的线性调制，体现在频谱中对应信号带宽的展宽，体现在相位中对应二次方项的存在。从频率测量角度而言，带宽 $4Bv/c$ 相对较小，因此仍然可以考虑将此时的信号作为单频信号来求解目标频率 f_b 。但是对于频率法和相位法相结合实现的高精度测距，二次方项的存在可能会影响目标距离半波长周期数的确定，初相自身测量也会受到影响。

(2) 频率项中“距离-速度”的耦合会对频率法测距造成影响。为此，需要找到其他的含有距离项、速度项的测量方程。结合公式 (4.4) 实现“距离-速度”的解耦合。

4.3 基于 DPT 变换实现速度的估计

由于动态目标的差拍信号是一个带宽较小的线性调频信号，其二次方项的系数中含有速度因子，因此可以利用 DPT 变换对该信号二次方项的系数进行估计，进而求解出目标速度，从而实现“距离-速度”的解耦合。

设动态目标差拍信号表示为：

$$\begin{aligned} s_b(t) &= \exp[j2\pi(a_2t^2 + a_1t + a_0)] \\ &= \exp\{j2\pi\{\mu\frac{2v}{c}t^2 + [(f_0 - \frac{B}{2})\frac{2v}{c} + \mu\frac{2R_0}{c}]t + (f_0 - \frac{B}{2})\frac{2R_0}{c}\}\} \end{aligned} \quad (4.6)$$

将单个调频周期内的信号平分成两段，则前一段表述为 $s_b^1(t) = s_b(t), t \in (0, T/2)$ ，后一段表述为 $s_b^2(t) = s_b(t + T/2), t \in (0, T/2)$ 。构造信号 $\text{HIM}_2[s_b(t); T/2] = [s_b^1(t)]^* * s_b^2(t)$ ，则有：

$$\begin{aligned} \text{HIM}_2[s_b(t); T/2] &= \exp[-j2\pi(a_2t^2 + a_1t + a_0)] * \exp\{j2\pi[a_2(t + T/2)^2 + a_1(t + T/2) + a_0]\} \\ &= \exp[j2\pi(a_2Tt + a_2T^2/4 + a_1T/2)], t \in (0, T/2) \end{aligned} \quad (4.7)$$

则新构造的 $\text{HIM}_2[s_b(t); T/2]$ 信号转化为一个频率为 a_2T 的单频信号，自然可以利用 DFT 求解频率。当获得二次项系数 \hat{a}_2 后，便可以求出速度估计值 $\hat{v} = \hat{a}_2Tc/(2B)$ 。

原有差拍信号 $s_b(t)$ 可以乘以 $\exp(-j2\pi\hat{a}_2t^2)$ 消除二次方项的影响。修正后的差拍信号为：

$$\begin{aligned} s'_b(t) &= \exp[j2\pi(a_1t + a_0)] \\ &= \exp\{j2\pi\{[(f_0 - \frac{B}{2})\frac{2v}{c} + \mu\frac{2R_0}{c}]t + (f_0 - \frac{B}{2})\frac{2R_0}{c}\}\}, t \in (0, T) \end{aligned} \quad (4.8)$$

差拍信号转化为一个单频信号，之后便可以转化为第三章的内容，利用 DFT 实现对单频信号参数 a_1 （频率）和 $2\pi a_0$ （初相）的准确估计。

对上述的分析利用 Matlab 仿真。设线性调频信号 $s(t) = \exp[j(2\pi \cdot 100t^2 + 2\pi \cdot 50t + 0.5\pi)]$ ，其中， $a_1 = 100$ ， $a_2 = 50$ 。采样率为 500sps，观测时间为 1s，则 $s_B(t)$ ， $\text{HIM}_2[s_B(t); T/2]$ 和修正后的信号 $s'_B(t)$ 的频谱分别为：

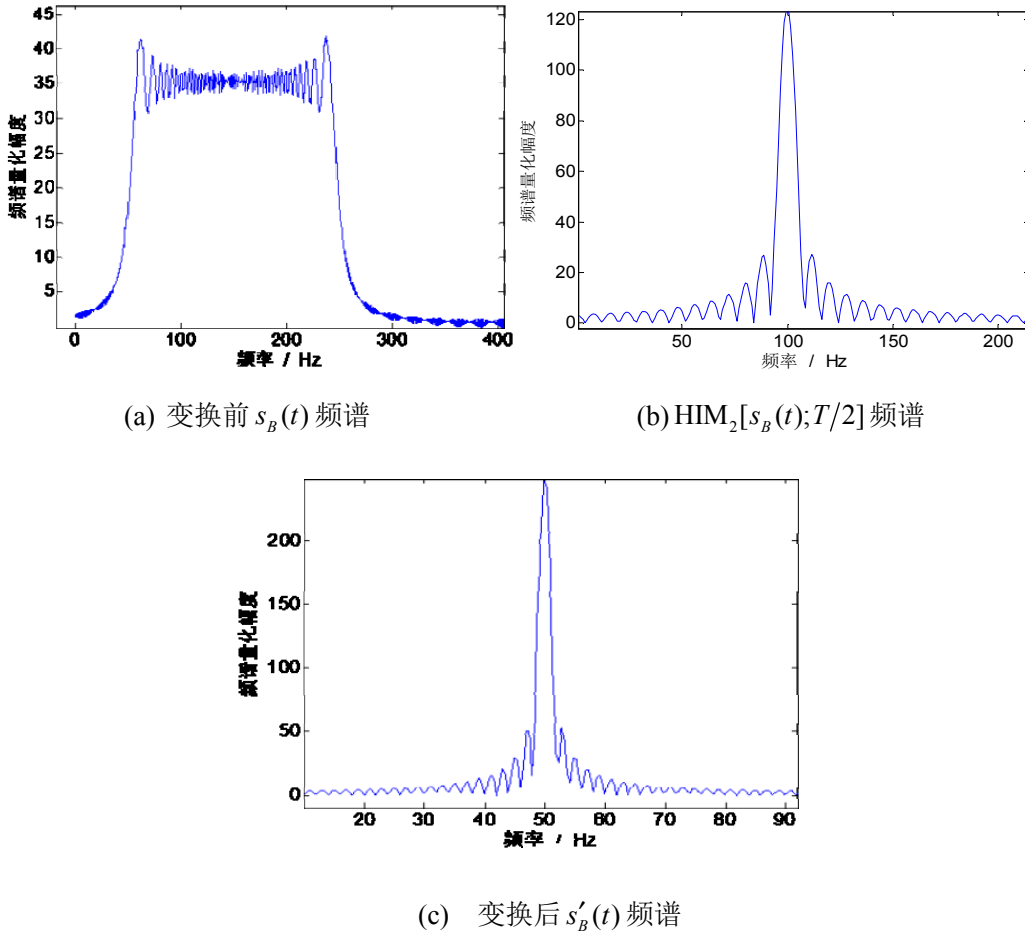


图 4.3 DPT 变换后相应信号频谱的变化

通过上述频谱分析， $s_B(t)$ 调频起始频率为 50Hz，对应一次项系数 a_1 。其带宽 200Hz，对应 $B' = 2a_2T = 4Bv/c$ 。 $\text{HIM}_2[s_B(t); T/2]$ 是一个单频信号，频率为 100Hz，恰好是 a_2T 对应的频率。修正后 $s'_B(t)$ 同样是一个单频信号，频率为 $a_2 = 50$ Hz。由此可知，DPT 变换能够由高次到低次逐步实现线性调频信号（多项式相位信号）中对应项系数的求解。

值得注意的是，由于高次项系数的估计误差会逐渐累积，影响到次数较低项系数的估计精度。因此利用 DPT 变换，多项式相位次数越高，低次项系数的估计误差就会越大。对于线性调频信号而言，设时域信噪比为 SNR_0 ，观测时间为 T ，则对于 a_2, a_1, a_0 ，其理论估计的最小标准差为^[17]：

$$\begin{aligned}
\sigma(\hat{a}_2) &\approx \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2SNR_0}\right)} \frac{2\sqrt{6}}{T^2\pi\sqrt{NSNR_0}} \\
\sigma(\hat{a}_1) &\approx \sqrt{\left(\frac{17}{16} + \frac{1}{2SNR_0}\right)} \frac{2\sqrt{6}}{T\pi\sqrt{NSNR_0}} \\
\sigma(2\pi\hat{a}_0) &\approx \frac{3}{\sqrt{2NSNR_0}}
\end{aligned} \tag{4.9}$$

对比单频信号频率和相位的参数估计，有：

$$\begin{aligned}
\sigma(\hat{f}_B) &\approx \frac{\sqrt{3}}{T\pi\sqrt{2NSNR_0}} \\
\sigma(\hat{\phi}_B) &\approx \frac{2}{\sqrt{2NSNR_0}}
\end{aligned} \tag{4.10}$$

由此可见，高次项的估计误差会影响到低次项的估计，使得低次项系数估计精度降低。进一步地，对于近程雷达动态目标测距，利用 \hat{a}_2 计算出的理论速度测量标准差为

$$\sigma(\hat{v}) \approx \frac{c}{2\mu} \sigma(\hat{a}_2) = \sqrt{\left(1 + \frac{1}{2SNR_0}\right)} \frac{2\sqrt{6}\Delta R}{T\pi\sqrt{NSNR_0}} \tag{4.11}$$

近程目标通常速度较小，此时速度估计的标准差 $\sigma(\hat{v})$ 易和测量值 \hat{v} 大小相近，造成速度测量相对偏差较大。进而影响到后续的测量。

FMCW 雷达参数为载波频率 24.1GHz，带宽 200MHz，采样率 1Msps，调频周期 1ms，目标距离设为 10m，信噪比 30dB。此时 $\sigma(\hat{v})=1.1698\text{m/s}$ 。利用 DPT 求解二次项系数，分别循环 10 次和 100 次得到速度测量均值。其测量结果如表 4.1 所示：

表 4.1 基于 DPT 的速度测量相对误差

目标速度	10 次测量均值	100 次测量均值	相对误差变化
v=0.5m/s	0.7071m/s	0.5514m/s	0.4042→0.1028
v=1m/s	1.1564m/s	0.9673m/s	0.1564→0.0327
v=2m/s	2.0838m/s	2.0731m/s	0.0419→0.0366
v=5m/s	4.8148m/s	5.0263m/s	0.0370→0.0053
v=10m/s	10.1732m/s	9.9440m/s	0.0173→0.0056

从相对误差变化可以看出，由于 $\sigma(\hat{v})$ 和目标速度 v 具有可比性，因此测量次数较少时，相对误差较大。只有当多次测量时，才能将 $\sigma(\hat{v})$ 带来的偏差降低，使得相对误差减小。而对于实时测量而言，多次循环肯定会导致实时性测量的降低。在近程雷达测量时，由于待测目标速度相对较小，DPT 变换求出的速度相对误差较大，这反映了基于 DPT 变换的速度测量在处理低速近程目标时的局限性。因此，仍然需要寻找新的较为准确的测速方法。

4.4 对称三角波调频实现“距离-速度”解耦合

利用对称三角波调频，增加一个下调频段的“距离-速度”方程。从而实现差拍信号频率中距离项与速度项的分离，得到较为准确的速度测量值，实现“距离-速度”解耦合。

测量原理示意图如图 4.4 所示：

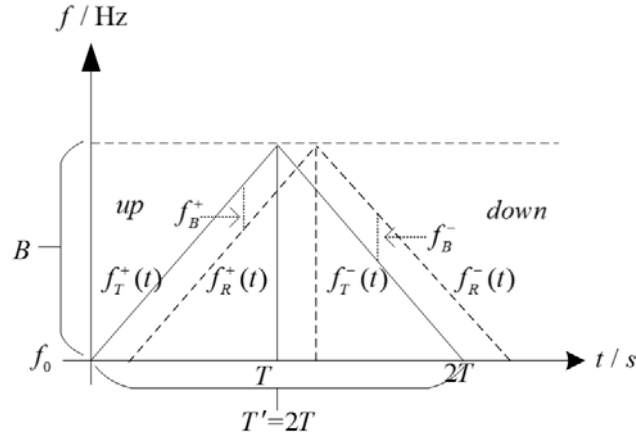


图 4.4 三角波调频信号解“距离-速度”耦合

设三角波调频周期为 $T' = 2T$ 。对于三角波下调频段，其频率变化为：

$f_T^-(t) = f_0 + (B/2) - \mu(t - T), T \leq t \leq 2T$ 。令 $t' = t - T$ ，则有：

$$f_T^-(t') = f_0 + B/2 - \mu t', 0 \leq t' \leq T. \quad (4.12)$$

假设目标在调频周期 T' 内做速度为 v 的匀速运动，对应的上调频段和下调频段初始距离分别为 R_0, R'_0 。由前述可知，在忽略二次方项的情况下，上调频段差拍信号表示为：

$$s_B^{up}(t) \approx \exp\{j2\pi\{[(f_0 - \frac{B}{2})\frac{2v}{c} + \mu\frac{2R_0}{c}]t + (f_0 - \frac{B}{2})\frac{2R_0}{c}\}\}, 0 \leq t \leq T \quad (4.13)$$

通过 (4.12) 得到的下调频段差拍信号表示为：

$$s_B^{down}(t') \approx \exp\{j2\pi\{[(f_0 + \frac{B}{2})\frac{2v}{c} - \mu\frac{2R'_0}{c}]t' + (f_0 + \frac{B}{2})\frac{2R'_0}{c}\}\}, 0 \leq t' \leq T \quad (4.14)$$

之后，测量 $s_B^{up}(t)$ 和 $s_B^{down}(t')$ 的频率 f_B^+ 和 f_B^- ，有：

$$\begin{aligned} f_B^+ &= (f_0 - \frac{B}{2})\frac{2v}{c} + \mu\frac{2R_0}{c}; \\ f_B^- &= (f_0 + \frac{B}{2})\frac{2v}{c} - \mu\frac{2R'_0}{c} \\ R'_0 &= R_0 + vT \end{aligned} \quad (4.15)$$

由此解得在三角波调频周期 T' 内目标的初始距离 R_0 和速度 v 为：

$$v = \frac{c(f_B^+ + f_B^-)}{4(f_0 - \frac{B}{2})} \quad (4.16)$$

$$R_0 = \frac{f_B^+ - f_B^-}{2} \frac{Tc}{2B}$$

由此实现基于频率法的距离和速度测量。借助于 3.4 节推导的 DFT 频率测量理论标准差，可以推出距离和速度的理论标准差（CRLB）为：

$$\sigma(\hat{f}_B) = \sqrt{\frac{3f_s^2}{2\pi^2(N^2 - 1)NSNR_0}}$$

$$\sigma(\hat{v}) = \frac{\lambda_{\min}}{4} \sqrt{2}\sigma(\hat{f}_B) \quad (4.17)$$

$$\sigma(\hat{R}_0) = \frac{Tc}{4B} \sqrt{2}\sigma(\hat{f}_B)$$

由于基于三角波调频解耦合的前提是假设差拍信号是单频信号。而实际上差拍信号是线性调频信号，这种差异可能会对基于频率的速度和距离测量带来一定影响。为了分析这种影响，利用 Matlab 对这种差异造成的测量误差进行仿真分析。

设 FMCW 雷达载波频率为 24.1GHz，带宽 200MHz，调频周期 1ms，采样率 1Msps，目标距离固定在 10m 处。信噪比设置为 30dB。分别在不同的目标速度下，对基于三角波调频的速度测量误差，距离测量误差和相位测量误差进行分析。每组目标速度的测量次数为 50 次，计算其均方根误差 RMSE，并和理论测量 CRLB 进行比较。

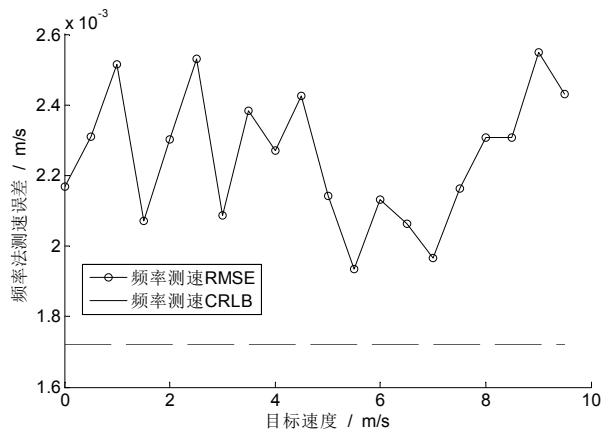


图 4.5 目标速度对频率测速 \hat{v} 的影响

从图 4.5 可以看出，在速度较小的范围内，基于三角波调频实现的频率法测速 RMSE 稍高于频率测速的理论标准差 $\sigma(\hat{v})$ （CRLB 界）。可以推断出：基于频率的速度测量基本上没有受到速度调频带宽 $4Bv/c$ 或者说是相位中二次项的影响。猜测原因是频率测量 \hat{f}_B^+ 和 \hat{f}_B^- 均受到速度调频带宽 $4Bv/c$ 的影响，在速度的求解中，由于 \hat{f}_B^+ 与 \hat{f}_B^- 相加，误差相对抵消了。

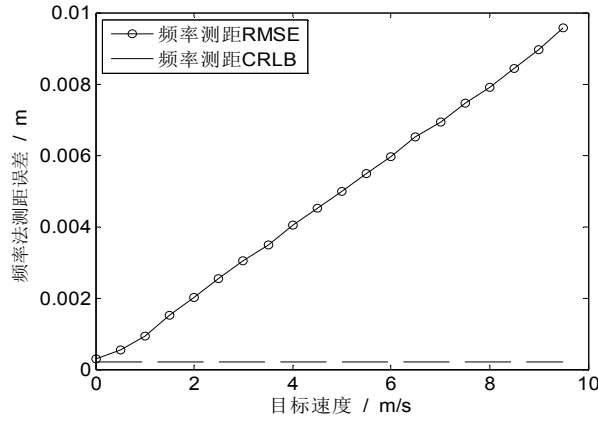


图 4.6 目标速度对距离测距 \hat{R}_0 的影响

从图 4.6 可以看出，基于三角波调频实现的频率法测距，测量误差随着速度的增加而增加。相比于频率法测距的理论标准差 $\sigma(\hat{R}_0) = Tc\sqrt{2}\sigma(\hat{f}_B)/4B$ ，误差增加了约 vT 的大小。究其原因是因为频率测量 f_B^+ 受到了速度调频带宽 $4Bv/c$ 的影响。由于将带宽信号当作单频信号处理，频率测量误差平均为 $2Bv/c$ ，造成基于频率法测距的误差为 $R_{error} = vT$ 。当目标速度为 1m/s，调频周期为 1ms 时，此时造成的 $R_{error} = 1\text{mm}$ ，基本不会影响到半波长区间的确定，但是当速度继续加大，或者调频周期加大时，速度导致的测距误差 R_{error} 就会影响到半波长个数的确定，进而影响到后续相位法的测量。因此要想实现动态目标的精确测距，就必须对速度导致的测距误差 R_{error} 进行修正。

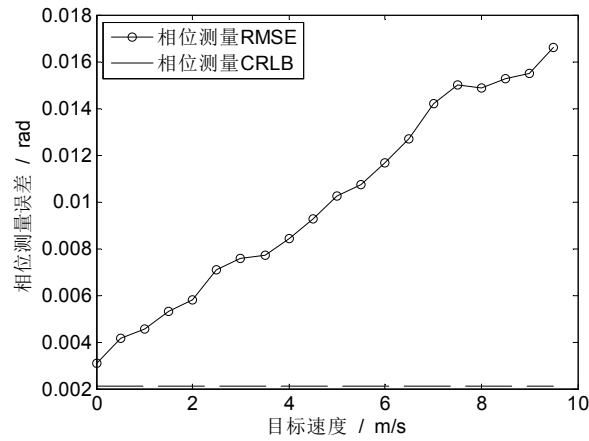


图 4.7 目标速度对相位测量 $\hat{\phi}_B$ 的影响

对于动态目标的差拍信号，初相的理论测量精度为 $\sigma(\hat{\phi}_B) \approx 3/\sqrt{2NSNR_0}$ 。基于 DFT 的方法实现初相求解的过程是计算单频信号谱峰处的相位值。然而此时由于速度对频率线性调频，相位中存在二次方项，使得差拍信号不能被视作单频信号，利用 DFT 求解的初相就会存在误差。由相位测量公式得：

$$\hat{\phi}_B = \phi_{k_1} + \frac{N-1}{N} \hat{f}_B T \pi \quad (4.18)$$

此时，由于频率 f_B^+ 的平均测量误差为 $2Bv/c$ ，造成的相位测量偏差为：

$$\hat{\phi}_{B_error} = \frac{N-1}{N} \pi \Delta f_B T \approx \frac{vT}{\Delta R} \pi \quad (4.19)$$

这与图 4.7 中相位测量的 RMSE 和 CRLB 之间存在的误差是近似的。从而证实了公式(4.19)的推测。

综上所述，假定动态目标差拍信号是单频信号后，利用三角波调频实现的频率法测速，测量值较为精确，基本上能够达到频率法测速的理论精度。但是对于此时的频率法测距，由于速度的线性调频带宽和相位中二次方项的存在，频率测量存在约 $2Bv/c$ 的测量偏差，造成基于频率的距离测量误差约为 vT 。此外，由于相位测量精度和频率测量精度相关，此时的频率测量误差同样会对初相 $\hat{\phi}_B$ 的测量带来约 $vT\pi/\Delta R$ 的影响。因此，为了实现基于相位法的精确距离测量，必须对上述测量误差进行修正。基于此，本章节提出了一种利用三角波调频估计出的速度对差拍信号相位进行修正的算法，能够有效减小上述测量误差，实现基于相位的动态目标精确测距，将在下一小节介绍。

4.5 利用速度对相位修正实现频率和初相的精确估计

利用 4.4 节提出的三角波调频法得到速度较为精确的初始测量值 \hat{v} 后，对三角波调频差拍信号 $s_B(t)$ 进行速度项修正，有：

$$s'_B(t) = \begin{cases} s_B^{up'}(t) = s_B^{up}(t) \cdot \exp(-j2\pi\mu \frac{2\hat{v}}{c} t^2) \\ s_B^{down'}(t) = s_B^{down}(t) \cdot \exp(j2\pi\mu \frac{2\hat{v}}{c} t^2) \end{cases} \quad (4.20)$$

此时， $s'_B(t)$ 的相位消除了速度引起的二次方项的影响。之后利用 DFT 对上下调频段两组差拍信号频率重新估计，得到相位修正后的测量值 \hat{v}' 。

可以用 Matlab 仿真对未修正的初始测量值 \hat{v} 和相位修正后的测量值 \hat{v}' 的测量精度进行比较。仿真环境为：雷达载波频率 24.1GHz，带宽 200MHz，调频周期 1ms，采样率 1Msps。目标初始距离设置为 10m，自变量为目标的速度 v ，每组速度测量次数为 50 次，分别计算 \hat{v} 和 \hat{v}' 的均方根误差 RMSE，并和理论测量 CRLB 进行比较。

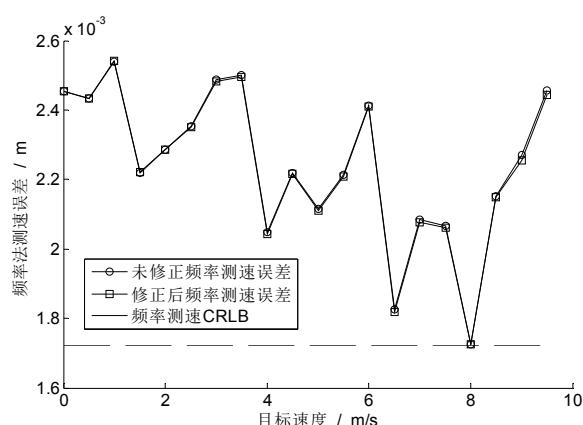


图 4.8 修正前后的频率测速误差对比

可以看到修正后的频率测速精度并没有明显提升。 \hat{v} 和 \hat{v}' 的测量精度近似，均稍高于频率测速的理论最小标准差（CRLB）。原因在于利用三角波调频解出的 \hat{v} 本身精度就比较高，因此度相位修正后测量精度提升有限。

相位修正后的差拍信号 $s'_b(t)$ 完全可以视作单频信号处理，此时再利用三角波调频的方法得到频率法测距值 R'_0 和初相 ϕ'_b 。设此时求解出的上调频段差拍信号频和下调频段差拍信号频率为 $f_B^{+'}$ 和 $f_B^{-'}$ ，有：

$$\begin{aligned} R'_0 &= \frac{f_B^{+'} - f_B^{-'}}{2} \frac{Tc}{2B} \\ \phi'_b &= \phi_{k_1} + \frac{N-1}{N} \pi f_B^{+'} T \end{aligned} \quad (4.21)$$

在同样的仿真条件下，对相位修正前的频率法测距值 R_0 和修正后的频率法测距值 R'_0 的均方根误差 RMSE 进行分析，并与频率测距理论精度 CRLB 进行比较，有：

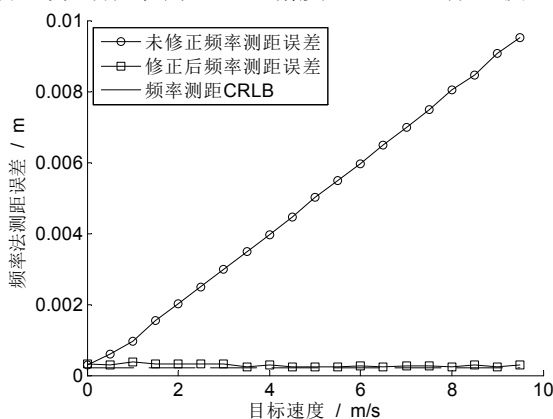


图 4.9 修正前后的频率测距误差对比

可以看到修正后的频率测距值 R'_0 均方根误差基本与理论精度 CRLB 相一致，从而体现了该算法能够修正频率法测距偏差，在目标速度较低的范围内，达到频率测距的理论精度。

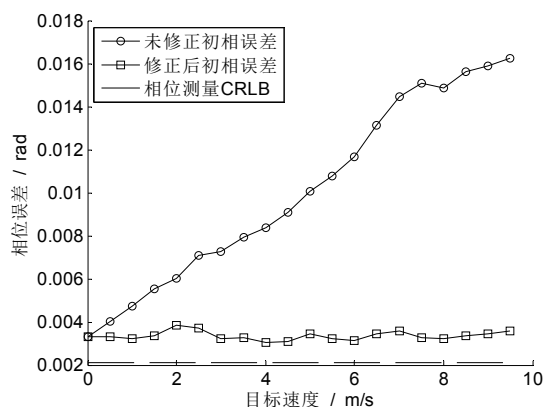


图 4.10 修正前后的初相（相位）测量误差对比

从图 4.10 可以看出，利用速度对相位进行修正后，初相误差得以大幅度减小。修正后的初相测量误差（RMSE）更加接近于相位测量的理论精度 CRLB，且不随目标速度的增加而增加，体现出此时的初相测量已经基本不受速度的影响。差拍信号的初相完全与该组调频周期 T 内起始时的距离 $R(t)|_{t=0}$ 相对应。在该组调频周期内，动态目标的瞬时距离 $R(t)|_{t=0}$ 的测量转化为静止目标恒定距离为 $R(t)|_{t=0}$ 的测量。结合第三章静止目标精确测距算法，就能够实现 FMCW 雷达动态目标的高精度距离测量。

综上所述，本小节提出的利用三角波估计出的速度对差拍信号相位进行修正的算法，能够较大程度抑制和消除速度对频率的线性调制和相位中的二次方项，显著提高基于频率法和相位法的测距精度，将动态目标瞬时测距转化为静止目标距离测量，从而实现了 FMCW 雷达动态目标的高精度距离测量。

4.6 实测数据分析

利用实测数据对上述提出的相位修正算法进行验证。实测设备为 IVS-179 雷达，载波频率为 24.05GHz，带宽 100MHz，三角波调频，对应调频周期为 T' 为 1.024ms，每个调频段周期 T 为 512 μ s。采样率为 1Msps。对距离在 3m 左右的接近正弦摆动的单摆小球的运动轨迹进行测量。测量组数一共为 2000 组。摆动过程中每一组调频周期内的运动可以视作匀速运动，利用多组测量实现目标运动轨迹的测量。为了减小杂波干扰，整个实测在微波暗室中进行。测试场景如图 4.11 所示：

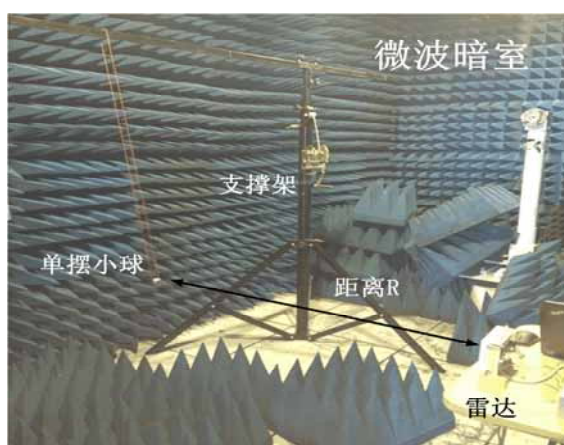


图 4.11 摆动小球距离实测场景

经过预处理运算后，得到某一组差拍信号的波形为：

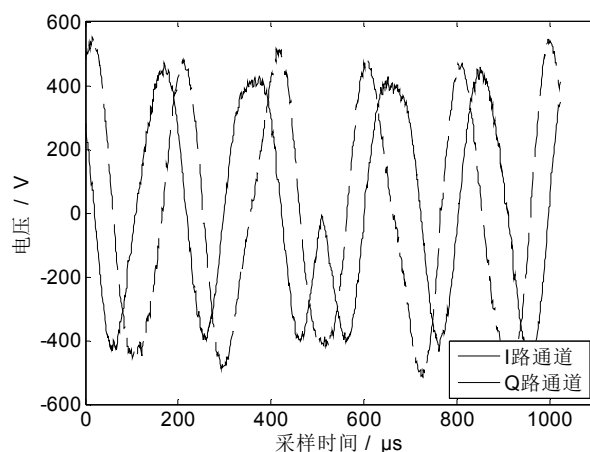


图 4.12 预处理后的某一组差拍信号的波形

在实测过程中，由于目标的运动轨迹真实值很难确定，无法通过真实值验证测量的精确性。为此，必须引入一个参考组作为真值，方便对算法实测效果的验证。我们可以借助差拍信号基于时域的初相测量确定目标的真实运动轨迹，将它作为参考组或者真实值。

FMCW 雷达初相的变化能够反映目标位移和速度的变化。测量原理为：对上述的 I 路通道和 Q 路通道进行反正切后，可以求出该调频周期内相位的变化。计算出 $t=0$ 时刻的相位值，即为初相的值。在相邻两组初相不出现模糊的情况下，展开初相，就能得到初相随差拍信号组数变化的曲线。根据初相和距离的对应关系，有：

$$\begin{aligned}\varphi_B &= 2\pi\left(f_0 - \frac{B}{2}\right)\frac{2R}{c} \\ \Delta R &= \frac{\Delta\varphi_B}{2\pi} \frac{\lambda_{\min}}{2}\end{aligned}\quad (4.22)$$

利用不同组差拍信号初相的相位差 $\Delta\varphi_B$ ，就能够实现对应组目标位移 ΔR 的测量。由于调频周期仅为 1ms，目标摆动的速度不超过 3m/s，相邻两组初相对应的距离变化不超过四分之一

波长, 因此得以保证各组初相之间不出现相位模糊。测量每一组差拍信号上调频段的初相, 进而计算出目标的速度变化曲线为:

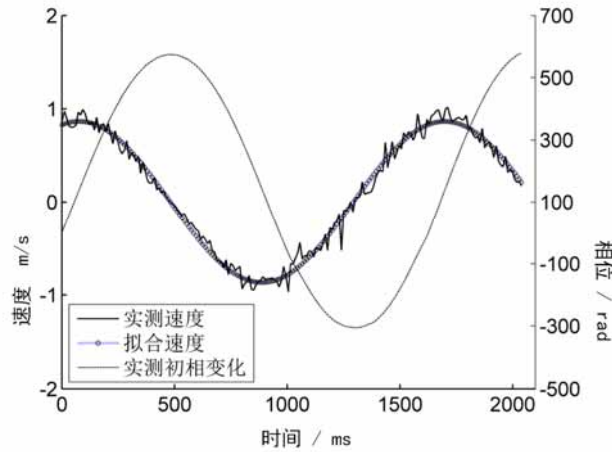


图 4.13 整个测量过程中实测初相和速度的变化
(间隔 10 组数据画图)

从初相和速度的变化可知, 目标运动的形态为正弦摆动。由于上述初相的获得只是通过时域得到, 并没有通过 DFT 实现估计。因此测量精度不高。为此需要对该实测速度拟合处理, 将拟合后的速度曲线作为目标速度变化真实值。

为了验证本章提出的利用速度对相位进行修正实现精确测量的算法, 对每一组差拍信号的处理流程为:

①将差拍信号上调频段和下调频段视作单频信号, 求出此时的频率 \hat{f}_B^+ , \hat{f}_B^- 。计算此时上调频段的初相 $\hat{\phi}_B$, 利用 \hat{f}_B^+ 和 \hat{f}_B^- 估计出目标的运动速度 \hat{v} 。

②利用 \hat{v} 对上调频段和下调频段相位进行修正。修正后可以视作单频信号, 测量此时的频率 $\hat{f}_B^{+'}$ 和 $\hat{f}_B^{-'}$ 。

③计算修正后信号上调频段的初相 $\hat{\phi}_B^{'}$, 利用 $\hat{f}_B^{+'}$ 和 $\hat{f}_B^{-'}$ 求解出目标的速度 \hat{v}' 和频率法测距结果 \hat{R}_0' 。

④利用第三章 3.3.3 小节提出的静止目标精确测距算法, 得出目标在该组差拍信号内的初始距离为 $\hat{R} = \text{round}(\frac{2\hat{R}_0'}{\lambda_{\min}}) + \frac{\hat{\phi}_B^{'} \lambda_{\min}}{2\pi}$ 。由此确定目标在该组数据内初始距离为 \hat{R} , 速度为 \hat{v}' 。

⑤对每一组差拍信号都按照上述流程计算, 从而得到整个采样过程中目标距离的变化和速度的变化, 实现动态目标精确的距离和轨迹测量。

按照上述流程, 得到的相位修正前的 $\hat{\phi}_B$ 和相位修正后的 $\hat{\phi}_B^{'}$ 之间的差值 (即修正误差) 如图 4.14 所示:

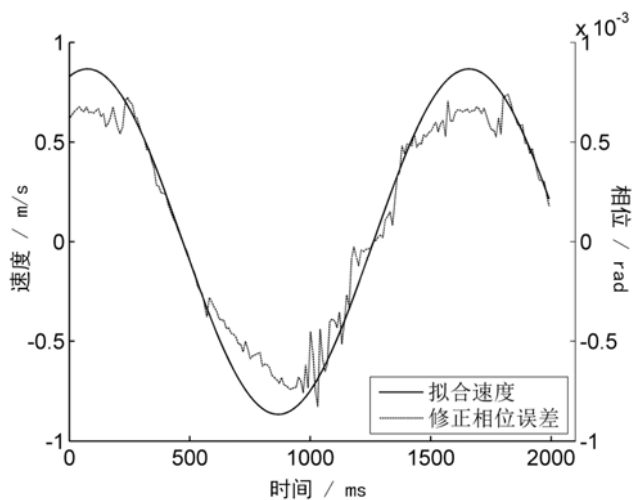


图 4.14 修正相位误差与拟合速度的关系
(间隔 10 组数据画图)

由图 4.14 可知，修正的相位误差和速度曲线基本吻合，只是相差了约 1×10^{-3} 的倍数关系。从公式 (4.19) 推导来看，速度造成的相位误差为 $\hat{\phi}_{B_error} = \pi \Delta f_B T (N-1)/N \approx vT\pi/\Delta R$ 。 $\hat{\phi}_{B_error}$ 与速度 v 的系数为 $T\pi/\Delta R \approx 0.0011$ ，恰好与图中的实测数据之间的比值吻合，从而验证了：在三角波调频 FMCW 雷达中，速度对初相测量产生约 $vT\pi/\Delta R$ 的测量偏差。利用速度对差拍信号相位中的二次项进行修正后，初相的测量误差基本不受速度的影响，从而减小了 $vT\pi/\Delta R$ 的相位测量偏差。

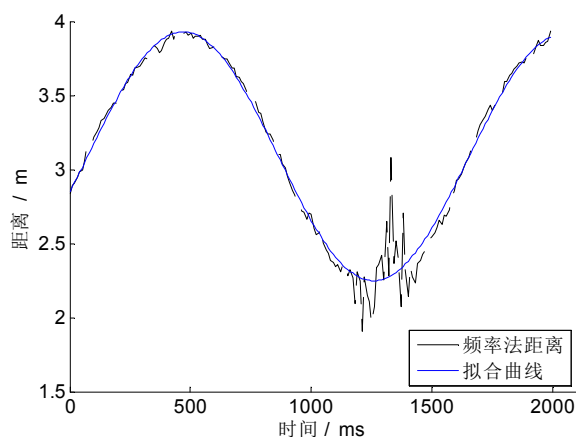


图 4.15 基于频率法测距的实测结果
(间隔 10 组数据画图)

图 4.15 显示了在速度对相位修正后基于频率法测距的实测结果。测出的距离同样呈现出正弦波动的特征，与图 4.13 的实测初相变化相一致。由于在约 1.3s 处目标距离雷达较近，因此受雷达接收机中带通滤波器的影响，测距结果出现了误差。为了便于计算半波长的模糊数，对频率法测距结果进行了拟合。用拟合距离曲线计算目标距离的半波长周期数。

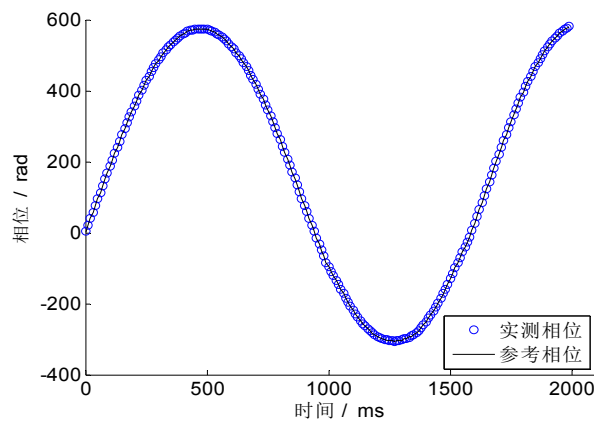


图 4.16 利用 DFT 实际测量的初相相位和参考初相相位
(间隔 10 组数据画图)

图 4.16 验证了在利用速度对差拍信号相位进行修正后，此时利用 DFT 求解的初相与参考初相基本吻合。结合利用拟合的距离曲线求解的半波长周期数，就能够实现目标准确距离的求解。测量结果如图 4.17 所示，从而实现了动态目标的高精度距离测量，并准确描述出的物体的运动轨迹。

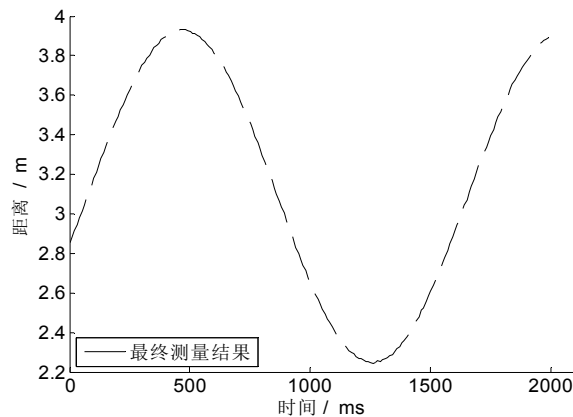


图 4.17 最终距离实测结果

综上所述：本小节对 4.5 小节提出的相位修正算法进行了验证和仿真，介绍了基于该算法实现动态目标测距的信号处理流程。图 4.13 描述了利用其它方法实现的目标速度和初相变化的测量结果，拟合后作为参考组，描述目标的真实运动过程，便于和之后的仿真对比分析。图 4.14 描述了相位修正前后基于 DFT 测量的差拍信号初相的测量误差变化，验证了相位修正的必要性。同时也较好地说明了该算法能够较大程度地抑制速度对初相测量的影响，有利于实现动态目标精确的初相测量。图 4.15，图 4.16 和图 4.17 展示了实现动态目标的测距的信号处理思路：在利用速度对相位修正后，先计算频率法测距结果。平滑或拟合实测距离曲线后，求出目标准确的半波长定位。继而计算目标的初相。将两者结合起来即可实现动态目标的精确测距。

4.7 本章小结

本章是承上启下的重要一章，即是静态目标高精度测距算法的扩展，又为下一章节三维运动轨迹的测量研究奠定了理论基础。

本章从动态目标测量环境下差拍信号的变化出发，指出了两个影响动态目标精确测距的问题：一是速度对频率的线性调制，使得原本单频的差拍信号频谱展宽，相位中含有二次方项。由此对基于频率和初相的距离精确测量带来影响。二是频率项中存在“距离-速度”耦合的问题。需要提供新的测量方程实现距离项和速度项的分离。

针对这两个问题，提出了利用 DPT 变换和三角波调频的方法。利用 DPT 变换能够求解差拍信号中的二次项系数，从而得到目标的速度值。但由于近程测量时目标速度较小，线性调频信号不典型。在有限次测量时，DPT 测出的速度误差相对较大。利用三角波调频能够实现较为准确的频率法测速。但由于相位中含有二次方项，基于频率和初相的测距存在有必要修正的误差。在精确测距的要求下，这两种方法都存在着一定的问题。

本章节提出了相位修正算法表述如下：利用三角波调频估计出的较为准确的速度，对差拍信号相位进行修正，消除了相位中二次方项的影响。从而将差拍信号完全转化为单频信号，消除了速度对频率测距和初相测距的误差影响。该算法有效地解决了前述两种测量方法在动态目标近程精确测距应用中的局限性，将动态目标测距转化为静止目标测距，从而实现了高精度的距离测量。

第五章 FMCW 雷达目标三维运动轨迹测量

5.1 引言

前面的章节本文分析了 FMCW 雷达静止目标和动态目标的精确测距算法，它们都是利用一发一收天线实现的一维条件下的测量。而实际上，利用一发多收雷达，还可以实现二维，三维条件下目标的定位和轨迹测量。在三维测量条件下，目标的运动轨迹描述的更为全面，不仅能够重现目标真实的运动过程，而且运动细节也能够加以展现。本章节以第四章研究的动态目标精确测距算法为基础，在多维坐标系下推导了目标的定位表达式，实现了从一维到三维的目标运动轨迹的测量，并利用 Matlab 对上述测量进行了仿真。

本章主要内容安排如下：第 5.2 节介绍了雷达测角基本原理，并推导了在一发两收雷达下目标在二维平面下的定位公式。第 5.3 节分析了基于一发四收雷达的目标三维轨迹测量方案，第 5.4 节分析了基于三基站雷达的目标三维轨迹测量方案。第 5.5 节为本章小结。

5.2 基于一发两收雷达的目标二维轨迹测量

5.2.1 雷达测角原理

雷达测量角度的主要方法包括圆锥扫描法，单脉冲幅度比较法，单脉冲相位比较法等。基于实验室现有的一发两收雷达，本文最终采用的是单脉冲相位比较法实现目标角度测量。

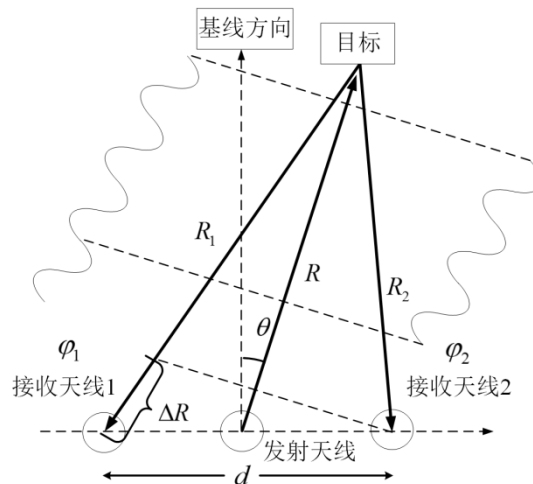


图 5.1 脉冲比相法测量原理图

如图 5.1 所示，目标的方向为 θ ，距离天线中心距离为 R 。两个接收天线间距为 d ，分别距离目标 R_1, R_2 。则根据余弦定理，有：

$$\begin{aligned} R_1^2 &= R^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 - 2 \cdot \frac{d}{2} R \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ R_2^2 &= R^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 - 2 \cdot \frac{d}{2} R \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \end{aligned} \quad (5.1)$$

两式相减可以推导出目标距离和入射角表达式为：

$$R = \frac{R_1^2 - R_2^2}{2d \sin \theta} \quad (5.2)$$

而事实上，天线间距 d 远远小于目标距离 R ，因此有 $R \approx (R_1 + R_2)/2$ ，由此算得入射角 θ 为：

$$\sin \theta = \frac{R_1^2 - R_2^2}{2dR} \approx \frac{R_1 - R_2}{d} = \frac{\Delta R}{d} \quad (5.3)$$

从 (5.3) 式可以看出，角度的测量取决于两个接收天线与目标距离的距离差 ΔR 。而对于 FMCW 雷达，在两个天线相距较近的情况下，天线间的距离差可以通过差拍信号的初相差求解。设两个天线对应差拍信号的初相分别为 φ_1, φ_2 ，则有：

$$\Delta R = \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2\pi} \lambda = \frac{\Delta \varphi}{2\pi} \lambda \quad (5.4)$$

这里 $\Delta \varphi$ 是两天线相位差， λ 是载波波长。将 (5.4) 式带入 (5.3) 式，即可实现目标角度的计算，有：

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda \Delta \varphi}{2\pi d}\right) \quad (5.5)$$

由于 $\Delta \varphi$ 具有 2π 的模糊性，当 $\Delta \varphi \in [-\pi, \pi]$ 时，角度测量的最大不模糊区间为 $[-\arcsin(0.5\lambda/d), \arcsin(0.5\lambda/d)]$ 。因此在实际测量时，要防止测角模糊情况。通过减小天线间距，可以增大不模糊测角范围，但这样会损失测角精度。因此在实际测量时要注意两者兼顾。

在信噪比为 SNR_0 的情况下，测量 DFT 相位 $\hat{\varphi}$ 的最小理论标准差为：

$$\sigma(\hat{\varphi}) = \sqrt{\frac{4}{2NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)}} \quad (5.6)$$

这里， N 是序列采样点数， δ 是 DFT 幅度最大谱线频率与真实频率的相对偏差。进一步地，可以确定相位差 $\Delta \hat{\varphi}$ 测量的最小理论标准差为：

$$\sigma(\Delta \hat{\varphi}) = \sqrt{\frac{4}{NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)}} \quad (5.7)$$

由 $\sin \theta = \frac{\Delta R}{d} \Rightarrow d\theta = \frac{d(\Delta R)}{d \cos \theta} \Rightarrow \sigma(\theta) = \frac{\lambda \sigma(\Delta \varphi)}{2\pi d \cos \theta}$ 推导出雷达角度测量的最小理论标准差为：

$$\sigma(\hat{\theta}) = \frac{\lambda}{2\pi d \cos \theta} \sqrt{\frac{4}{NSNR_0 \text{sinc}^2(\delta)}} \quad (5.8)$$

由上式可以看出，角度测量的标准差不仅和载波波长，天线间距，相位测量精度相关，同时还与目标入射方向 θ 有关。当目标位于天线正前方时， θ 角较小，角度测量标准差较小，精度较高。当目标远离天线的基线时，此时 θ 角较大，角度测量精度较差。因此在实际测量时尽量使目标运动区域正对雷达方向以减少角度测量误差。

5.2.2 二维平面目标定位测量

利用雷达测得的距离与方位角，可以构建二维极坐标系实现目标的定位和轨迹测量。

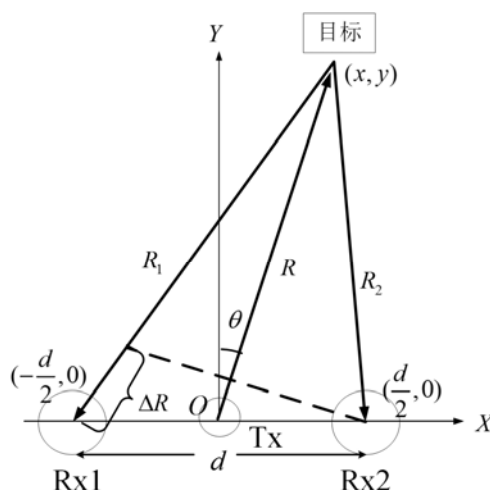


图 5.2 二维平面目标定位示意图

如图 5.2 所示，假设发射天线 T_x 位于坐标系原点，两个接收天线 R_{x1} 和 R_{x2} 分别位于发射天线两边，相距为 d ，坐标分别为 $(-0.5d, 0)$ 和 $(0.5d, 0)$ 。目标入射角为 θ ，与天线 T_x ， R_{x1} 和 R_{x2} 距离为 R, R_1 和 R_2 。则根据之前推导的结论，有：

$$R = \frac{R_1^2 - R_2^2}{2d \sin \theta} \quad (5.9)$$

而实际上， R_{x1} 和 R_{x2} 测得的距离分别为 $\tilde{R}_1 = (R_1 + R)/2$ 和 $\tilde{R}_2 = (R_2 + R)/2$ ，因此需要对式 (5.9) 进行修正，有：

$$R = \frac{2\tilde{R}_1^2 - 2\tilde{R}_2^2}{2\tilde{R}_1 - 2\tilde{R}_2 + d \sin \theta} \approx \frac{\tilde{R}_1 + \tilde{R}_2}{2}, \quad (d \sin \theta \approx 0) \quad (5.10)$$

在求出真实距离 R 后，则目标在极坐标系的坐标 (R, θ) 即可获得。进一步地，根据极坐标和直角坐标系的转换，有：

$$\begin{cases} x = R \sin \theta \\ y = R \cos \theta \end{cases} \quad (5.11)$$

从而求出目标在直角坐标系的定位。在调频周期 5ms，带宽 200MHz，载波频率 24.1GHz，

采样率 500ksps, 信噪比 30dB 的情况下, 对距离在 (2m:0.1m:11.9m), 方位角在 $(-12.5^\circ:0.5^\circ:12^\circ)$ 的目标进行二维定位仿真。目标方位角 θ , 距离 R , 坐标 x 和 y 在 $\theta-R$ 坐标系下的均方根误差可以表示为:

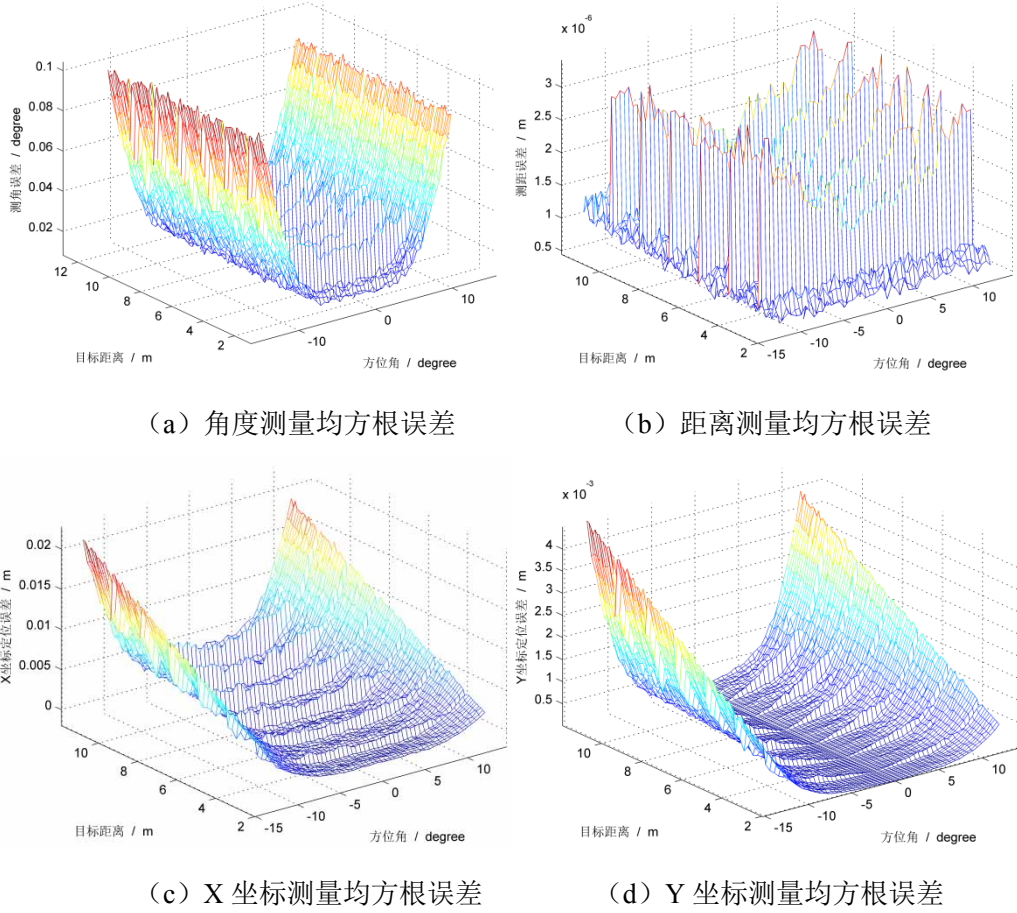


图 5.3 二维定位均方根误差示意图

从上面 4 幅图可以看出, 多维测量和定位的精度不仅和单个距离测量精度有关, 同时和目标所在位置也有关系。在研究一维测距精度时, 影响测距精度的因素主要为信噪比, 调频周期, 采样点数, 载波波长等。而在研究多维定位精度时, 要在此基础上进一步考虑目标位置的影响。

对于距离测量, 其精度与距离远近无关。受 $R \approx (R_1 + R_2)/2$ 约束条件限制, 其精度随方位角增加而略微增加, 但整体影响不大。

对于方位角测量, 其精度与距离远近无关, 受方位角影响较大, 误差随自身角度增加而增加。因此为了保证精确的测角性能, 通常目标需要正对雷达天线。

对于二维平面横坐标和纵坐标测量, 有:

$$\begin{aligned}\hat{x} &= \hat{R} \sin \hat{\theta} \Rightarrow \sigma(\hat{x}) \approx \sigma(\hat{R}) \sin \hat{\theta} + \hat{R} \cos \hat{\theta} \sigma(\hat{\theta}) \\ \hat{y} &= \hat{R} \cos \hat{\theta} \Rightarrow \sigma(\hat{y}) \approx \sigma(\hat{R}) \cos \hat{\theta} + \hat{R} \sin \hat{\theta} \sigma(\hat{\theta})\end{aligned}\quad (5.12)$$

结合图 5.3 的 (c), (d) 两图和公式 (5.12), 可以看出 \hat{x} 和 \hat{y} 的标准差不仅和距离远近 \hat{R} 有关, 同时也和方位角大小 $\hat{\theta}$ 有关。距离越近, 方位角越小, 标准差越小, 测量精度越高。因此, 在实际测量时, 要注意边界处的坐标测量精度是否符合要求, 以此保证目标整个运动过程中测量的精确性。

5.3 基于一发四收雷达的目标三维轨迹测量

前面的小节分析了利用一发两收雷达实现目标在二维平面的定位问题。如果进一步扩展测量维度, 可以利用三个接收天线构建三个目标的距离方程, 从而实现目标三维定位和估计测量。由于市面上的一发多收雷达通常为偶数个接收通道, 因此此处以一发四收雷达作为测量模型, 推导目标在三维平面下的定位和轨迹测量方法。

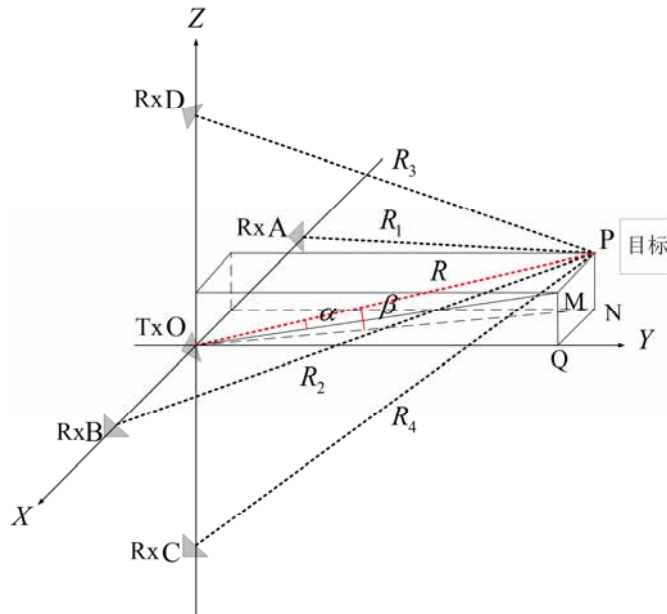


图 5.4 一发四收雷达三维测量示意图

测量模型如图 5.4 所示: 坐标原点 O 对应发射天线, A, B, C, D 分别是 4 个接收天线。其中 A, B 水平放置位于 x 轴, 关于原点对称, 天线间距为 D 。C, D 竖直放置位于 z 轴, 关于原点对称, 天线间距为 L 。设目标与发射天线和接收天线的距离分别为 R, R_1, R_2, R_3, R_4 。利用 A, B 两天线测得的“方位角”为 α , 利用 C, D 两天线测得的“俯仰角”为 β , 目标坐标 P 为 (x, y, z) , 分别向 YOZ 平面和 XOY 平面做投影, 得 M, N 点。MQ, NQ 均垂直于 Y 轴, 则有一下对应关系:

$$\begin{aligned} x &= R \sin \alpha \\ OM &= R \cos \alpha = \sqrt{y^2 + z^2} \\ z &= R \sin \beta \\ ON &= R \cos \beta = \sqrt{x^2 + y^2} \end{aligned} \quad (5.13)$$

由此可以求出坐标 y 为：（假定 $y > 0$ ）

$$y = \sqrt{\frac{OM^2 + ON^2 - (x^2 + z^2)}{2}} = R \sqrt{\frac{\cos(2\alpha) + \cos(2\beta)}{2}} \quad (5.14)$$

可见，当测出目标距离 R ，“方位角” α ，“俯仰角” β 后，雷达前方目标 (x, y, z) 就能够用这三个量来表示并唯一确定。 $\hat{\alpha}$ ， $\hat{\beta}$ 可以由 AB 两天线，CD 两天线的相位差求得，而距离测量值 \hat{R} 可以由 4 个雷达测距结果 $\tilde{R}_1, \tilde{R}_2, \tilde{R}_3, \tilde{R}_4$ 求出，有：

$$\begin{aligned} \hat{R}_{AB} &= \frac{2\tilde{R}_1^2 - 2\tilde{R}_2^2}{2\tilde{R}_1 - 2\tilde{R}_2 + D \sin \hat{\alpha}} \\ \hat{R}_{CD} &= \frac{2\tilde{R}_3^2 - 2\tilde{R}_4^2}{2\tilde{R}_3 - 2\tilde{R}_4 + L \sin \hat{\beta}} \\ \hat{R} &= \frac{\hat{R}_{AB} + \hat{R}_{CD}}{2} \end{aligned} \quad (5.15)$$

由此确定目标在该调频周期 T 的坐标为 $(\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}) = (\hat{R} \sin \hat{\alpha}, \hat{R} \sqrt{\frac{\cos(2\hat{\alpha}) + \cos(2\hat{\beta})}{2}}, \hat{R} \sin \hat{\beta})$ 。当

计算出每一组调频周期目标的坐标后，就能够随时间连接起来得到目标的运动轨迹。

利用 Matlab 对上述测量方案进行验证。设 FMCW 雷达载波频率 24GHz，带宽 200MHz，三角波调频周期 2ms，其中单独的上调频段周期为 1ms，采样率 1Msps，雷达采样持续时间为 2s，并添加 30dB 的高斯白噪声。一发四收雷达天线间距均为 $d = 0.015\text{m}$ ，对应发射天线和四个接收天线坐标为 O 点(0,0,0)，A 点(-0.5d,0,0)，B 点(0.5d,0,0)，C 点(0,0,-0.5d)，D 点(0,0,0.5d)。

观测目标初始坐标 P 为 $(x_0, y_0, z_0) = (3, 10, 3)$ ，将观测目标视作质点后，其运动的轨迹方程为：

$$\begin{cases} x(t) = x_0 + 0.3t \\ y(t) = y_0 + \cos(\pi t), \quad 0 \leq t \leq 2 \\ z(t) = z_0 + 0.5t \end{cases} \quad (5.16)$$

雷达的观测任务就是建立测量模型，基于一发四收雷达仿真，在测出距离和角度信息后，从雷达视角测量并还原出目标的真实运动过程，并分析雷达测量结果和仿真真实值的差异，从而对该测量方法进行评估。由于测量数据较多，为方便数据画图显示，下述测量结果均间隔 10 组数据画图显示。

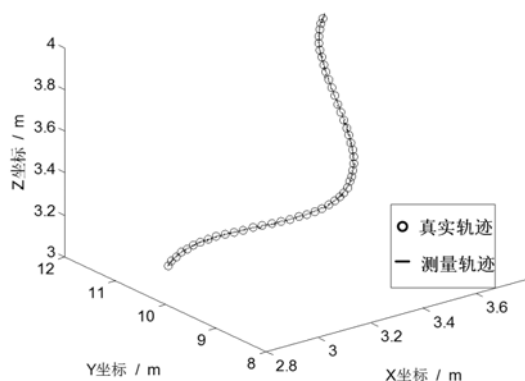
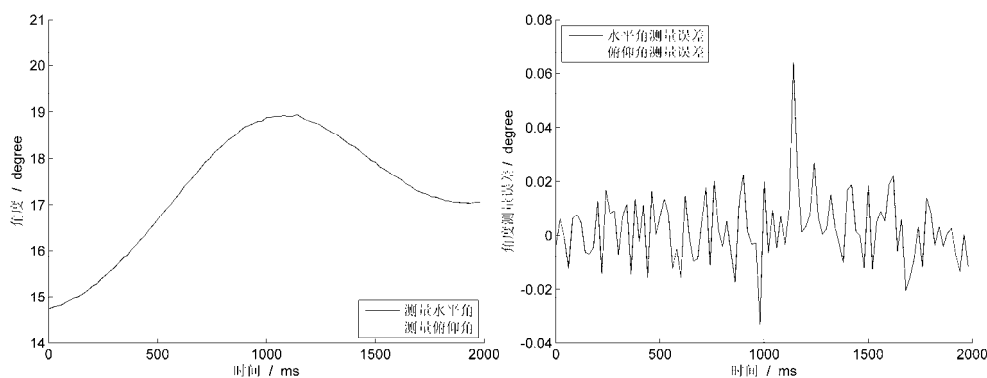


图 5.5 仿真测量三维轨迹图

由图 5.5 可知，仿真测量轨迹与真实轨迹基本吻合。

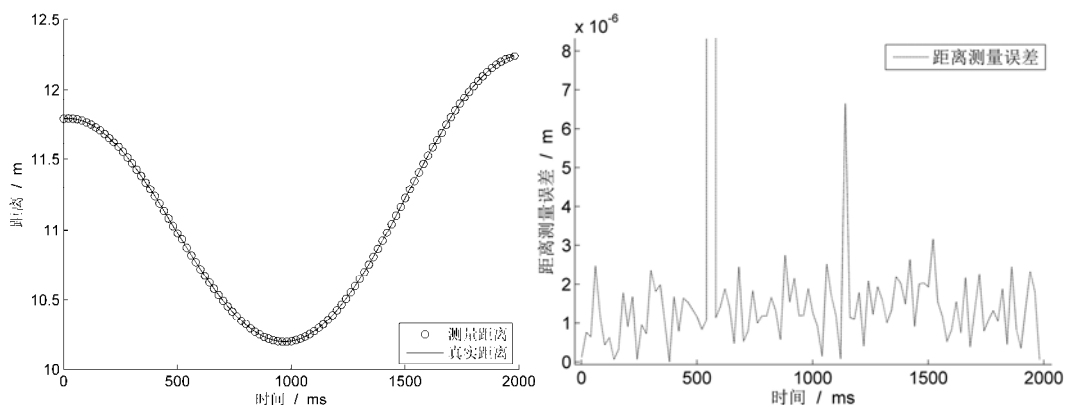


(a) 测量结果

(b) 测量误差

图 5.6 测量得到的水平角和俯仰角

由图 5.6 可以清楚地看出目标的水平角和俯仰角随时间的变化的情况。两者的角度测量误差都控制在 0.03° 以内。显示出在上述仿真环境下，测量结果能够实现较为精确的角度测量。



(a) 测量结果

(b) 测量误差

图 5.7 测量得到的目标距离

图 5.7 显示了仿真测量得到的目标距离和测量误差。在上述仿真环境下，距离测量误差一

般不超过 $3\mu\text{m}$ ，显示出该测量方案在理论仿真时能够达到较高的精确度。

设目标的坐标测量值为 $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$ ，坐标真实值为 x, y, z ，则定义在 (x, y, z) 处的坐标定位距离偏差为：

$$V_{(x,y,z)} = \sqrt{(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2 + (\hat{z} - z)^2} \quad (5.17)$$

图 5.8 反映了随目标运动时间变化的 $V_{(x,y,z)}$ 的变化曲线：

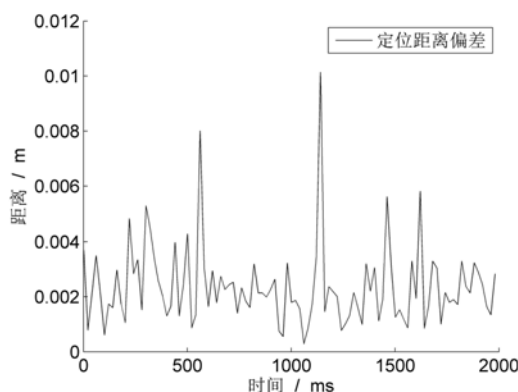


图 5.8 坐标定位距离偏差

可以用 $V_{(x,y,z)}$ 反映三维空间中测量坐标定位的精确度。从图 5.8 可以看出，整个运动过程中 $V_{(x,y,z)}$ 基本不超过 6mm，表明测量坐标值分布在以真实坐标值为球心，半径为 6mm 的空间球内，体现出该测量方案在三维空间定位具有一定的精确度。

通过 Matlab 仿真，我们可以得出如下结论：基于一发四收雷达的三维轨迹测量方案，在仿真条件下有着较高的定位精度，能够准确实现目标的三维运动轨迹测量。通过结合距离，水平角，俯仰角和空间坐标等测量数据，能够较好地描述物体的真实运动过程，在目标精确测量和运动细节描述领域有着较好的应用价值。

5.4 基于多站雷达的目标三维轨迹测量

第 5.3 节推导了基于一发四收雷达的目标三维运动轨迹测量方法。除了一发多收雷达，也可以采用分布式多站雷达实现目标的三维测量。这种情况下，多个雷达相互独立测距，可以建立球面方程实现三维定位，其原理类似于 GPS 卫星定位中的三球定位原理。

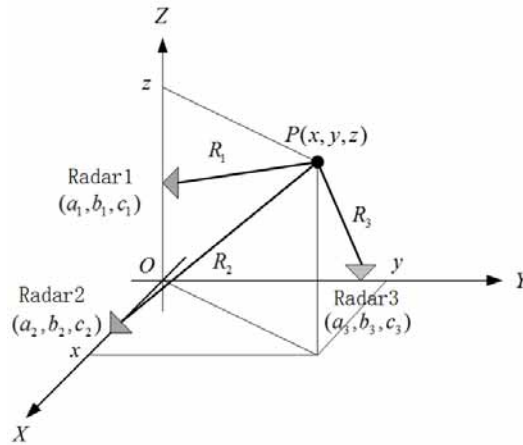


图 5.9 多站雷达目标三维定位示意图

如图 5.9 所示, 设 m 个固定雷达的位置坐标分别为 $(a_i, b_i, c_i), 1 \leq i \leq m$, 目标坐标为 (x, y, z) , 与雷达距离为 R_i , 则有:

$$R_i = \sqrt{(x - a_i)^2 + (y - b_i)^2 + (z - c_i)^2}, 1 \leq i \leq m \quad (5.18)$$

理论上, 当 $m \geq 3$ 时, 方程组 (1) 应该有唯一解对应目标坐标。但由于测量环境中的噪声和雷达测量同步误差, 雷达距离实测值 \hat{R}_i 与真实距离 R_i 存在误差, 因此方程组 (5.18) 会出现无解的情况。对于这种情况, 设:

$$\begin{aligned} f_i(x, y, z) &= \sqrt{(x - a_i)^2 + (y - b_i)^2 + (z - c_i)^2} - \hat{R}_i, 1 \leq i \leq m \\ f(x, y, z) &= [f_1(x, y, z), \dots, f_i(x, y, z), \dots, f_m(x, y, z)]^T \\ S(x, y, z) &= f(x, y, z)^T f(x, y, z) = \|f(x, y, z)\|_2^2 \end{aligned} \quad (5.19)$$

我们可以把方程组 (5.18) 的求解转化为如何求解该方程组的最小二乘解的问题。最小二乘解 (x^*, y^*, z^*) 能够使得函数 $S(x, y, z)$ 最小, 是在当前测量条件下最接近真实值的解, 因此可以认为该组解就是目标的坐标。

对于方程组 (5.18) 的最小二乘解的求法, 由于该方程是非线性方程组, 因此通常采用牛顿迭代法实现对最小二乘解的逼近。具体过程为:

- ① 首先令迭代次数 $k = 0$ 。找到一组近似解 (x_0, y_0, z_0) 。
- ② 计算此时的 $f_k = f(x_k, y_k, z_k)$ 和 $S_k = S(x_k, y_k, z_k)$ 。
- ③ 求出 $m \times 3$ 阶矩阵 $A_k = \left[\frac{\partial f_i(x, y, z)}{\partial x}, \frac{\partial f_i(x, y, z)}{\partial y}, \frac{\partial f_i(x, y, z)}{\partial z} \right]_{x=x_k, y=y_k, z=z_k}$, 并计算

$$g_k = \nabla S_k = A_k^T f_k。$$

④ 解方程 $A_k^T A_k \begin{bmatrix} \Delta x_k \\ \Delta y_k \\ \Delta z_k \end{bmatrix} = -g_k$ ，根据 $x_{k+1} = x_k + \Delta x_k; y_{k+1} = y_k + \Delta y_k; z_{k+1} = z_k + \Delta z_k$ 得到新的测

量值 $(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1})$ ，并计算 $f_{k+1} = f(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1})$ 和 $S_{k+1} = S(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1})$ 。

- ⑤ $\Delta x_k, \Delta y_k, \Delta z_k$ 可以看做前一组解 (x_k, y_k, z_k) 和后一组解 $(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1})$ 之间的迭代误差。随着迭代的不断进行，迭代误差会逐渐减小。在多次迭代逼近真实解 (x^*, y^*, z^*) 时，可以认为 $\Delta x_k, \Delta y_k, \Delta z_k$ 就是测量值 (x_k, y_k, z_k) 和真实解 (x^*, y^*, z^*) 之间的误差。令 $\Delta V^2 = (\Delta x_k)^2 + (\Delta y_k)^2 + (\Delta z_k)^2$ 来表示该次测量（迭代的）误差。当 ΔV^2 小于某一门限时，可以认为此时测量误差满足要求。 $(x_{k+1}, y_{k+1}, z_{k+1})$ 即为方程组的最小二乘解。如果 ΔV^2 仍然高于门限，则令 $k \leftarrow k+1$ ，迭代次数加一。之后返回③继续迭代直到求出符合测量误差要求的最小二乘解。

利用 Matlab 对上述算法进行仿真。仿真情景设置在三基站的情况下，A，B，C 三个雷达坐标分别为 $(5,0,0)$ ， $(0,5,0)$ ， $(0,0,5)$ 。目标坐标为 $(5,6,7)$ 。选择不同的初始值，对每次迭代过后的定位误差 $e_k = \sqrt{(x_k - 5)^2 + (y_k - 6)^2 + (z_k - 7)^2}$ 进行计算，研究不同迭代次数后的坐标求解精度。

表 5.1 迭代次数与坐标定位误差的关系（无测量误差）

初始坐标	e_0	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6
(2,3,4)	5.1962	9.3678	5.0102	1.9181	0.3683	0.0160	3.1×10^{-5}
(3,4,5)	3.4641	2.5274	0.5963	0.0408	2.0×10^{-4}	0	0
(4,5,6)	1.7321	0.6103	0.0514	4.0×10^{-4}	0	0	0

表 5.1 反映了整个迭代过程的误差变化情况。随着迭代次数增加，迭代误差 ΔV^2 逐渐减小，定位误差 e_k 逐渐减小，测量值 (x_k, y_k, z_k) 逐渐逼近最小二乘解 (x^*, y^*, z^*) 。迭代的收敛速度较快，通常迭代 6 次后即可准确实现坐标的求解。初始坐标选取越接近真实值，达到相等定位误差（精度）所需要的迭代次数越少，计算速度越快。在没有测量误差干扰的情况下，迭代得到的最小二乘解能够准确对应真实坐标。

表 5.2 迭代次数与坐标定位误差的关系（距离测量误差+0.01m）

初始坐标	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6	e_7
(2,3,4)	9.4215	5.0517	1.9460	0.3840	0.0269	0.0114	0.0113
(3,4,5)	2.5552	0.6134	0.0522	0.0115	0.0113	0.0113	0.0113
(4,5,6)	0.4765	0.0359	0.0114	0.0113	0.0113	0.0113	0.0113

表 5.2 反映了在存在测量误差的情况下整个迭代过程的误差变化情况。可以看出虽然迭代

误差 ΔV^2 逐渐减小, 求解的坐标趋向于一个定点, 但定位误差 e_k 趋近于一个不可忽略的较小的常数。由此显示出在存在测距误差的情况下, 公式 (5.18) 对应方程组的最小二乘解并不能视作真实值。设三个方向的测距误差分别为 $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$, 则最小二乘解和真实解之间存在定位误差 e 约为 $\sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2}$ 。为了避免或克服这种情况存在的测量误差, 一方面要提高测距精度; 另一方面, 当这种测距误差是由噪声引起的, 可以先按照最小二乘解求出目标坐标运动轨迹, 之后通过平滑或者滤波的手段对测距结果进一步优化, 实现更加准确的轨迹测量。

从上面的分析可以看出, 为了实现较高精度的坐标测量, 通常需要若干次迭代, 而在运动目标轨迹测量时, 由于采样率较高, 会产生非常多的数据点。对于每一个数据点, 如果都要按照上述迭代过程求解位置坐标, 无疑是非常繁琐的。如果能够推导出雷达的距离变化 ΔR_i 和坐标变化 $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ 的关系。这样只需要计算出第一个点的坐标 (x, y, z) , 就可以利用 $(x + \Delta x, y + \Delta y, z + \Delta z)$ 直接求出第二个点的坐标。再将第二个点作为“起始点”, 依次求解出其余点的坐标, 从而实现运动轨迹的测量。这种方法明显提高了运算效率。具体表述为:

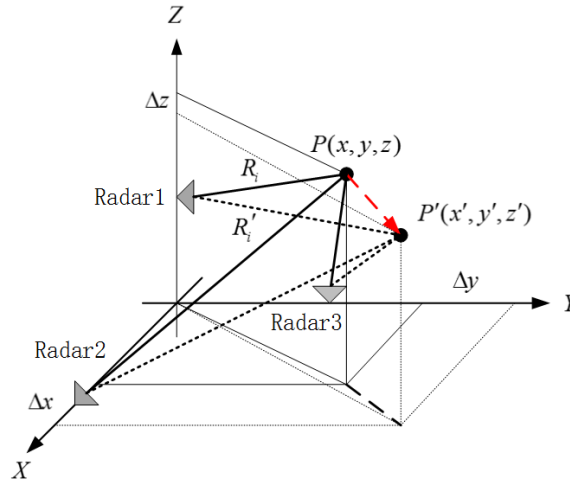


图 5.10 多基站三维位移测量示意图

如图 5.10 所示, 设目标“起始点” P 的坐标为 (x, y, z) , 与各站雷达距离为 R_i , 则当目标从 P 移动到 P' 点, 设其坐标为 (x', y', z') , 与雷达各站距离为 R'_i , 则有:

$$\begin{aligned} x' &= x + \Delta x \\ y' &= y + \Delta y \\ z' &= z + \Delta z \\ R'_i &= R_i + \Delta R_i \end{aligned} \quad (5.20)$$

这里, Δx , Δy , Δz 分别是目标在 X 轴, Y 轴, Z 轴三个方向的运动投影。 ΔR_i 是目标从 P 点运动到 P' 点后与各个雷达之间距离的变化量。

对 (5.18) 式两边求微分, 有:

$$dR_i = \frac{x - a_i}{R_i} dx + \frac{y - b_i}{R_i} dy + \frac{z - c_i}{R_i} dz \quad (5.21)$$

由于实际处理时采样率很高，因此运动过程中相邻两点位移很小，因此 $\Delta R_i, \Delta x, \Delta y, \Delta z$ 可以替代公式 (5.21) 中的 dR_i, dx, dy, dz 。则 (5.21) 式可以改写为如下矩阵：

$$\begin{bmatrix} \Delta R_1 \\ \Delta R_2 \\ \vdots \\ \Delta R_m \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

其中矩阵 M 表达式为：

$$M = \begin{bmatrix} \frac{x-a_1}{R_1} & \frac{y-b_1}{R_1} & \frac{z-c_1}{R_1} \\ \frac{x-a_2}{R_2} & \frac{y-b_2}{R_2} & \frac{z-c_2}{R_2} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{x-a_m}{R_m} & \frac{y-b_m}{R_m} & \frac{z-c_m}{R_m} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

则该矩阵的最小二乘解表示为：

$$\begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta z \end{bmatrix} = (M^T M)^{-1} M^T \begin{bmatrix} \Delta R_1 \\ \Delta R_2 \\ \vdots \\ \Delta R_m \end{bmatrix} \quad (5.24)$$

设目标在 P 点和 P' 点处各站雷达实际测距结果为 \hat{R}_i 和 \hat{R}'_i ，则实测距离变化量为 $\Delta \hat{R}_i = \hat{R}'_i - \hat{R}_i$ 。将 $\Delta \hat{R}_i$ 带入公式 (5.24) 后得到目标在 X, Y, Z 方向的测量偏移值 $\Delta \hat{x}, \Delta \hat{y}, \Delta \hat{z}$ 。从而利用已知 P 点坐标 (x, y, z) 得到 P' 点坐标为 $(x + \Delta \hat{x}, y + \Delta \hat{y}, z + \Delta \hat{z})$ 。由于上一组测量结果 P' 点在下一组测量时被认为是起始点，因此坐标测量的误差会不断的累积。随着测量组数的增加，测量的运动轨迹会逐渐偏移真实值。所以采用该方法测量一段数据后，需要重新利用迭代法确定新的“起始点”坐标，防止轨迹“跑偏”。

利用 Matlab 对上述测量方案进行验证。设 FMCW 雷达载波频率 24GHz，带宽 200MHz，三角波调频周期 2ms，其中单独的上调频段周期为 1ms，采样率 640ksps，雷达采样持续时间为 2s，并添加 30dB 的高斯白噪声。三个雷达基站坐标分别为 (10,0,0)，(0,20,0)，(0,0,30)。目标初始位置位于 $(x_0, y_0, z_0) = (10, 10, 10)$ 处，真实的运动轨迹方程分别为：

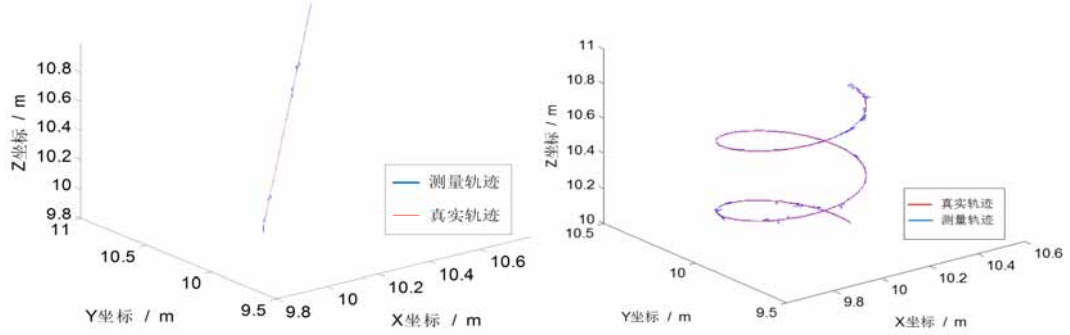
仿真一：

$$\begin{cases} x(t) = x_0 + 0.3t \\ y(t) = y_0 + 0.4t, 0 \leq t \leq 2 \\ z(t) = z_0 + 0.5t \end{cases} \quad (5.25)$$

仿真二：

$$\begin{cases} x(t) = x_0 + 0.25 \cos(2\pi t) \\ y(t) = y_0 + 0.25 \sin(2\pi t), 0 \leq t \leq 2 \\ z(t) = z_0 + 0.4t \end{cases} \quad (5.26)$$

分别对应测量结果图 5.11 中 (a) 图和 (b) 图的测量轨迹。

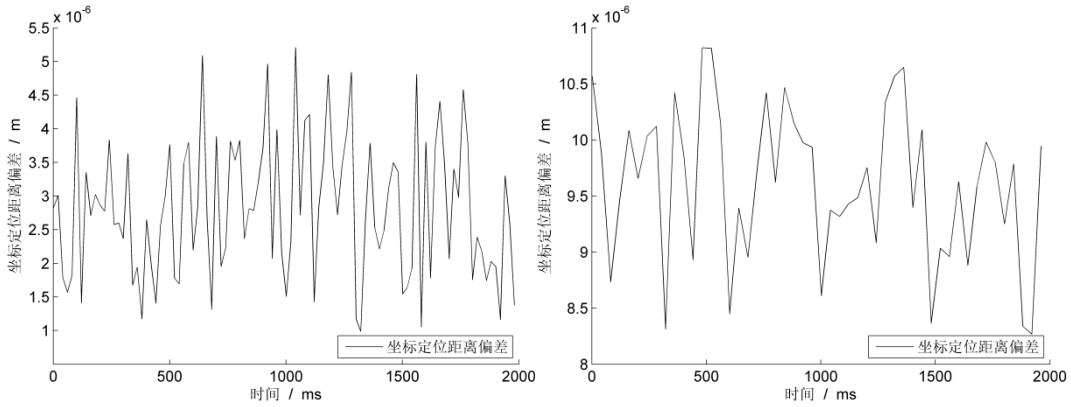


(a) 仿真一

(b) 仿真二

图 5.11 三站雷达目标三维运动轨迹测量

两次仿真结果表明,测量结果能够基本吻合真实运动轨迹。设目标的坐标测量值为 $\hat{x}, \hat{y}, \hat{z}$, 坐标的真实值为 x, y, z , 可以按照公式 (5.17) 计算在 (x, y, z) 处的坐标定位距离偏差 $V_{(x,y,z)}$, 图 5.12 反映了在目标运动过程中两个仿真的 $V_{(x,y,z)}$ 随运动时间变化的曲线。



(a) 仿真一

(b) 仿真二

图 5.12 坐标定位距离偏差

从图 5.12 可以看出,在上述仿真环境下,两个仿真的坐标定位距离偏差 $V_{(x,y,z)}$ 分别小于 $5\mu\text{m}$ 和 $11\mu\text{m}$, 显示出基于多站雷达的目标运动轨迹测量的精确性和有效性。与基于一发四收雷达的测量方案相比,多站雷达测量方案虽然系统复杂度较高,计算量较大,容易受到多种误差干扰,但在理想的仿真情况下,其运动目标定位精度要高于基于一发四收雷达的测量方案。

对公式 (5.21) 两边求方差,可得:

$$\sigma(\Delta \hat{R}_i) = \frac{1}{R_i} \sqrt{\left(\frac{x-a_i}{R_i}\right)^2 \sigma^2(\Delta \hat{x}) + \left(\frac{y-b_i}{R_i}\right)^2 \sigma^2(\Delta \hat{y}) + \left(\frac{z-c_i}{R_i}\right)^2 \sigma^2(\Delta \hat{z})} \quad (5.27)$$

公式(5.27)反映了测距标准差和各方向位移测量标准差的对应关系。如果三个方向位移的测量相互等价,则有 $\sigma(\Delta \hat{R}_i) = \sigma(\Delta \hat{x}) = \sigma(\Delta \hat{y}) = \sigma(\Delta \hat{z})$ 。由此说明目标三个方向的位移测量精度和雷达测量距离变化的精度是一致的。提高雷达测距精度才能更好地实现目标在三维空间的定位和位移测量。

5.5 本章小结

本章在第四章动态目标精确距离测量的基础上,拓展了测量维度,利用一发多收雷达或者多站雷达建立起目标空间坐标和雷达测距,雷达测角之间的对应关系,并通过 Matlab 仿真加以验证,从而实现了运动目标的二维、三维运动轨迹的测量。

测量方式主要包括两种,一种是基于一发多收雷达实现的多维运动轨迹测量。这种方法主要利用接收天线之间的对应关系,通过测量距离和角度信息(主要包括方位角,俯仰角等)实现目标的定位。这种方法计算相对简单,根据测量方程能够直接获得目标的坐标。缺点在于:目标的定位精度比较依赖测角精度,当测量目标运动到角度较大的区域(通常是边缘区域),测角精度会大大降低,不能做到整体较为平稳的精确测量。此外,还需要注意角度测量的模糊性,因此,该方法能够实现精确测量的空间相对较小。

另一种测量方法是利用分布式多站雷达实现目标的定位。该测量方法基于解多个空间球面方程,计算其最小二乘解作为最终的目标所在位置,只利用每个雷达基站提供的距离信息实现,不需要角度的测量。因此这里的多站雷达可以是多个一发一收雷达。该方法的优点在于:由于定位利用的仅仅是距离信息,不需要角度信息,不需要计算相位差,因此目标的定位精度较高。通过合理分布多站雷达位置,可以实现较大范围的目标定位。缺点在于:当多站雷达分布出现相距较近,或者均位于同一平面等特殊情况时,会造成求解方程组病态的问题。此时一点点误差扰动均会对最终的测量结果造成很大的影响。此外,多站雷达测距同步的问题也需要纳入考虑。因此,该方法虽然测量范围较大,但是,系统的复杂度也随之上升了。

综上所述,对于一般情况下近距离目标的运动轨迹测量,通过合理地选择雷达工作参数和测量方案,利用以上两种测量方法,能够实现基于 FMCW 雷达的目标三维运动轨迹测量。

第六章 结束语

6.1 总结

论文围绕 FMCW 雷达精确测距展开了以下四个内容的工作：

一是针对实际测量过程中硬件电路的非理想性，分析了差拍信号获取中影响信号质量的常见误差。阐述了 VCO 非线性误差，寄生调幅干扰和镜像干扰三种影响测量的问题。给出了相应的数学模型和相应解决办法，为后续章节提出的精确测距算法的实测验证做好相应的预处理准备。

二是从 FMCW 测距原理入手，研究并验证了静止目标的高精度测距算法。首先分析了基于频率法测距和基于相位（初相）法测距的优点和缺点，提出了：当频率法测距精度能够准确判定目标所在半波长区间时，可以进一步结合相位法实现精确测距的研究思路。之后提出了利用相位差法实现上述研究思路的算法：单频的差拍信号固定时延造成的相位差与频率存在对应关系，能够利用相位差实现高精度的频率测量，确定目标所在半波长区间，在该段区间内利用相位法实现高精度测距。该方法的优点在于：在保证相位法测量精度的条件下实现绝对距离测量。最后，给出了采用该方法实现精确测距的流程，分析了该方法的理论测量精度，利用 Matlab 和实测数据对该算法进行了验证。通过与频率法测距和理论测量误差进行比较，有效验证了该算法能够实现静止目标高精度距离测量。

三是将研究对象从静止目标拓展为动态目标，研究了动态目标的高精度距离测量。首先分析了动态目标测距时引起测量误差的两个问题：速度对频率的线性调频作用（表现为相位中含有二次方项，影响单频信号参数测量）和频率测量中的“距离-频率耦合”。之后介绍了在近程雷达精确测距中 DPT 变换和三角波调频解“距离-速度”耦合这两种常用方法存在局限性，提出了利用三角波调频估计的速度对差拍信号相位进行修正的算法。经过修正后，去除了相位中的二次方项，信号变为单频信号，从而提高了频率和相位测距的精度。最后利用 Matlab 和实测数据对提出的算法加以验证，给出了算法具体实现流程，从而实现了动态目标高精度距离测量。

四是将研究对象从一维拓展为三维，研究了实现目标三维定位和运动轨迹测量的几种方案。首先介绍了基于一发多收雷达，通过测距测角实现目标轨迹测量的方案。分析了该方法的定位精度，得出：目标的精确定位与测量不仅和雷达测距精度有关，还和目标所在空间位置有关的结论。之后介绍了基于多站雷达，通过测距建立起多组球面方程，实现目标轨迹测量的方案。对比分析了两种测量方案的优缺点，并利用 Matlab 实现了上述两种测量方案的目标三维运动轨迹测量。

综上所述, 论文围绕 FMCW 雷达测距的实测信号误差角度, 静止目标角度, 动态目标角度, 三维测量角度和对如何实现目标精确测距进行了相关研究, 提出了相应算法, 并利用 Matlab 和雷达实测对上述研究加以验证, 基本实现了 FMCW 雷达精确距离测量。

6.2 展望

论文中有待进一步研究和解决的地方表述如下:

(1) 上述测量算法基本围绕单个点目标测量进行, 没有将多目标情况考虑进去。在静止目标测距时, 多个目标相距过近, 其他目标的谱线旁瓣可能会对待测目标主瓣测量造成影响, 谱峰处的相位可能会受到干扰。在这种情况下应该如何实现精确测距尚未研究。目前提出的思路是: 由于加窗处理不影响基于相位差的频率测量和相位测量, 因此可否通过增加窗函数, 抑制目标的旁瓣, 从而减少相近目标谱线的相互干扰。该想法目前还没有进行明确验证和仿真, 有待进一步研究。

(2) 在研究动态目标精确测距时, 提出的利用估计速度对相位进行修正的算法仅适用于单目标的情况。原因在于三角波调频解“距离—速度”耦合在多目标情况下会出现多组距离速度难以配对的问题。针对这个问题, 已经有不少文献提出了相应的配对方法: 如通过观测时间积累, 确定距离和速度的差分关系, 排除虚假目标的研究算法等。二维 FFT 同样是处理多目标“距离—速度”解耦合的常见思路。可以围绕这两个想法对多个动态目标精确测距算法展开研究。

(3) 在实测过程中, 硬件电路不理想造成的误差其实是影响测量误差的重要因素之一, 本文虽然对 VCO 非线性误差, 寄生调幅干扰和镜像干扰等三个问题做了一定研究, 但是基本上围绕理论数学模型加以分析, 研究的比较基础, 并没有深入对某一个点展开分析。该研究方向同时还需要结合硬件电路的知识加以分析。因此, 实测环境下的目标精确测量问题可以是一个很有价值的研究内容, 需要未来进一步研究和解决。

参考文献

- [1] 陈伟民,李存龙.基于微波雷达的位移/距离测量技术[J].电子测量与仪器学报,2015,29(09):1251-1265.
- [2] 刘国岁,孙光民,顾红,et al.连续波雷达及其信号处理技术[J].现代雷达,1995(06):20-36.3
- [3] S. Scherr, S. Ayhan, M. Pauli, et al. Accuracy limits of a K-band FMCW radar with phase evaluation, 2012 9th European Radar Conference, Amsterdam, 2012, pp. 246-249
- [4] 王良,马彦恒,何强,et al. LFM CW 信号距离-速度耦合特性分析[J].科学技术与工程, 2009, 9(14):4171-4174.
- [5] 王旭刚. 基于 FMCW 体制 K 波段测距雷达的研究与实现[硕士学位论文].南京航空航天大学,2012.
- [6] 丁玉美,阔永红,高新波. 数字信号处理—时域离散随机信号处理. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002:135-136.
- [7] A.V.Oppenheim and R.W.Schafer. Digital Signal Processing, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.
- [8] 齐国清. FMCW 液位测量雷达系统设计及高精度测距原理研究[博士学位论文].大连海事大学, 2001.
- [9] D. Rife and R. Boorstyn. Single tone parameter estimation from discrete-time observations. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 20, no. 5, pp. 591-598, Sep 1974.
- [10] P. T. Nguyen, T. N. Vinh and C. P. M. Huynh. A high-resolution short-range X-band FMCW radar system for ranging applications. 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014), Hanoi, 2014, pp. 675-680.
- [11] S. Scherr, S. Ayhan, B. Fischbach, et al. An Efficient Frequency and Phase Estimation Algorithm With CRB Performance for FMCW Radar Applications. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 64, no. 7, pp. 1868-1875, July 2015.
- [12] 丁康,谢明,杨志坚.离散频谱分析校正理论与技术.北京:科学出版社,2008:98-99.
- [13] P. T. Nguyen, T. N. Vinh and C. P. M. Huynh. A high-resolution short-range X-band FMCW radar system for ranging applications. 2014 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2014), Hanoi, 2014, pp. 675-680.
- [14] G. S. Woods, D. L. Maskell and M. V. Mahoney. A high accuracy microwave ranging system for industrial applications. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 42, no. 4, pp.

812-816, Aug 1993.

- [15] S. Ayhan, M. Pauli, T. Kayser, et al. FMCW radar system with additional phase evaluation for high accuracy range detection. 2011 8th European Radar Conference, Manchester, 2011, pp. 117-120.
- [16] Qi Guoqing. High accuracy range estimation of FMCW level radar based on the phase of the zero-padded FFT. Signal Processing, 2004. Proceedings. ICSP '04. 2004 7th International Conference on, 2004, pp. 2078-2081 vol.3.
- [17] S. Peleg and B. Friedlander. The discrete polynomial-phase transform. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 43, no. 8, pp. 1901-1914, Aug 1995.
- [18] T. Speake and R. Mersereau. Evaluation of two-dimensional discrete Fourier transforms via generalized FFT algorithms. ICASSP '81. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1981, pp. 1006-1009.
- [19] 凌太兵. LFM CW 雷达运动目标检测与距离速度去耦合[硕士学位论文]. 电子科技大学, 2003.
- [20] Cunlong Li, Weimin Chen, Gang Liu, et al. A Noncontact FMCW Radar Sensor for Displacement Measurement in Structural Health Monitoring. Sensor, 2015, 15: 7412-7433.
- [21] 杨全丽. 智能化的雷达信号处理和 FMCW 雷达在煤粉仓料位测量中的建模仿真[硕士学位论文]. 太原理工大学, 2006.
- [22] Q. Guoqing, L. Xueling and T. Yanyan. Range Estimation Accuracy Analysis of the FMCW Level Radar. 2006 8th international Conference on Signal Processing, Beijing, 2006.
- [23] A. Anghel, G. Vasile, R. Cacoveanu, C. Ioana, et al. Short-Range Wideband FMCW Radar for Millimetric Displacement Measurements. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, no. 9, pp. 5633-5642, Sept. 2014.
- [24] S. Scherr, S. Ayhan, J. Hofmann, et al. Sweep time variation algorithm for high accuracy FMCW radar measurements, 2015 German Microwave Conference, Nuremberg, 2015, pp. 182-185.
- [25] J. Fuchs, K. D. Ward, M. P. Tulin, et al. Simple techniques to correct for VCO nonlinearities in short range FMCW radars. 1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Francisco, CA, USA, 1996, pp. 1175-1178 vol.2.
- [26] 金鑫. Ka 波段 VCO 设计及闭环校正[硕士学位论文]. 南京: 南京理工大学, 2007.
- [27] Zhang R, Yang J, Xiong J. Novel method of parameter estimation for moving target in millimeter-wave short-range linear FMCW radar[C]// International Conference on Signal Processing, 2004. Proceedings. ICSIP. IEEE, 2004: 1985-1988 vol.3.
- [28] 马宁. 线性调频信号参数估计方法研究[博士学位论文]. 南京理工大学, 2014.
- [29] 王小青. 基于多项式相位信号的参数估计算法研究[硕士学位论文]. 电子科技大学, 2016.

- [30] 张希会. 多项式相位信号的检测与参数估计[博士学位论文].电子科技大学,2012.
- [31] 余沛,邵高平.一种基于 HAF 的多分量多项式相位信号参数估计算法[J].信息工程大学学报,2009,10(03):372-375.
- [32] S. Peleg and B. Porat.The Cramer-Rao lower bound for signals with constant amplitude and polynomial phase. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 39, no. 3, pp. 749-752, Mar 1991.
- [33] T. J. Abatzoglou. Fast Maximnmurm Likelihood Joint Estimation of Frequency and Frequency Rate. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-22, no. 6, pp. 708-715, Nov. 1986.
- [34] 陈军. I、Q 通道幅相不平衡的影响及改善[J].现代雷达,1999(05):100-103.
- [35] 肖汉,杨建宇,熊金涛. LFM CW 雷达多目标 MTD-速度配对法[J].电波科学学报,2005(06):712-715.
- [36] 邹建彬,张炜. 复高斯白噪声下基于多种方法的频率估计[J]. 现代电子技术, 2006, 29(17):1-3.
- [37] 肖慧,胡卫东,郁文贤.LFM CW 雷达多目标距离-速度联合配对法[J].系统工程与电子技术,2010,32(01):72-76.
- [38] Fangzhou Wang, Xi Pan, Chengyong Xiang, et al. Time-domain algorithm for FMCW based short distance ranging system. 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-5.
- [39] 徐军荣. FMCW 雷达测距的信号处理技术研究[硕士学位论文].南京航空航天大学,2009.
- [40] 刁建鹏,梁光胜.地面雷达的位移监测试验研究[J].测绘科学,2011,36(02):62-64.
- [41] J. P. Deyst, T. M. Sounders, and O. M. Solomon, Jr. Bounds on least-squares four-parameter sine-fit errors due to harmonic distortion and noise. IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 44, no. 3, pp. 637-642, Jun. 1995.
- [42] S. Ayhan, S. Scherr, P. Pahl, et al. Radar-Based High-Accuracy Angle Measurement Sensor Operating in the K-Band. IEEE Sensors Journal, vol. 15, no. 2, pp. 937-945, Feb. 2015.
- [43] M. Pauli, S. Ayhan, S. Scherr, et al. Range detection with micrometer precision using a high accuracy FMCW radar system. Proc. 9th Int. Multi-Conf. Syst., Signals Devices (SSD), Mar. 2012, pp. 1-4.
- [44] Sanjit. K. Mitra. 数字信号处理—基于计算机的方法(余翔宇). 北京:电子工业出版社, 2012:83-85.
- [45] M. Gerding, T. Musch, and B. Schiek A novel approach for a highprecision multitarget-level measurement system based on time-domain reflectometry. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54,

no. 6, pp. 2768–2773, Jun. 2006.

[46] S. Ayhan, S. Scherr, P. Pahl, et al. High-Accuracy Range Detection Radar Sensor for Hydraulic Cylinders. *Sensors Journal*, IEEE, vol. 14, no. 3, pp. 734–746, March 2014.

[47] R. Stolle and B. Schiek, “Multiple-Target Frequency-Modulated Continuous-Wave Ranging by Evaluation of the Impulse Response Phase,” *Instrumentation and Measurement*, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 2, pp. 426–429, Apr 1997.

[48] S. Kim and C. Nguyen. A displacement measurement technique using millimeter-wave interferometry. *Microwave Theory and Techniques*, IEEE Transactions on, vol. 51, no. 6, pp. 1724–1728, June 2003.

[49] 杨建宇. LFM CW雷达信号模糊函数分析[J]. 信号处理, 2002, 18(1):39-40.

[50] Seoktae Kim and Cam Nguyen. On the development of a multifunction millimeter-wave sensor for displacement sensing and low-velocity measurement. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 11, pp. 2503–2512, Nov. 2004.

[51] A. Stezer, C.G. Diskus, K. Lubke, et al. Microwave position sensor with sub millimeter accuracy. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp. 2621–2624, Dec. 1999.

[52] A. Benlarbi-Delai, D. Matton, and Y. Leroy. Short-range two-dimension positioning by microwave cellular telemetry. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, pp. 2056–2062, Nov. 1994.

[53] G. Giunta, et al. Advanced three dimensional monitoring of structural vibrations and displacements by remote radar sensing. 2015 16th International Radar Symposium (IRS), Dresden, 2015, pp. 706–711.

[54] B. K. Park, O. Boric-Lubecke and V. M. Lubecke, "Arctangent Demodulation With DC Offset Compensation in Quadrature Doppler Radar Receiver Systems," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 5, pp. 1073–1079, May 2007.

[55] 张献奇. 短基线干涉仪测角定位方法研究[硕士学位论文]. 哈尔滨工业大学, 2006.

[56] 艾俊轶. 毫米波高精度测距雷达信号处理及实现[硕士学位论文]. 电子科技大学, 2006.

[57] 陈奎孚, 罗致诚, 高小榕. 判定真实谱峰位置的一个通用准则[J]. *数据采集与处理*, 1992(02):117–120.

[58] 吴礼, 彭树生, 肖泽龙. 提高毫米波近程探测雷达测距精度的方法研究[J]. *兵工学报*, 2009, 30(03):301–305.

[59] 顿丛丛, 李跃华, 王剑桥. 基于频谱细化的窗谱拟合算法[J]. *探测与控制学报*, 2011, 33(06):6–10.

[60] 蒋兰兰. 高分辨率 LFM CW 雷达信号处理算法研究[硕士学位论文]. 南京理工大学, 2007.

- [61] Y. V. Zakharov and T. C. Tozer. Frequency estimator with dichotomous search of periodogram peak. *Electronic Letters*, 1999, 35(19), pp.1608-1609.
- [62] Marcaccioli. L, Sbarra. E, Urbani. L, et al. An accurate indoor ranging system based on FMCW radar. *Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, 2011 IEEE , vol., no., pp.981,986, 5-9 June.

致 谢

两年半的研究生科研生涯即将进入尾声，在论文即将收尾之际，有太多的人需要感谢。首先要感谢的便是我的培养导师夏伟杰副教授。夏老师对待研究生培养尽职尽责，对待科研一丝不苟，他教会了我如何从“学习者”角色向“创造者”角色的转变，使我的研究思路受益匪浅。在论文的写作过程中，从文献调研，选题，数据实测，框架梳理到最后论文的完成，夏老师都提供了不少帮助，不仅在分析问题上帮我开拓思路，还在写作过程中严格要求，对此我心生感激。

其次我要感谢教研室的其他导师，包括周建江教授，汪飞老师，李海林老师。诸位老师们为我们研究生创造了良好的学习环境，塑造了浓厚的学术氛围，教导我们治学的道理，为我以后的职业生涯奠定了良好的基础。在今后的日子里，我将以师训“信心、恒心、责任心”激励自己，不辜负老师的期望。

感谢已经毕业的刘京师兄和曹佩蓓师妹。在数据实测过程中他们对我起到了很大的帮助。

感谢一路走来的实验室同学们：周莹、黄琳琳、黄闽羚、蒋斌、李其青、吕昊、金灿、孙洁、周莎莎等，在实验室的朝夕相处，日子过得充实而快乐。感谢实验室的师弟师妹们，他们乐观开朗的性格深深影响着我，激励着我。希望他们在接下来的一年多时间里取得更大的进步。感谢我的室友郑旺、杜天华、刘从宇，感谢他们对我生活上的帮助，一起度过了许多快乐难忘的时光。

感谢我亲爱的家人，感谢他们对我的养育之恩和谆谆教导。

最后，感谢百忙之中抽空评审论文的专家，感谢你们的认真评审，辛勤付出！

在学期间的研究成果及发表的学术论文

攻读硕士学位期间发表（录用）论文情况

- [1] 张峻潼，叶明，夏伟杰. 基于 CW 雷达的二维运动轨迹高精度测量方法[J]. 传感器与微系统，已录用待发表.