

代 号	10701	学 号	1102321063
分 类	TN957. 51	密 级	公开

题（中、英文）目      雷达脉冲压缩中两种调频信号的研究分析

Analysis of Two Frequency Modulation

Signals in Radar Pulse Compression

作 者 姓 名    周旭广      指导教师姓名、职务      苏涛 教授

学 科 门 类    工学      学科、专业      信号与信息处理

提交论文日期      二〇一四年一月



# 西安电子科技大学

## 学位论文独创性（或创新性）声明

秉承学校严谨的学风和优良的科学道德，本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切的法律责任。

本人签名：\_\_\_\_\_

日期：\_\_\_\_\_

# 西安电子科技大学

## 关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律署各单位为西安电子科技大学。

（保密的论文在解密后遵守此规定）

本学位论文属于保密，在\_\_\_\_年解密后适用本授权书。

本人签名：\_\_\_\_\_

日期：\_\_\_\_\_

导师签名：\_\_\_\_\_

日期：\_\_\_\_\_



## 摘要

在当代雷达体制中得到广泛应用的脉冲压缩技术，有效解决了雷达探测能力和距离分辨力之间的矛盾，而决定雷达信号脉压性能的关键，在于所使用波形的特质。本文主要介绍线性调频（LFM）和双曲调频（HFM）两种脉压信号。

本文首先阐述匹配滤波器理论和两类脉压信号特点，并利用雷达波形设计中的模糊函数理论，仿真分析其模糊函数图；之后针对不同速度的目标分别进行脉压仿真，进而对两者的性质进行详细的对比分析，从理论上分析它们的多普勒时变性质。

为了得到更佳的测距效果，文章运用不同的方法，针对信号的脉压结果进行改善处理。首先运用加权法对两者脉压输出进行旁瓣抑制；其次，对发射信号的频谱进行修正，得到具有低脉压旁瓣的非线性调频（NLFM）信号；最后介绍 Clean 算法处理脉压结果的流程，并用 Clean 算法对邻近多目标检测的脉压结果进行处理，提高了目标距离分辨力。

**关键词：**脉冲压缩 双曲调频信号 模糊函数 多普勒时变性 Clean 算法



## Abstract

The pulse compression technique, which is widely used in modern radar system, effectively solves the contradiction between radar and distance resolution. And the key to determine the performance of radar signal pulse compression lies in its properties in the waveform. This paper mainly introduces the Linear Frequency Modulated signal and the Hyperbolic Frequency Modulated signal of the two pulse compression signals.

This paper explains matched filter theory and two kinds of pulse compression signals features firstly and by using the theory of ambiguity function of the radar waveform design, the simulation analysis of the ambiguity function figure is completed; then based on different speed of the target are pulse compression simulation, the contrast of the properties of the two signals are analyzed in detail. It analyzes the time-varying nature of Doppler from the theoretical perspective.

In order to get a better location effect, this paper uses different approaches to process the results of two kinds of signal pulse compression. Firstly, it uses weighting method to conduct sidelobe suppression of both pulse output; secondly, the spectrum of transmitted signal is modified, introducing Nonlinear frequency modulated signal which has low sidelobe output; finally with the introduction of the prerequisite process and detection of Clean algorithm, it deals with the compression result of adjacent targets, with the help of Clean algorithm, two FM signal pulse compression results are handled respectively, and improves the resolution of target distance.

**Keywords:** Pulse compression   Hyperbolic frequency modulated(HFM) signal  
Ambiguity function   Doppler time-varying   Clean algorithm





## 目 录

<b>第一章 绪 论</b> .....	1
1.1 研究背景及意义 .....	1
1.2 国内外研究现状 .....	2
1.3 本文的主要工作 .....	3
<b>第二章 两种调频信号及其模糊函数</b> .....	5
2.1 雷达基本框图 .....	5
2.2 脉冲压缩原理 .....	6
2.2.1 匹配滤波器理论 .....	6
2.2.2 脉压信号特点 .....	8
2.3 两种调频脉压信号 .....	10
2.3.1 线性调频信号 .....	10
2.3.2 双曲调频信号 .....	11
2.4 雷达信号模糊函数 .....	13
2.4.1 模糊函数理论 .....	13
2.4.2 模糊函数仿真 .....	15
2.5 本章小结 .....	18
<b>第三章 信号脉压性能分析和比较</b> .....	19
3.1 雷达“点目标”回波模型 .....	19
3.2 两种信号的脉压特性及仿真 .....	20
3.2.1 静止目标脉压对比 .....	20
3.2.2 运动目标脉压对比 .....	23
3.3 两种信号的比较研究 .....	23
3.3.1 两种信号的区别与联系 .....	23
3.3.2 回波与发射信号瞬时频差 .....	24
3.3.3 两种信号的多普勒时变性质 .....	26
3.4 本章小结 .....	28
<b>第四章 脉压结果的改善技术与仿真</b> .....	29
4.1 窗函数抑制距离旁瓣 .....	29
4.1.1 加窗抑制距离旁瓣 .....	29
4.1.2 加窗后脉压的仿真分析 .....	30
4.2 波形频谱修正技术 .....	33
4.2.1 利用驻相原理设计 NLFM 波形 .....	34

---

4.2.2 NLFM 信号的脉压仿真 .....	36
4.3 Clean 算法处理脉压输出 .....	37
4.3.1 Clean 算法基本思想及脉压处理流程 .....	37
4.3.2 仿真实验与结果 .....	39
4.4 本章小结 .....	42
<b>第五章 结束语 .....</b>	<b>43</b>
<b>致 谢 .....</b>	<b>45</b>
<b>参考文献 .....</b>	<b>47</b>
<b>攻读硕士期间发表的论文 .....</b>	<b>51</b>

## 第一章 绪 论

### 1.1 研究背景及意义

历史的发展表明，科学技术的每一项创新，都会给人类社会产生深远的影响。产生于二十世纪初的雷达，如今已经被广泛用于检测地面、海上、空中甚至地下的目标，在军事、遥感、空中交通管制、公路安全、飞机安全和导航、舰船安全以及空间探测等领域都能看到它的身影。“雷达（Radar）”一词是英文“Radio Detection and Ranging（无线电检测和测距）”的缩略语和音译，该名称反映了雷达领域的早期工作者对一种能够检测到目标存在并且测量其距离的装置所赋予的重要性。虽然现代雷达能够从目标回波信号中提取出比距离更多的信息，但距离测量仍然是雷达最重要的功能之一<sup>[1]</sup>。

科技创新日新月异，雷达技术也在不断发展。随着应用场合需求的拓展和深入，雷达的作用距离、分辨能力和测量精度等性能指标也必须得到相应提高。近年来，为扩大雷达作用距离和提高距离分辨力，雷达系统中广泛采用了脉冲压缩（Pulse Compression, PC）体制，它在发射端利用宽脉冲以提高信号的平均功率，从而保证足够的最大作用距离，而在接收时则采用相应的脉冲压缩技术获得窄脉冲，以提高距离分辨力，因而能较好地解决作用距离和分辨能力之间的矛盾<sup>[2]</sup>。

一般情况下，脉冲压缩技术的实现是通过匹配滤波器（Matched Filter, MF）来完成的，它的输出信号是波形的自相关函数，即信号功率谱的傅里叶变换值。早期应用于雷达发射脉冲的是简单恒定载频矩形脉冲信号，但这种信号的距离分辨力同作用距离之间存在着不可调和的矛盾。为了解决这一矛盾，结合经典的雷达理论可知，距离分辨力取决于所用信号的带宽 $B$ ， $B$ 越大，距离的分辨力越好。因而人们采用了具有大时宽带宽乘积的复杂信号形式。在匹配滤波理论的指导下，首先提出并得到应用的是线性调频（Linear Frequency Modulated, LFM）信号及其匹配处理—脉冲压缩。这种信号是在宽脉冲内附加载波线性调频，以在大时宽的前提下扩展信号的带宽。除此之外，相位编码（Phase Shift Keying, PSK）信号和频率编码（Frequency Shift Keying, FSK）信号也是应用较多的脉压信号形式<sup>[3]</sup>。同上述脉压信号类似，双曲调频（Hyperbolic Frequency Modulated, HFM）信号作为一种调频信号，也具有大的时宽带宽乘积，亦可作为一种雷达脉冲压缩信号，它已经在水下目标检测中得到相关的研究，在雷达领域也有学者引入讨论。本文主要讨论单脉冲的 LFM 信号和 HFM 信号及其脉压特性。

由于 LFM 信号的研究与应用都较早，故其相关理论与工程实践已经相当成熟，对 HFM 信号的分析可参照 LFM 信号，并与之进行对比。又因为一般脉压信号通过匹配滤波器后，在获得脉压峰值主瓣的同时还会引入距离旁瓣，在多目标环境

下很可能会造成漏警，在隐身技术不断发展的今天后果不堪设想，因而去除脉压旁瓣是对脉压结果进行修正处理的一个重要方面。

## 1.2 国内外研究现状

尽管脉冲压缩的概念始于二战的初期，但由于技术水平的落后，一直到上世纪 60 年代初，脉压信号才被逐渐用于远程跟踪以及超远程警戒雷达。70 年代以来，理论研究的日趋完善和技术手段的不断成熟，使脉压技术能广泛应用于相控阵、三坐标、火力控制、侦察、引导等雷达，从而明显地提高了这些雷达的作战和应用性能。为了突出脉压技术发挥的重要作用，常常用“脉冲压缩雷达”统称采用了这种技术的雷达程式。值得注意的是，为得到更精细的距离分辨力，必须采用脉冲压缩信号，即大时宽带宽积信号。另外，此类信号具有较低的发射功率峰值，因而它的截获概率一般很低<sup>[4]</sup>。

目前，应用于脉冲压缩的雷达信号有多种，除了熟知的线性调频（LFM）信号，还有相位编码（PSK）信号以及频率编码（FSK）信号等，而其中以相位编码信号用得较多，而 PSK 信号又可分为二相码（如 Barker 码）和多相码（如 Frank 码）。类似以上经过特殊调制的脉冲信号往往具有一些优良的特性，比如 LFM 信号产生容易、有较好的多普勒特性；再如 PSK 信号的编码灵活，方便由数字电路实现，因而容易满足现代雷达波形快捷变化的要求<sup>[3]</sup>。

LFM 信号是通过非线性相位调制或线性频率调制来获得大的时宽带宽乘积。在国外又将这种信号称为 Chirp 信号。R.H.Dicke 在 1945 年申请专利文献（发表于 1953 年）中描述了线性调频（LFM）脉冲压缩雷达的基本概念<sup>[1]</sup>。这是研究得最早而又应用最广泛的一种脉压信号。采用 LFM 的雷达能够兼顾较远的探测距离和较高的距离分辨力。较其它脉压信号而言，它具有以下的优点：所用的匹配滤波器对运动目标回波的带来的多普勒频移不敏感，所以用同样的匹配滤波器就可以来处理不同多普勒频移的回波信号，这将会在很大程度上精简系统；此外，LFM 信号从产生到处理都比较容易，而且技术成熟，这是它得到广泛应用的另一个原因。其主要缺点是存在距离与多普勒的耦合以及匹配滤波器的输出旁瓣较高。为压低旁瓣常采用失配处理，但这将降低系统的灵敏度<sup>[4]</sup>。

在提出线性调频（LFM）信号脉冲压缩之后，Woodward（伍德沃德）继续完善了脉冲压缩的理论思想<sup>[5]</sup>，他进一步指出：大时宽带宽乘积信号的压缩窄脉冲可以通过匹配滤波获得。受到发射机效率的限制，通常采用调频或调相来产生大的时宽带宽积信号—脉压信号，因而脉冲压缩信号的范围并不局限于 LFM 信号，

上世纪 60 年代以后，Richard A.Altes 等根据雷达信号理论对动物声呐信息进行了系统分析，研究了运动和延伸体目标检测的最佳波形及其相应的最佳接收机

构, 其结果和某些动物的声信号获得惊人的一致, 而接收机结构又十分类似于人耳等生物听觉接收系统<sup>[6]</sup>。Altes 在其上世纪 70 年代的著作中, 指出蝙蝠、海豚等生物使用的超声波信号具有双曲调频的结构<sup>[7, 8]</sup>, 因此双曲调频 (HFM) 信号被称为一种仿生学信号, 而雷达的目标回波定位思想正是源于对自然界生物的模仿, 所以, HFM 信号是一种值得进一步研究和利用的雷达信号形式; J. Yang 和 T. K. Sarkar 将 HFM 信号作为一种对多普勒不敏感的脉冲压缩信号, 引入到雷达系统当中进行讨论<sup>[9]</sup>, 得到一些与 LFM 信号有所区别的结论。在国内, 长期以来, HFM 信号作为一种声呐信号, 在水声通信和鱼雷等领域得到了相关专家学者的研究。20 世纪 90 年代, 朱堃等以 HFM 信号为发射源, 研究了动物声呐信号在鱼雷中的应用<sup>[10]</sup>, 详细分析 HFM 信号的特点; 杨长生对宽带 HFM 信号进行了研究<sup>[11]</sup>, 并用之来估计水下运动目标的部分运动参数<sup>[12]</sup>; 张学森等使用 HFM 信号作为导频信号, 用以实现水声通信的频偏估计和同步<sup>[13]</sup>。

随着目标环境的复杂化和高分辨力要求的提出, 诸多脉压信号的距离分辨力显然不能满足要求, 为此, 前人也提出了多种对脉压结果进行修正处理的方法: 从对匹配滤波器频率响应加权到对发射信号频谱修正以至于产生新的脉压信号形式等等。总体上说, 降低距离副瓣、减小脉压时宽以及不影响原信号固有的多普勒容忍性, 都是对脉压处理结果的几项要求, 本文引入 Clean 算法可以满足脉压处理的要求。

Clean 算法最初由 Högbom 于 1974 年提出, 用于改进射电天文综合孔径合成图的质量<sup>[14]</sup>, 可以消除空间频率覆盖的不完整而产生的影响。1988 年 JENHO TSAO 等人提出可以利用 Clean 算法消除微波成像中的旁瓣与斑点噪声<sup>[15]</sup>; 何云涛等利用 Clean 算法在机载毫米波综合孔径成像中改善图像质量<sup>[16]</sup>; 林清源等利用 Clean 算法抑制 SAR 成像中的旁瓣<sup>[17]</sup>; 陈星等将 Clean 算法引入到 LFM 信号匹配滤波处理中<sup>[18]</sup>, 都得到了较好的处理效果。

### 1.3 本文的主要工作

本文在介绍匹配滤波理论的基础上, 从最常用的脉压信号—线性调频 (LFM) 信号着手, 借鉴其成熟的分析仿真方法, 探讨另一类大时宽带宽积信号—双曲调频 (HFM) 信号及脉压特点, 并将其与 LFM 信号进行对比分析; 为适应邻近多目标检测的情况, 在处理脉压结果时, 运用传统方法 (匹配滤波器频响加窗、信号的频谱修正) 和 Clean 算法对脉压输出数据进行处理, 从而压低了脉压旁瓣, 提高距离分辨力。

文章首先从匹配滤波器理论入手, 叙述脉冲压缩的原理, 进而介绍了雷达脉压中的两类调频信号, 并对其模糊函数进行仿真分析; 之后, 利用雷达发射信号

理想条件下的严格“点”目标回波模型，针对静止和运动目标，分别采用两类信号进行脉冲压缩仿真分析，在此基础上，对 LFM 和 HFM 信号的异同进行了说明，并设置了多目标情况，对脉压效果进行了详细的比较，其中重点对两类信号的多普勒时变性质进行了分析；最后，为了降低脉压后的距离旁瓣，通过加权法、谱修正法和 Clean 算法对两类信号的脉压结果分别修正处理，仿真实验得到了预期的结果。论文的具体内容安排为：

第一章：文章的绪论部分，简单介绍了选题的背景与意义，国内外研究现状以及全篇的内容安排；

第二章：介绍了匹配滤波器原理及频域的一般实现方法，介绍了两类脉冲压缩信号并仿真分析其模糊函数；

第三章：从理想条件下的“点”目标回波入手，对两类信号的脉压进行了分析和仿真，将 LFM 和 HFM 信号进行对比研究，重点对两者的多普勒时变性质进行了讨论分析；

第四章：分别运用加权方法、频谱修正技术和 Clean 算法对两类信号的脉压输出进行了仿真处理，指出各种方法存在的不足；

第五章：结论部分，总结文章中所做的工作，并对本课题内容剩余的问题进行了说明。

## 第二章 两种调频信号及其模糊函数

在当代雷达体制中，脉冲压缩技术能较好解决装备的探测能力与距离分辨力之间存在的矛盾，且具有一定的抗干扰能力。从实质上讲，用作脉冲压缩处理的网络，其实就是白噪声背景假设下的一类匹配滤波器。一个完整的脉压技术应包括有产生时宽带宽乘积大于 1 的特殊调制发射波形，以及为了获得窄脉冲而对接收信号所进行的匹配处理两个方面的内容<sup>[3]</sup>。

### 2.1 雷达基本框图

在介绍匹配滤波器理论和脉冲压缩信号之前，我们先简要地介绍普通脉冲雷达信号处理的操作流程，说明脉冲压缩处理位于雷达信号处理链中位置。

如图 2.1 所示，雷达发射机先将较复杂的频率调制波形进行功率放大，之后将输出能量用波导或其它形式的传输线送到天线，再经天线辐射到空中。双工器允许采用一部天线以分时方式进行发射和接收。接收机几乎都是超外差式的，中频级的带宽决定了它的信号带宽，中放被设计成匹配滤波器，即使得输出信号峰值与噪声功率比取到最大的滤波器，因而，微弱的回波信号通过匹配滤波器后，能够达到最大可检测性且其它信号也被衰减掉。包络检波器使脉冲包络通过并且抑制载波频率。而接收机的输出端要做出目标是否存在的决策，它是以接收机的输出幅度为基础的<sup>[1]</sup>，这其中还包括为了防止噪声过大以保持恒定的虚警率而采用的恒虚警概率（Constant False Alarm Rate, CFAR）检测技术。

实际中，许多雷达中普遍采用近似矩形的脉冲形状，而常规雷达接收机滤波器往往接近于匹配滤波器。可见脉冲压缩技术在雷达系统中得到了普遍地应用。

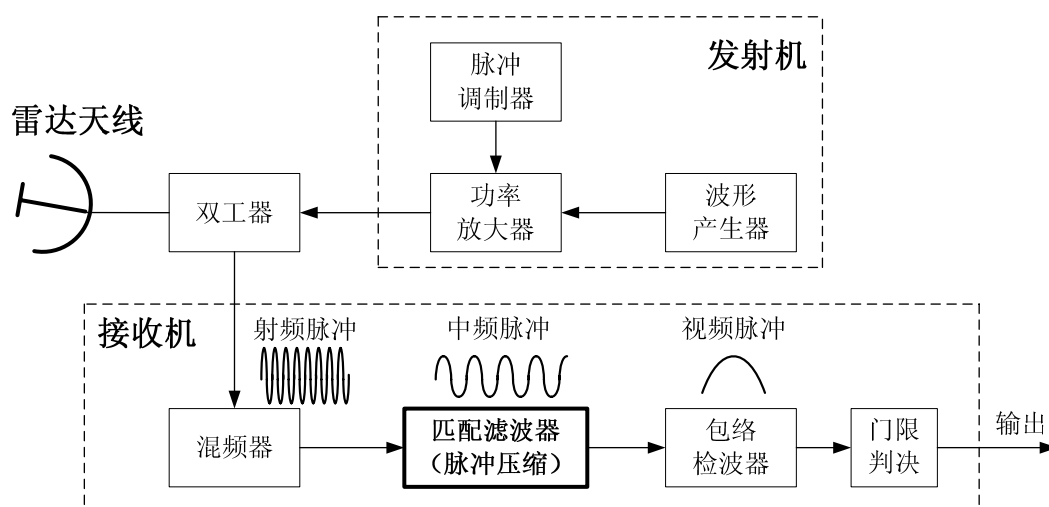


图 2.1 常规脉冲雷达框图

## 2.2 脉冲压缩原理

一个理想的脉压系统，应该是一个匹配滤波系统，一方面它要求压缩网络的频率特性与发射脉冲信号频谱实现完全的匹配；另一方面要求发射信号具有非线性的相位谱<sup>[2]</sup>。“脉冲压缩”的处理过程为：在雷达接收机中设置一个与发射信号频谱相匹配的压缩网络，使接收机输入端的回波信号（宽脉冲）变成窄脉冲，从而保持良好的距离分辨力。

### 2.2.1 匹配滤波器理论

实际中，在满足一些条件时，雷达接收机输出信号峰值—噪声（功率）比最大将使目标可检测性最大。信号噪声比（SNR）是决定噪声背景下发现目标能力的参数，常用它来做为衡量接收系统性能的准则。匹配滤波器就是以输出最大信噪比为准则的最佳线性滤波器<sup>[4]</sup>。因而为了改善信噪比，匹配滤波器或近似于它的网络几乎是所有雷达接收机设计的基础<sup>[1]</sup>。

在雷达系统常用的接收机中，其模型均可由一个线性滤波器和一个判决电路两部分组成。在接收机模型中，线性滤波器的作用是对接收信号进行某种方式的加工处理，以利于正确判决。在信号的统计检测理论中，我们已经知道，信噪比越大，检测性能越好。为了增大信号相对于噪声的强度，以获得最好的检测性能，因此要求线性滤波器是最佳的。

考虑线性时不变（Linear Time Invariant, LTI）滤波器（如图 2.2 所示）输入的信号是确知信号，噪声是加性平稳噪声，则在输入功率信噪比一定的条件下，使输出功率信噪比为最大的滤波器，就是一个与输入信号相匹配的最佳滤波器，称为匹配滤波器<sup>[19]</sup>。

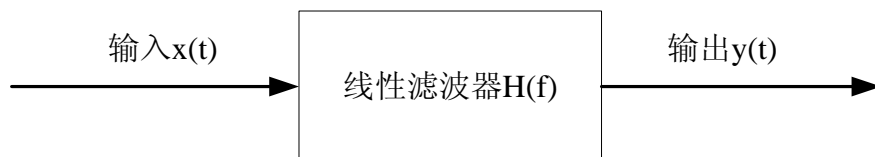


图 2.2 线性滤波器

设线性非时变滤波器的输入为信号和噪声的混合波形：

$$x(t) = s_i(t) + n_i(t) \quad (2-1)$$

滤波器的输出为：

$$y(t) = s_o(t) + n_o(t) \quad (2-2)$$

而确知信号  $s_i(t)$  的能量为  $E$ ，其频谱为：



$$S_i(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2-3)$$

噪声为平稳白噪声，其双边功率谱密度为：

$$P_n(f) = \frac{N_0}{2} \quad (2-4)$$

参照相关雷达教材中的讨论计算<sup>[4]</sup>，能够得到最大输出功率信噪比的滤波器的脉冲响应为： $h(t) = Ks_i^*(t_0 - t)$ ，对应的频率响应为： $H(f) = KS_i^*(f)e^{-j2\pi ft_0}$ 。这个滤波器称作最大信号噪声功率比准则下的最佳线性滤波器，即所谓的匹配滤波器。由分析结果可知，匹配滤波器的频率响应与输入信号的频谱恰好是复共轭的关系。式中  $K$  为常数， $t_0$  为使滤波器物理可实现所附加的延迟。

同时，可得到它的输出端信号与噪声功率的比值为：

$$d_{\max} = \frac{E}{N_0/2} = \frac{2E}{N_0} \quad (2-5)$$

因此，在白噪声背景下，当噪声功率谱密度给定后，决定雷达检测能力的是信号能量  $E$ ，而与输入信号的具体形式无关。无论什么信号，只要它们包含的能量相同，那么通过与之对应的匹配滤波器后，输出的最大信噪比都是一样的。

随着现代数字技术、器件和工艺的发展，脉冲压缩的实现已由数字脉压逐步取代模拟器件脉压处理。数字脉压的优点主要包括容易实现自适应波形捷变和容易得到较高的距离旁瓣抑制性能。最常用的数字脉压实现方法有时域卷积法和频域 FFT 法（Fast Fourier Transformation，离散傅里叶变换的快速算法）<sup>[3]</sup>。其中 FFT 法属于频域谱分析，因为处理速度快，计算量小，更加能体现出现代信号处理的优点。

FFT 法实际上是基于频谱分析的正、反快速离散傅里叶变换法，即用 FFT 将离散输入时间序列变换成数字谱，然后乘以匹配滤波器的数字频率响应函数，再用 IFFT 还原成时间离散但已是压缩之后的输出信号序列，从而满足实时处理的要求。采用 FFT 算法，得到的脉压输出为：

$$s_o(n) = FFT^{-1}\{FFT[s_i(n)]FFT[h(n)]\} \quad (2-6)$$

上式为用 FFT 法实现数字脉冲压缩的一般公式，它告诉我们，匹配滤波器输出  $s_o(n)$  等于输入信号  $s_i(n)$  的离散频谱乘上匹配滤波器冲激响应  $h(n)$  的频谱的逆变换。根据前面讨论的匹配滤波器理论，最佳接收机的频谱传输函数应取回波信号频谱的复共轭，但实际中的回波多少会存在一定的多普勒频移，因此实际接收机频谱特性为发射信号频谱的复共轭，并加上一个为满足物理可实现性的延迟相位因子。

设经过采样后的发射信号序列为  $u(n)$ ，则匹配滤波器的冲激响应  $h(n)$  为  $u(n)$

时间倒置的复共轭:

$$h(n) = u^*(N-1-n), \quad n=0, 1, \dots, N-1 \quad (2-7)$$

其中  $N$  为采样点数, 而接收信号序列  $s_i(n)$ , 则用 FFT 法实现数字脉冲压缩的数学模型为:

$$s_o(n) = FFT^{-1}\{FFT[s_i(n)]FFT[u^*(N-1-n)]\} \quad (2-8)$$

实现式 (2-8) 运算的原理框图如图 2.3 所示。

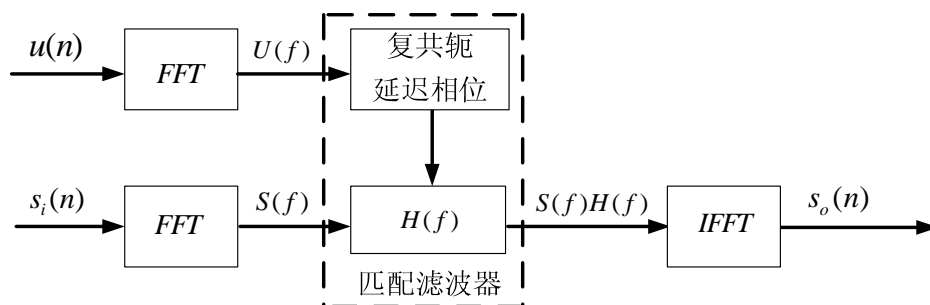


图 2.3 接收机匹配滤波器实现模型

### 2.2.2 脉压信号特点

按照雷达信号距离分辨的理论, 在保证信噪比并且是最佳处理的条件下, 距离测量的精度与分辨力对雷达波形的要求是相同的: 高距离分辨力主要是由信号频率结构所决定, 它要求信号具有大的带宽; 同时, 大的时宽是提高探测距离的手段。综合之, 理想的雷达信号应具有大的时宽带宽乘积<sup>[3]</sup>, 它能对能量和分辨率进行解耦。

脉冲雷达早期使用的波形, 大多都是简单的矩形脉冲。这样的脉冲信号能量表示为  $E = P_t \tau$ , 其中  $P_t$  为脉冲的功率, 而  $\tau$  是脉冲的宽度。当雷达探测的距离范围需要增加时, 应提高  $E$ 。于是, 加大发射机功率  $P_t$  能够作为一个办法, 但是这个方法受到了一些因素的限制, 即系统的发射和馈电设备峰值功率有限, 不可能无限扩容。另一方面, 可在发射机功率允许的前提下, 用加宽  $\tau$  的方法提高能量  $E$ 。然而, 应该要注意, 简单矩形脉冲的宽度  $\tau$  能直接决定距离分辨力。为了保证这个指标, 脉宽  $\tau$  的增加也会受到很大的限制。所以, 雷达探测能力的提高和保证一定的距离分辨力这对矛盾, 用矩形脉冲信号难以得到解决, 必须找到相对复杂的雷达信号形式。

在使用简单矩形脉冲信号时, 其带宽  $B$  与它的脉宽  $\tau$  一般满足  $B\tau \approx 1$  的关系, 所以使用宽脉冲时, 必须要付出代价, 即要降低距离分辨力。如果在较宽的脉冲内用相位或频率进行调制, 用以增加信号的频带宽度  $B$ , 那么当接收时进行匹配

滤波处理，便能够将较长脉冲压缩到 $1/B$ 宽度。这样一来，一方面可用长脉冲得到大的能量，另一方面又能得到短脉冲所具备的距离分辨力。经过调制的这种信号被称作大时宽带宽乘积信号，因为经脉内调制后，信号的脉宽 $\tau$ 和带宽 $B$ 的乘积往往大于1，一般采用 $B\tau \gg 1$ ，这也正是脉压信号的基本特征<sup>[4]</sup>。在雷达系统的应用实践中，通过对简单波形增加频率或相位调制可以实现脉冲压缩波形，常见的特殊调制脉压波形有：线性调频（LFM）信号、巴克码（Barker）信号（属于一种二相编码信号，其相移仅限于取0、 $\pi$ 两个数值）等<sup>[3]</sup>。

典型的 LFM 信号脉冲压缩的基本原理可用图示（图 2.4）说明<sup>[2]</sup>。

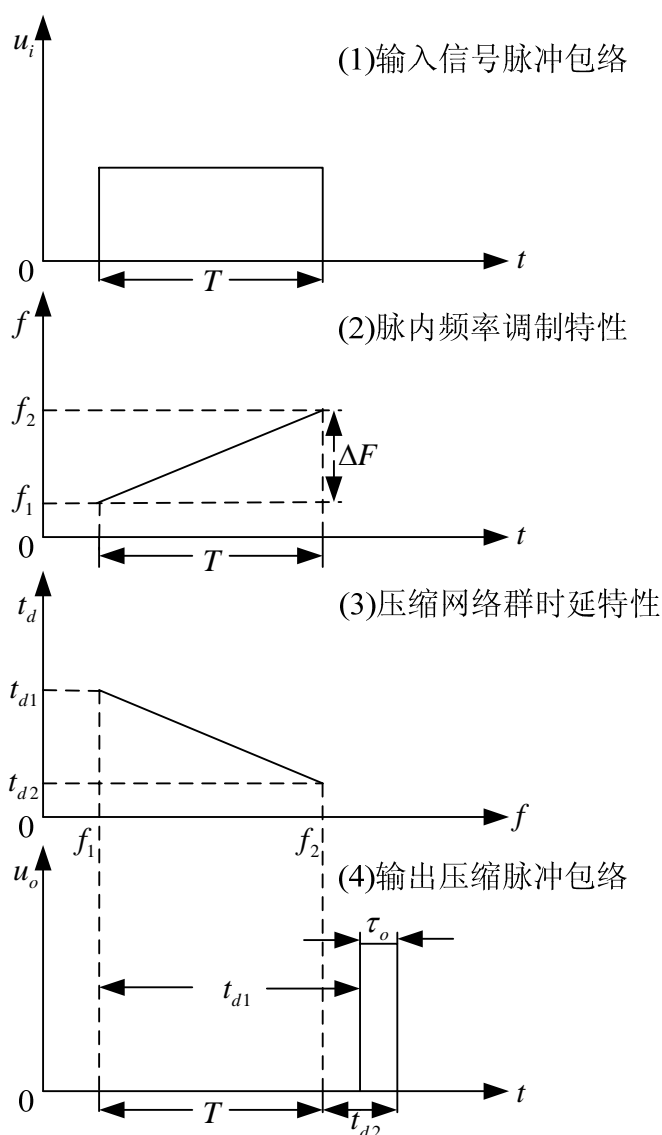


图 2.4 线性调频脉冲压缩的基本原理

图 2.4 (1) 表示接收机输入信号，它是一个脉冲较宽且时长为 $T$ 的 LFM 信号，载频由 $f_1$ 到 $f_2$ 线性增长变化，调制频偏 $\Delta F = f_2 - f_1$ ，调制斜率 $\mu = 2\pi\Delta F / T$ ；接收信号经过匹配滤波器，而匹配滤波器具有频率—时延特性，又称群时延特性，表

明不同的频率有不同的延时，图 2.4 (3) 为匹配压缩网络的群时延特性，同样是按线性进行变化，但与输入信号的调频斜率相反，为负斜率，高频部分时延较短，低频部分时延较长。所以，LFM 信号的低频部分  $f_1$  首先进入网络，延时为  $t_{d1}$  (最长)，而与之间隔为脉宽  $T$  的高频部分  $f_2$ ，最后到达网络，延时为  $t_{d2}$  (最短)。这样，线性调频信号的不同频率部分，几乎是同时从网络输出，被压缩成具有单一载频的较窄脉冲  $\tau_0$ ，理想的输出包络如图 2.4 (4) 所示。

从能量的角度理解为：信号能量的延时由  $d\varphi_H(\omega)/d\omega$  决定， $\varphi_H(\omega)$  为匹配网络的相频特性，输入 LFM 信号的各个频率成分在匹配网络中有着不同的延迟时间，经匹配滤波器之后，最终能量在同一点叠加后输出窄脉冲。实际中，在  $T$  结束之时得到的较窄脉冲，其包络近似为辛克函数 ( $\text{sinc}(x)$ )，而其 -4dB 处的脉宽为  $\tau_0 = 1/B$ ，它反比于带宽  $B$  而与输入前的脉宽  $T$  无关。一般地，脉压信号输入脉冲宽度  $T$  与输出脉冲宽度  $\tau_0$  之比是  $D$ ，故  $D$  又称为压缩比。对于 LFM 信号，压缩后的脉冲幅度是压缩前脉冲幅度的  $\sqrt{D}$  倍<sup>[2]</sup>。

## 2.3 两种调频脉压信号

在雷达脉冲压缩应用中，LFM 信号是研究得最早而又应用最广泛的一种调频脉压信号，它是通过线性频率调制或非线性相位调制来获得大时宽带宽积的，在国外又将这种信号称为 Chirp 信号。LFM 信号的产生和处理均较容易，且技术上比较成熟，因此能在实际中得到广泛应用<sup>[4]</sup>。

一直以来，雷达目标回波检测与估计的大量研究工作是基于线性调频 (LFM) 信号的，本文在介绍线性调频信号的基础上，对另外一种脉冲压缩信号—双曲调频 (HFM) 信号进行分析仿真。已有研究表明，蝙蝠、海豚等哺乳生物采用的超声波信号中，包含双曲调频信号的形式，从生物生存进化的角度来说，选择这类信号肯定是最优的<sup>[12]</sup>，回过头来讲，声呐、雷达等设备的目标回声定位思想正来源于对这些哺乳动物生存本能的模仿。因此，HFM 信号也是一种值得进一步研究和利用的雷达信号形式。

### 2.3.1 线性调频信号

为了充分利用雷达发射设备的平均功率，增大信号能量，常常限定信号包络为矩形。线性调频 (LFM) 矩形脉冲信号的复数表达式可写成：

$$s_L(t) = A \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2\right)\right] \quad (2-9)$$

LFM 信号相位函数为：

$$\varphi_L(t) = 2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2\right) \quad (2-10)$$

LFM 信号的频谱表达式由傅里叶变换可得：

$$S_L(f) = A \int_{-T/2}^{T/2} \exp[j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2)] \exp(-j2\pi f t) dt \quad (2-11)$$

式中， $A$  为信号幅度； $T$  为脉冲宽度； $\text{rect}(t/T)$  为矩形函数； $f_0$  为中心频率； $k$  为调频斜率，且  $k = B/T$ ， $B$  为信号带宽。容易看出，LFM 信号的频率时间关系为  $f_L(t) = f_0 + kt$ 。经过仿真，其信号特点如图 2.5 所示。

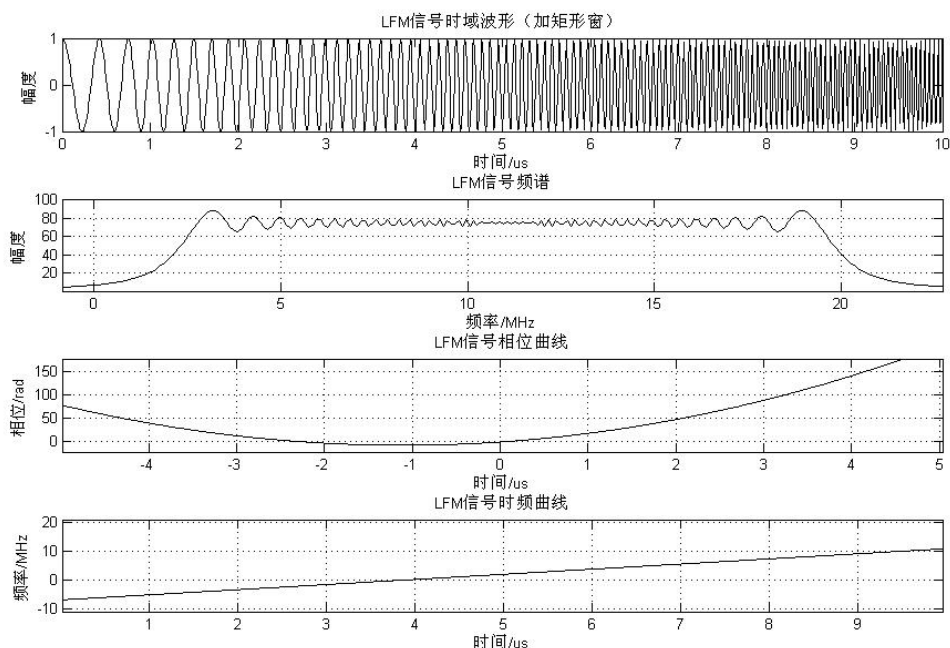


图 2.5 线性调频 (LFM) 信号特点

### 2.3.2 双曲调频信号

设雷达系统发射信号为双曲调频 (HFM) 信号，其复数表达式为：

$$s_H(t) = A \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp\left[-j2\pi\mu \ln\left(1 - \frac{f_0 t}{\mu}\right)\right] \quad (2-12)$$

HFM 信号相位函数为：

$$\varphi_H(t) = -2\pi\mu \ln[1 - f_0 t / \mu] \quad (2-13)$$

它的频率时间函数为：

$$f_H(t) = \frac{d[-\mu \ln(1 - f_0 t / \mu)]}{dt} = \frac{1}{1 / f_0 - t / \mu} \quad (2-14)$$

由 HFM 信号的瞬时频率表达式 (2-14) 可知，之所以将这种信号称为双曲调频或双曲线调频信号，是因为其瞬时频率具有反比例函数的形式，而该函数在直

角坐标系中的图形是两条关于某点中心对称的双曲线。

又由傅里叶变换可得到 HFM 信号频谱函数为：

$$S_H(f) = A \int_{-T/2}^{T/2} \exp[-j2\pi\mu \ln(1 - \frac{f_0 t}{\mu})] \exp(-j2\pi f t) dt \quad (2-15)$$

式中， $A$  为信号幅度， $T$  为脉冲时间宽度， $\text{rect}(t/T)$  为矩形函数， $\mu = 2Tf_{\min}f_{\max}/B$ ，是一个与信号参数有关的量，而  $f_{\min}$  和  $f_{\max}$  分别为信号的最低频率和最高频率，故 HFM 信号带宽  $B = f_{\max} - f_{\min}$ ，算术中心频率  $f_m = (f_{\min} + f_{\max})/2$ 。而按照定义， $f_0 = (f_{\min}f_{\max})/f_m$ 。可以看出，双曲调频与线性调频信号一样，具有可选择的时宽带宽积，因而能够实现回波的脉冲压缩。经过仿真，得到 HFM 信号特点如图 2.6 所示。

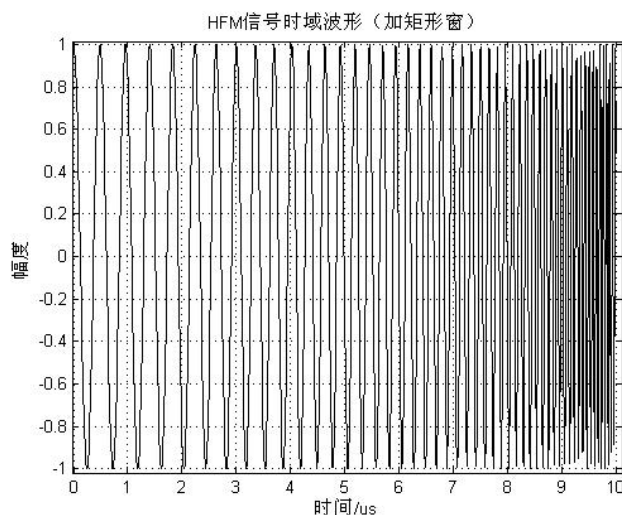


图 2.6 (a) HFM 信号时域波形

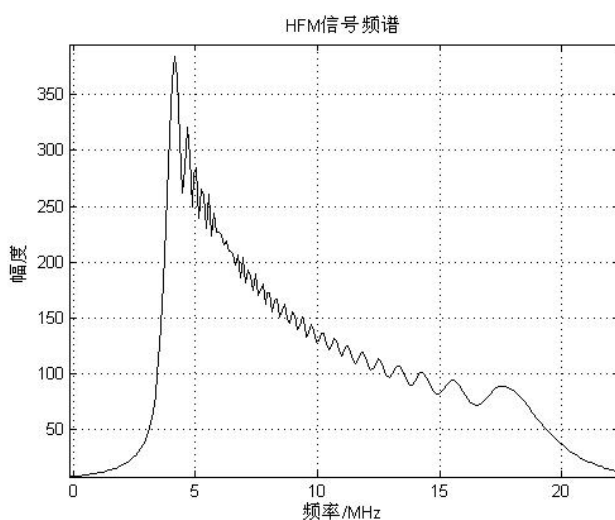


图 2.6 (b) HFM 信号频谱特点

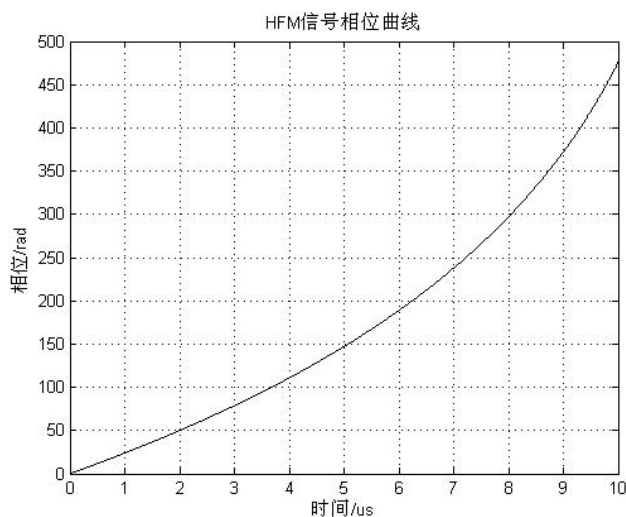


图 2.6 (c) HFM 信号相位曲线

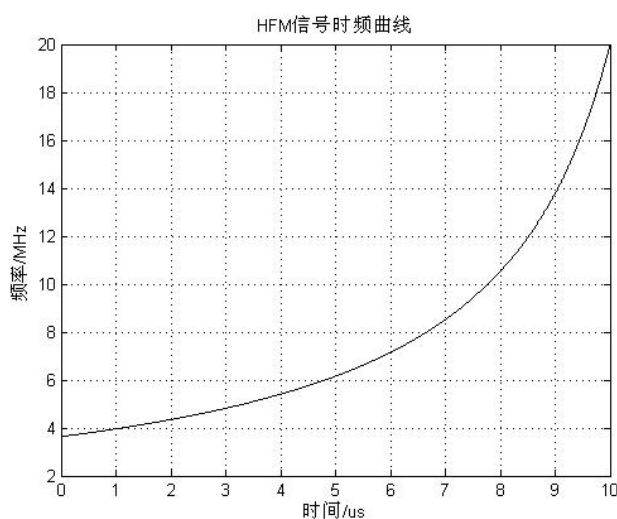


图 2.6 (d) HFM 信号时频曲线

图 2.6 双曲调频 (HFM) 信号特点

## 2.4 雷达信号模糊函数

### 2.4.1 模糊函数理论

根据前面讨论的匹配滤波器理论，最佳接收机的频谱传输函数应取回波信号频谱的复共轭。而回波中存在随机的多普勒频移，故实际中的接收机是与发射信号匹配而不是真正地与回波信号匹配<sup>[3]</sup>。为了研究接收信号时延与频移对匹配滤波器性能带来的影响，必须运用 Woodward（伍德沃德）提出的雷达模糊原理中的模糊函数（Ambiguity Function, AF）这一重要概念<sup>[20]</sup>。

虽然在匹配滤波时，决定检测性能的关键是信号能量而非形式，但要获得最大信噪比，滤波器实现的难度与信号波形直接相关，因此波形的选择与设计有着

重要的意义，模糊函数正是雷达波形设计的有效工具<sup>[21]</sup>，其定义是：匹配于发射信号的滤波器对于输入为发射信号的时延和频移形式的信号的响应。即：

$$X(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(\lambda)s(\lambda + \tau)e^{j2\pi f_d \lambda} d\lambda \quad (2-16)$$

或者根据傅里叶变换中频移特性和时移特性以及巴斯瓦尔（Parseval）关系式，将模糊函数表示为频域形式：

$$X(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} S^*(\xi - f_d)S(\xi)e^{-j2\pi \xi \tau} d\xi \quad (2-17)$$

其中， $S(\xi)$ 是信号的频谱， $S^*(\xi - f_d)$ 是匹配于不同频移 $f_d$ 的信号匹配滤波器的频率响应。故 $S^*(\xi - f_d)S(\xi)$ 是信号通过不同多普勒频移 $f_d$ 的匹配滤波器之后的频谱，求出其傅里叶反变换，就可得出一簇信号通过匹配滤波器后的响应。

事实上，模糊函数最初是由分辨问题引出的，但是模糊函数既能描述雷达波形的分辨特性以及模糊度，又能描述由雷达波形所决定的测量精度以及杂波抑制特性。分辨力指的是在多目标环境中，雷达区分多个相邻目标的能力。通常来讲，目标的距离、方位角或者高度不同，以及速度差异等因素都能够被用来进行目标分辨，但与雷达波形紧密联系的是距离和径向速度的分辨力<sup>[2]</sup>。

理想的雷达模糊函数是由一个无限窄宽度的尖峰来表示，其峰值在原点，其它地方为零。不论两个相邻目标彼此间多么近，理想的模糊函数提供了相邻目标间的理想分辨力。遗憾的是，理想的模糊函数物理上是不存在的。这是因为模糊函数必须有等于 $(2E)^2$ 的有限峰值和也等于 $(2E)^2$ 的有限体积（ $E$ 为信号能量）。显然，理想的模糊函数不能满足这两个要求<sup>[22]</sup>。如果没有理论限制，“理想”模糊图将由原点处为无限细而其他地方均为零的单个尖峰组成，如图 2.7 所示。这是一个冲激函数，没有距离和多普勒频率（径向速度）模糊，它也可以分辨两个距离非常近的空间目标，并抑制除过原点外的所有杂波<sup>[1]</sup>。

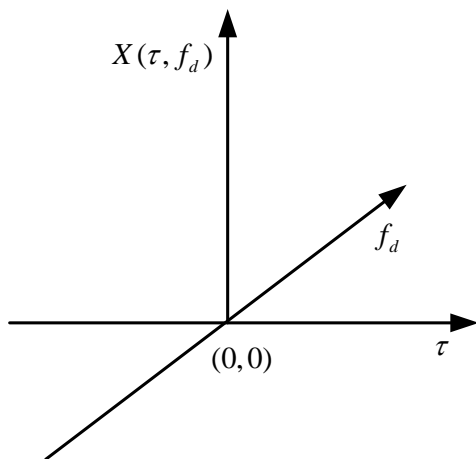


图 2.7 理想但实现不了的模糊函数图



由雷达信号模糊函数的定义可以看出，它表示匹配滤波器的输出，更详细的阐述为：它描述当与 RCS（雷达有效截面积）相等的参考目标相比时，由目标的距离和（或）多普勒引起的干扰。当回波不存在时延  $\tau$  与频移  $f_d$ ，即  $(\tau, f_d) = (0, 0)$  时，模糊函数的值等于匹配滤波器与感兴趣目标反射的信号理想匹配时的输出。换言之，来自标称目标的回波位于模糊函数的原点。于是， $\tau$  和  $f_d$  非零时的模糊函数表示与标称目标有一些距离和多普勒不同的目标回波。

### 2.4.2 模糊函数仿真

为了使模糊函数的积分表达式容易实现，可以将模糊函数的定义式变换为卷积形式<sup>[23]</sup>，以利于在计算机中进行仿真：

$$X(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} s^*(\lambda) s(\lambda + \tau) e^{j2\pi f_d \lambda} d\lambda = s^*(\tau) e^{j2\pi f_d \tau} \otimes s(-\tau) \quad (2-18)$$

式中的  $\otimes$  代表卷积运算。将 LFM 与 HFM 信号的表达式分别代入，并在 MATLAB 环境中进行仿真，可得到各自的模糊函数图。

#### 2.4.2.1 LFM 信号模糊函数仿真

将 LFM 信号的复数表达式代入到模糊函数的定义式，把前文中的信号幅度和矩形窗用更一般的包络函数  $a(t)$  代替，得到 LFM 信号模糊函数的积分及卷积表达式为式（2-19），图 2.8 为 LFM 信号的模糊函数三维图。

$$\begin{aligned} X_L(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_L^*(\lambda) s_L(\lambda + \tau) e^{j2\pi f_d \lambda} d\lambda \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} a(\lambda) \exp[-j2\pi(f_0 \lambda + \frac{1}{2} k \lambda^2)] a(\lambda + \tau) \exp[j2\pi(f_0(\lambda + \tau) + \frac{1}{2} k(\lambda + \tau)^2)] \\ &\quad \exp(j2\pi f_d \lambda) d\lambda \\ &= a(\tau) \exp[-j2\pi(f_0 \tau + \frac{1}{2} k \tau^2)] \exp(j2\pi f_d \tau) \otimes a(-\tau) \exp[j2\pi(-f_0 \tau + \frac{1}{2} k \tau^2)] \end{aligned} \quad (2-19)$$

特别地，在频移为 0 时，得到了 LFM 信号的零多普勒截线函数为：

$$\begin{aligned} X_L(\tau, 0) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_L^*(\lambda) s_L(\lambda + \tau) d\lambda \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} a(\tau) \exp[-j2\pi(f_0 \lambda + \frac{1}{2} k \lambda^2)] a(\lambda + \tau) \exp[j2\pi(f_0(\lambda + \tau) + \frac{1}{2} k(\lambda + \tau)^2)] d\lambda \end{aligned} \quad (2-20)$$

经过计算机仿真，得到相应的图形，图 2.10 为模糊函数的零多普勒截线图。

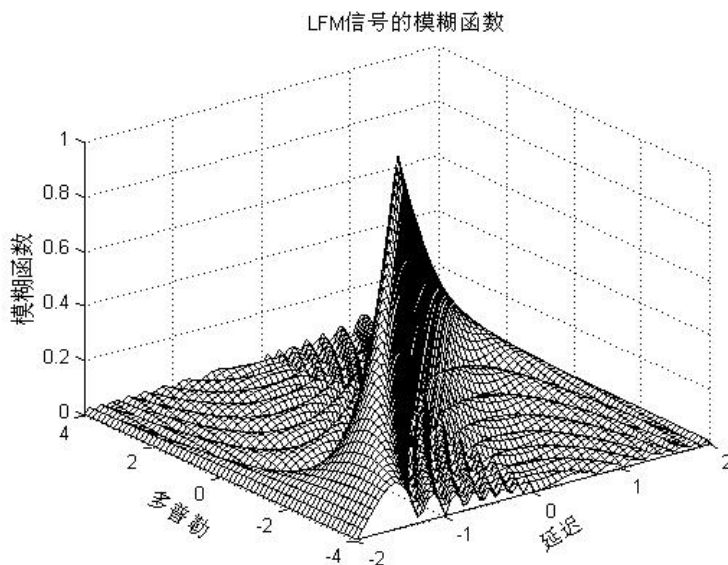


图 2.8 LFM 信号模糊函数

由仿真图 2.8 可见，LFM 信号的模糊函数是刀刃形的，但刀刃和轴线不重合，因此称为倾斜刀刃形，且基面有较大起伏波纹，随着远离峰值而逐渐衰减<sup>[20]</sup>。

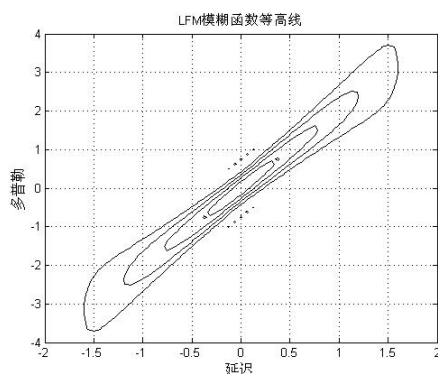


图 2.9 LFM 模糊函数等高线

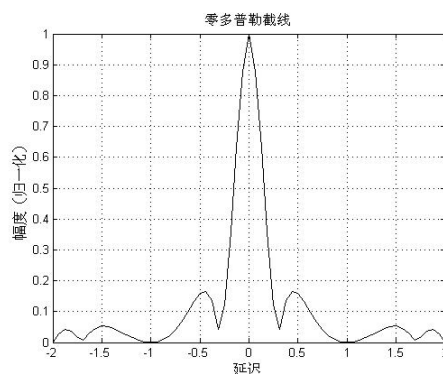


图 2.10 LFM 信号零多普勒截线

LFM 信号模糊函数的倾斜产生了一个很有趣的现象：当存在多普勒失配时，匹配滤波器输出的峰值并非出现在期望的  $t=0$  时刻，相反，峰值输出位置的移动量将与多普勒频移成比例，由于对目标距离的估计是基于该峰值出现的时间，所以多普勒失配将引起测距误差。这一特点使距离和速度之间存在耦合的问题，当距离和速度都不知道时，不能得到高精度的距离和速度值。

#### 2.4.2.2 HFM 信号模糊函数仿真

同样地，根据 HFM 信号的复数表达式，用包络函数  $a(t)$  代替信号幅度和矩形窗，得到 HFM 信号模糊函数的积分和卷积表达式 (2-21)，三维模糊图为图 2.11。

$$\begin{aligned}
X_H(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_H^*(\lambda) s_H(\lambda + \tau) e^{j2\pi f_d \lambda} d\lambda \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} a(\lambda) \exp[j2\pi\mu \ln(1 - \frac{f_0 \lambda}{\mu})] a(\lambda + \tau) \exp[-j2\pi\mu \ln(1 - \frac{f_0(\lambda + \tau)}{\mu})] \\
&\quad \exp(j2\pi f_d \lambda) d\lambda \\
&= a(\tau) \exp[j2\pi\mu \ln(1 - \frac{f_0 \tau}{\mu})] \exp(j2\pi f_d \tau) \otimes a(-\tau) \exp[-j2\pi\mu \ln(1 + \frac{f_0 \tau}{\mu})] \\
&\quad (2-21)
\end{aligned}$$

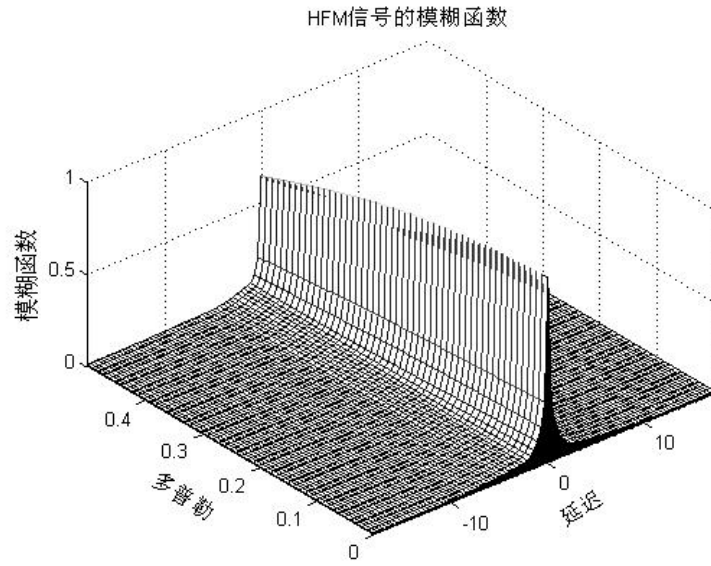


图 2.11 HFM 信号模糊函数

在频移为零时，得到 HFM 信号的零多普勒截线函数为：

$$\begin{aligned}
X_H(\tau, 0) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_H^*(\lambda) s_H(\lambda + \tau) d\lambda \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} a(\lambda) \exp[j2\pi\mu \ln(1 - \frac{f_0 \lambda}{\mu})] a(\lambda + \tau) \exp[-j2\pi\mu \ln(1 - \frac{f_0(\lambda + \tau)}{\mu})] d\lambda \\
&\quad (2-22)
\end{aligned}$$

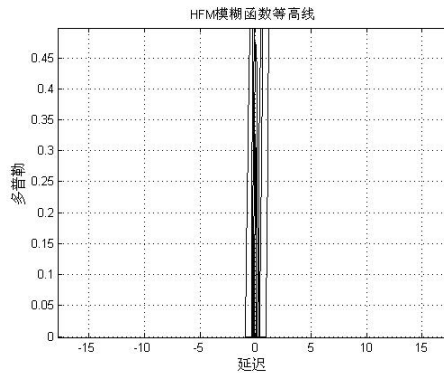


图 2.12 HFM 信号 AF 的等高线

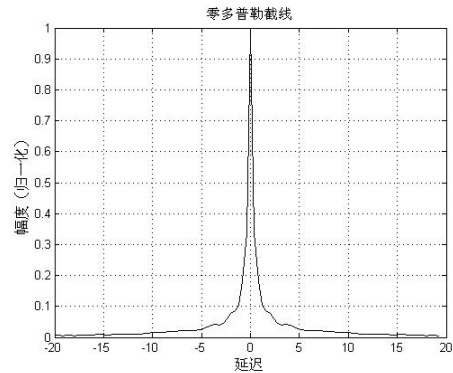


图 2.13 HFM 信号零多普勒截线

利用计算机仿真出 HFM 信号的模糊函数，为便于观察，从零多普勒处沿时延轴对三维模糊函数图进行了切割，得到半个模糊函数图（图 2.11），可知它是接近正刀刃形的，基面具有细小的波纹，幅度随着远离峰脊而逐渐变小。由图 2.12 可知，随着多普勒频移的增加，HFM 信号模糊函数的脊线几乎与零时延轴保持在同一垂直面上，偏移极小，因此，可知 HFM 信号是一种对多普勒不敏感的信号形式，基本不存在距离多普勒耦合的问题，但从图 2.13 看到 HFM 信号模糊函数的零多普勒截线时宽大，表明它的距离分辨力较低。

## 2.5 本章小结

在电子信息系统中，信号接收机通常按匹配滤波器来设计<sup>[19]</sup>，作为脉冲压缩实现的一种途径，理解匹配滤波器的原理非常重要。在此基础之上，介绍了脉压信号的特点和脉压的基本原理。而满足大时宽带宽积要求的波形是多样的，线性调频（LFM）与双曲调频（HFM）信号便是其中两种频率调制波形。匹配滤波处理是信号模糊图再现的例子，模糊函数图又是脉冲压缩输出随多普勒频移变化的三维图，因此之后对两种雷达信号的模糊函数进行了仿真分析。事实上，模糊函数也是雷达信号表示的一种方法，称为时—频表示，通过分析可以得到雷达信号的诸多特性。

## 第三章 信号脉压性能分析和比较

雷达需要探测的目标，有时是静止固定的物体，更多时候是飞机、车辆等运动目标。针对相同的待检测目标，不同的雷达波形会产生不同的脉压输出。同时，由于脉压输出旁瓣和主瓣大时宽的影响，当存在多个距离相近的目标时，不同的信号形式会得到不同的距离检测效果。

### 3.1 雷达“点目标”回波模型

实际中雷达检测飞行目标，往往都满足远场的条件，即目标距离远大于目标尺寸，此时视目标为理想的“点”目标，即目标尺寸远小于雷达分辨单元。为了更好地适应不同运动速度下的目标检测，下面将较严格地讨论运动目标回波的特点。设雷达发射信号为 $u(t)$ ，其具体的函数形式不定。

由雷达发射电磁波，并接收目标散射回波的工作过程可知：雷达接收机在 $t$ 时刻收到的回波是在 $t-t_r$ 时刻发射的，其中 $t_r$ 为延迟时间，而雷达照射到目标上的时间是<sup>[4]</sup>：

$$t' = t - (1/2)t_r \quad (3-1)$$

假设目标朝向雷达以匀速 $v$ 运动， $R_0$ 为目标距雷达的初始距离，则照射时的目标距离为：

$$R(t') = R_0 - vt' \quad (3-2)$$

往返 $R(t')$ 距离所需的时间正是目标的延迟时间 $t_r$ ，即：

$$t_r = \frac{2R(t')}{c} \quad (3-3)$$

其中 $c$ 代表光速，即电磁波的传播速度。综合式(3-1)、式(3-2)和式(3-3)，可解得：

$$t_r = \frac{2R_0 - 2vt}{c - v} \quad (3-4)$$

同时，延迟时间为 $t_r$ 的回波信号表示为：

$$r(t) = \beta u(t - t_r) \quad (3-5)$$

式(3-5)中， $\beta$ 为与信号能量有关的量，一般为衰减系数。将式(3-4)代入式(3-5)可得：

$$r(t) = \beta u\left(t - \frac{2R_0 - 2vt}{c - v}\right) = \beta u\left(\frac{c+v}{c-v}t - \frac{2R_0}{c-v}\right) = \beta u\left[\frac{c+v}{c-v}\left(t - \frac{2R_0}{c+v}\right)\right] \quad (3-6)$$

其中，令 $\frac{c+v}{c-v} = s$ ，称 $s$ 为多普勒因子；而令 $\frac{2R_0}{c+v} = \tau$ ，称 $\tau$ 为时延因子。

为了简化后面的分析，这里假设忽略信号的传播衰减，并将信号能量归一化，令 $\beta=\sqrt{s}$ ，则从严格意义上讲，为了不忽略目标速度的对于回波信号的影响，即考虑雷达电磁波到达时目标已经有了一定的移动距离，匀速运动目标回波信号可表示为：

$$r(t)=\sqrt{s}u[s(t-\tau)]$$

(3-7)

式（3-7）中，多普勒因子 $s$ 表示信号在时间轴上的增长或压缩。根据目标运动的方向可确定其是增长还是压缩。目标朝向雷达运动时， $v$ 为正值，相当于波形在时间轴上压缩，而在频率轴上频谱将展宽<sup>[4]</sup>。事实上，当目标静止，即 $v=0$ 时， $s=1$ 时，经过时延 $\tau$ ，式（3-7）与传统回波形式一致： $r(t)=s(t-\tau)$ ，可见式（3-7）是理想严格条件下的回波表达式，对运动和静止目标都具有适应性。

3.2 两种信号的脉压特性及仿真

根据数字脉冲压缩中的频域 FFT 法，结合前文匹配滤波理论与理想“点”目标回波模型，在 MATLAB 环境中，分别对 LFM 和 HFM 信号进行脉压仿真。假设发射信号为矩形脉冲，其幅度为 $A=1$ ；发射脉冲的持续时间 $T=10\mu s$ ；两种信号的起始频率为 2MHz，终止频率 20MHz，即带宽 $B=18MHz$ ；电磁波传播速度 $c=3e8m/s$ ；目标与雷达的距离 $R=9000m$ 。

表 3.1 两种信号脉压的部分仿真参数

物理量	采样率	脉冲时宽	信号带宽	起止频率
代表符号	$f_s$	$T$	$B$	$f_{min} \sim f_{max}$
仿真参数	100MHz	10us	18MHz	2~20MHz
其它说明	1、雷达波形分别为 LFM 和 HFM 信号； 2、目标回波模型为 $r(t)=\sqrt{s}u[s(t-\tau)]$ 。			

3.2.1 静止目标脉压对比

3.2.1.1 脉冲压缩比和距离旁瓣

通过仿真，由脉压结果图 3.1 和图 3.2 可以看出，经过匹配滤波器，两种信号都能得到目标的真实距离信息，但输出结果中，两者的主峰时宽明显不同，HFM 信号脉压输出宽度大于 LFM 信号。

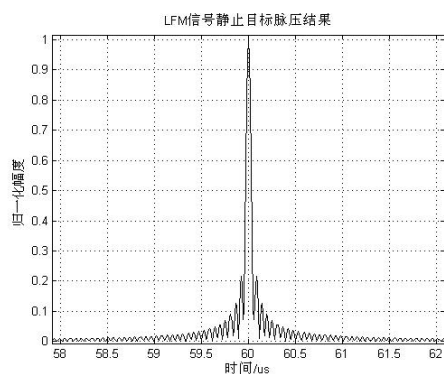


图 3.1 LFM 信号脉压（静止目标）

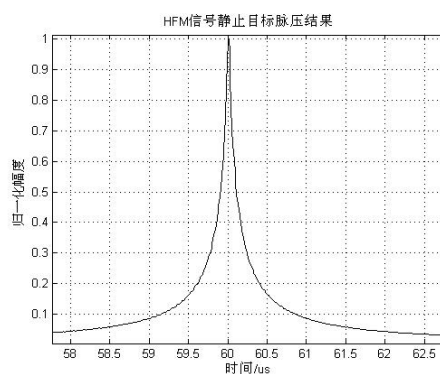


图 3.2 HFM 信号脉压（静止目标）

通常规定脉压输出包络顶点以下-4dB 处的宽度为输出脉冲宽度<sup>[2]</sup>，将两种信号的脉压结果转换为分贝值，如图 3.3 至图 3.6 所示。两种信号的带宽  $B=18\text{MHz}$ ， $1/B \approx 0.06\mu\text{s}$ 。LFM 信号脉压后，-4dB 处的时宽为： $T_0=60.03-59.97=0.06\mu\text{s}=1/B$ ；HFM 脉压后，-4dB 处的时宽为： $T_0=60.07-59.95=0.12\mu\text{s}=2/B$ ；而脉冲压缩比通常规定为： $D=T/T_0$ ，因此 LFM 信号的脉压比  $D_L=BT$ ，HFM 信号的脉压比  $D_H=BT/2$ ，则  $D_L=2D_H$ ，即在同样的仿真条件下，LFM 信号的脉冲压缩比是 HFM 信号的两倍，进一步说明了，HFM 信号脉压后宽度比 LFM 信号大，因此较 LFM 而言，HFM 信号脉压后距离分辨力较低，但也能观察到，其脉压后主峰两侧为平坦缓降的且无明显突出的旁瓣。

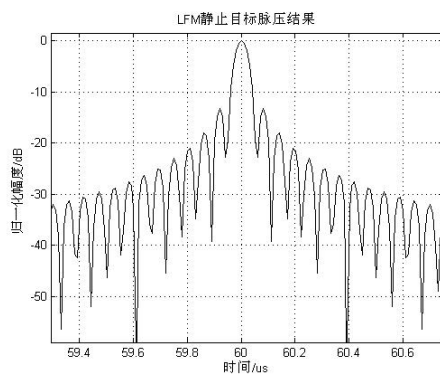


图 3.3 LFM 脉压结果（dB 值）

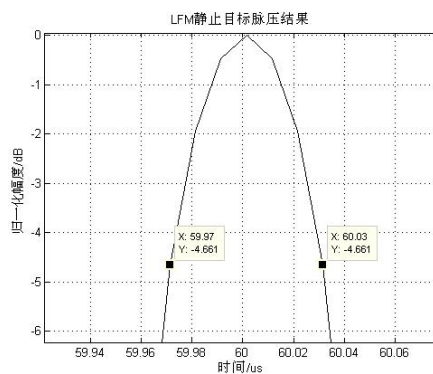


图 3.4 LFM 脉压（局部 dB 值）

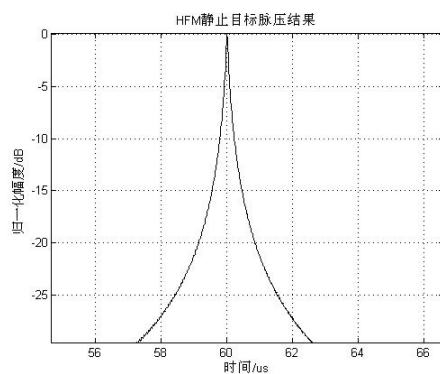


图 3.5 HFM 脉压结果（dB 值）

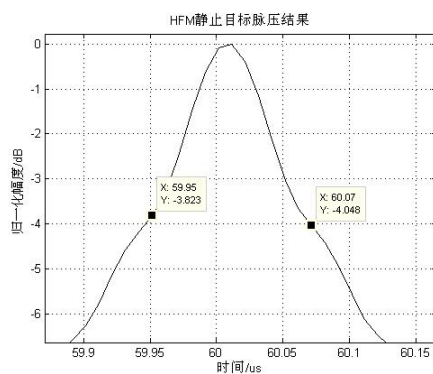


图 3.6 HFM 脉压（局部 dB 值）

### 3.2.1.2 主峰宽度对测距的影响

为了对两种信号的距离分辨力有进一步认识,在 MATLAB 程序中,设置了另一静止目标,距离  $R_1=9020\text{m}$ , 并使其回波信号的幅度有一定的衰减,由图 3.7 和图 3.8 可以看出,脉压后,在一定的门限电平之上,LFM 信号保持了较好的距离分辨特性,仍可根据主峰确定两目标的真实位置;而 HFM 信号脉压后,两个目标主峰在大部分区域产生重叠,导致无法区分出两目标的真实距离。

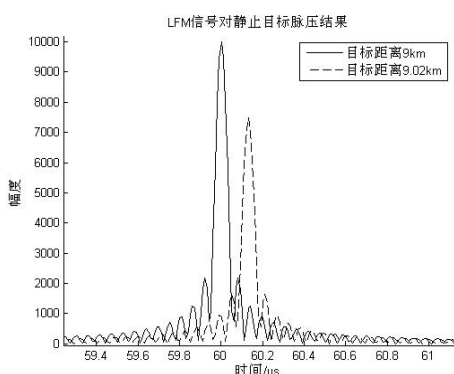


图 3.7 LFM 对两目标脉压结果

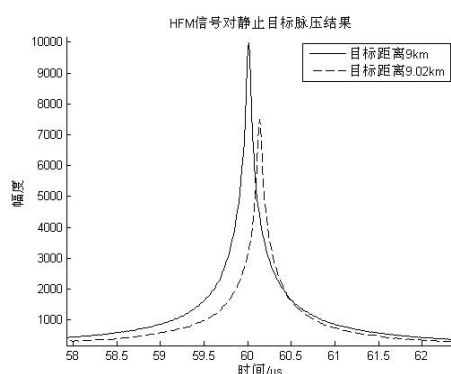


图 3.8 HFM 对两目标脉压结果

### 3.2.1.3 脉压旁瓣的影响

在观察到 HFM 信号脉压结果无明显旁瓣的基础上,在仿真环境中加入一个距离为  $R_2=9500\text{m}$  的静止目标,而且该目标回波信号非常微弱;同时加入白噪声,信噪比  $\text{SNR}=-20\text{dB}$ 。从脉压结果中我们可以看到,LFM 信号由于较高距离旁瓣的存在,使得弱小目标难以区分(图 3.9);而 HFM 信号一定条件下仍可分辨出目标的存在和判断其距离信息(图 3.10)。

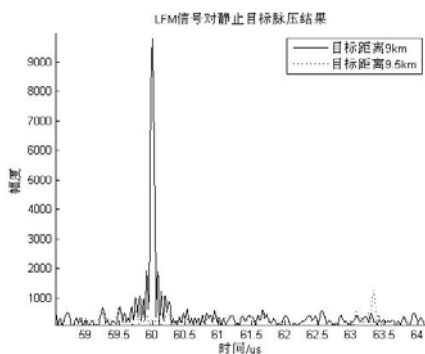


图 3.9 LFM 对两个目标的脉压

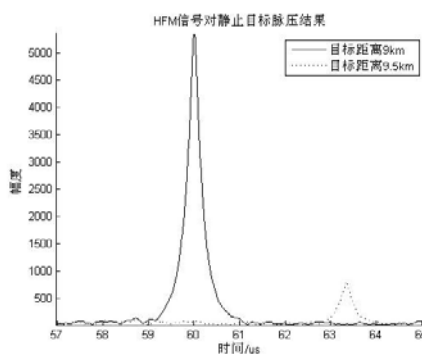


图 3.10 HFM 对两个目标脉压

因此,在这种条件限制下,HFM 信号要比使用 LFM 信号进行脉压要好,这



是因为 LFM 信号在不做任何加权处理的前提下，大目标极高的旁瓣肯定会湮没弱小目标，检测出目标几乎是不可能的，而 HFM 信号却没有类似 LFM 的高距离旁瓣，分辨目标就相对容易些。

### 3.2.2 运动目标脉压对比

为了便于观察脉压结果，设匀速运动目标速度为 5 倍音速，即 5Ma（马赫），因为 5Ma 可涵盖绝大部分实际目标的运动速度，其对应的多普勒因子  $s=1.00001$ ，且与静止目标处于相同距离。从仿真结果（图 3.11）可以看出，LFM 信号脉压结果产生距离—多普勒耦合（时频耦合）现象，脉压输出在时间轴上的距离位置发生偏移，且峰值有所下降，产生这个结果的原因是目标速度和信号特点导致回波频率特性与滤波器不再匹配，具体表现为峰值偏移，幅度降低<sup>[3]</sup>；而与静止目标脉压结果相比，HFM 信号对于实际运动目标 ( $s \leq 1.00001$ ) 脉压的结果受影响很小（图 3.12），原因将在下文进行分析。

又由脉压输出可知，虽然两种信号各具特点，但它们却同属于对多普勒不敏感的信号形式，因为脉压之后，它们对运动目标仍能进行有效检测，而不像某些不具备多普勒容限的信号（如二相编码信号）那样，运动目标的脉压输出时宽展宽和幅度下降十分严重，根本无法检测。

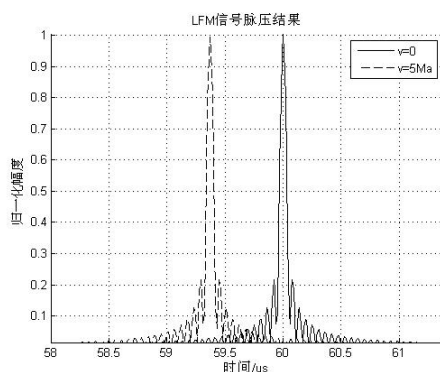


图 3.11 LFM 信号脉压（运动目标）

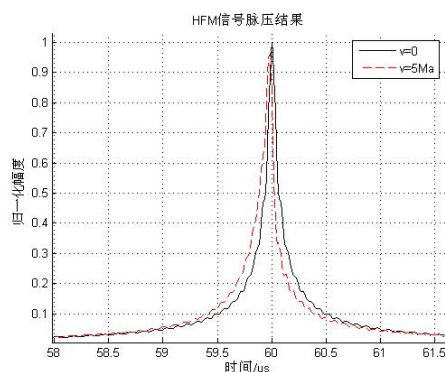


图 3.12 HFM 信号脉压（运动目标）

## 3.3 两种信号的比较研究

### 3.3.1 两种信号的区别与联系

由第二章的讨论可知，LFM 与 HFM 信号都具有可选择的时宽带宽积，能够实现脉冲压缩。从图 3.13 和图 3.14 中可以看出，LFM 和 HFM 信号的时域波形比较相似；但由前文仿真可见，二者的频谱有很大区别：LFM 信号频谱在带宽内很平坦，幅度均匀且类似矩形，而 HFM 信号的频谱则在带宽内拖着长尾递减；LFM 信号相位是二次曲线，HFM 信号相位曲线是对数函数。

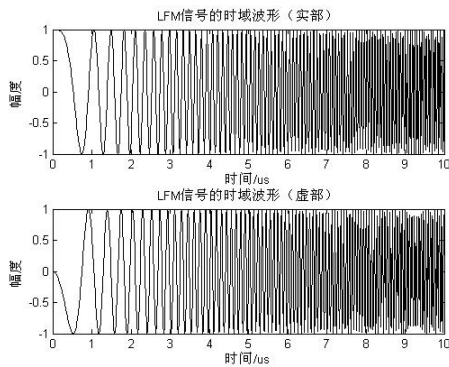


图 3.13 LFM 信号的时域波形

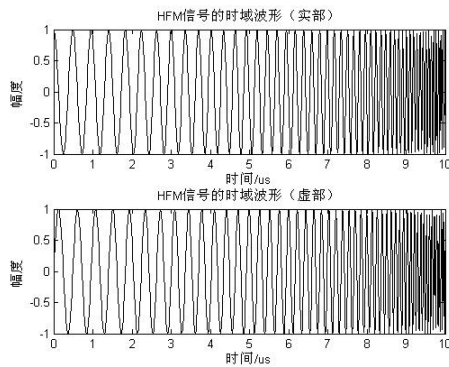


图 3.14 HFM 信号的时域波形

既然从时域图中观察到两类信号的波形比较相似，那么，这两种调频信号之间存在什么样的数学关系？

根据麦克劳林级数展开公式<sup>[24]</sup>，可将对数函数展开为：

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots + (-1)^{n+1} \frac{x^n}{n} + o(x^n) \quad (3-8)$$

再将两种调频信号的相位函数重新列出，略去相位函数的比例常数  $2\pi$ ，这并不影响结论。则 LFM 信号的相位函数为：

$$\varphi_L(t) = f_0 t + \frac{1}{2} k t^2 \quad (3-9)$$

HFM 信号的相位函数为：

$$\varphi_H(t) = -\mu \ln[1 - f_0 t / \mu] \quad (3-10)$$

假设两类调频信号的  $f_0$  相同，将 HFM 信号的相位函数用麦克劳林级数展开，即令式 (3-10) 中的  $-f_0 t / \mu = x$ ，利用式 (3-8) 进行展开，在省略掉三次方及以后的高次项，可得到：

$$-\mu \ln[1 - f_0 t / \mu] \approx -\mu[-f_0 t / \mu - (f_0 t)^2 / 2\mu^2] = f_0 t + \frac{f_0^2}{2\mu} t^2 \quad (3-11)$$

由式 (3-11) 与式 (3-9) 的形式可见，当  $k = f_0^2 / \mu$  时，双曲调频函数的一阶近似正是线性调频函数<sup>[6]</sup>，即 LFM 信号是 HFM 信号在一定条件下的近似情况。结合前文中的仿真结果，可见调频函数越复杂，脉压输出的旁瓣越不明显。虽然比起 HFM 信号，LFM 信号略显简单，且脉压旁瓣高，但在实际应用中，它的产生还是比较容易的，相对而言，复杂的 HFM 函数波形的产生就比较困难了。这也是在雷达系统中，LFM 信号使用广泛的原因之一。

### 3.3.2 回波与发射信号瞬时频差

由前文可知，在两种信号对同一目标回波进行脉压的前提下，当目标静止时，

得出的距离信息一致；但目标为匀速运动时，脉压结果就有所差异。具体来说就是：**LFM** 信号在时间轴上产生了严重偏移，即距离信息有误差；而 **HFM** 信号的脉压结果受目标速度的影响很小。下面从单脉冲信号瞬时频率的变化方面着手，分析产生这种现象的原因。

首先由理想条件下“点”目标回波模型，得出两种发射信号下的回波形式。

(1) 当雷达发射 **LFM** 信号，目标时延为  $\tau$  时，回波形式为：

$$r_L(t) = \sqrt{s} A \text{rect}\left(\frac{s(t-\tau)}{T}\right) \exp\left[j2\pi(f_0 s(t-\tau) + \frac{1}{2} k s^2 (t-\tau)^2)\right] \quad (3-12)$$

则回波的瞬时频率函数：

$$f_{Lo}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [2\pi(f_0 s(t-\tau) + \frac{1}{2} k s^2 (t-\tau)^2)] = f_0 s + k s^2 (t-\tau) \quad (3-13)$$

而发射信号的瞬时频率函数为：

$$f_{Li}(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2)] = f_0 + k t \quad (3-14)$$

根据发射信号与回波瞬时频率的特点，可得到 **LFM** 信号回波瞬时频率与发射信号瞬时频率差（简称为前后瞬时频差）为：

$$\Delta f_L = f_{Lo}(t) - f_{Li}(t) = f_0(s-1) + k(s^2-1)t \quad (3-15)$$

可见 **LFM** 信号前后的瞬时频差随着时间的增长而加大（图 3.15）。因为接收机匹配滤波器是与发射信号匹配的，故回波与匹配滤波器的失配只会随着时间和目标速度的增加，只能越来越大。

(2) 当雷达发射 **HFM** 信号时，已知其瞬时频率函数为：

$$f_{Hi}(t) = \frac{d[-\mu \ln(1 - f_0 t / \mu)]}{dt} = \frac{1}{1/f_0 - t/\mu} \quad (3-16)$$

而时延为  $\tau$  时的回波形式为：

$$r_H(t) = \sqrt{s} A \text{rect}\left(\frac{s(t-\tau)}{T}\right) \exp\left[-j2\pi\mu \ln\left(1 - \frac{f_0 s(t-\tau)}{\mu}\right)\right] \quad (3-17)$$

其回波瞬时频率函数：

$$f_{Ho}(t) = \frac{d[-\mu \ln(1 - \frac{f_0 s(t-\tau)}{\mu})]}{dt} = \frac{1}{1/sf_0 - (t-\tau)/\mu} \quad (3-18)$$

一般来说，正常运动目标的速度  $v$  满足  $c/v \gg 1$ ，所以：

$$s = \frac{c+v}{c-v} = 1 + \frac{2v}{c-v} = 1 + \frac{2}{c/v-1} = 1 + o(v) \quad (3-19)$$

其中  $o(v)$  代表一个特别小的值，此时， $1/f_0 \approx 1/sf_0$ ，另外在不影响讨论情况下，

忽略时延  $\tau$ ，则 HFM 信号前后瞬时频差为：

$$\Delta f_H = f_{Ho}(t) - f_{Hi}(t) = \frac{1}{1/sf_0 - t/\mu} - \frac{1}{1/f_0 - t/\mu} \approx 0 \quad (3-20)$$

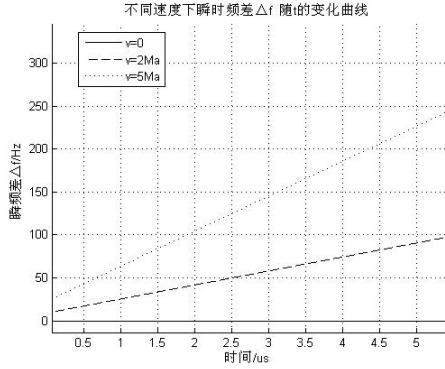


图 3.15 LFM 前后频差随时间的变化

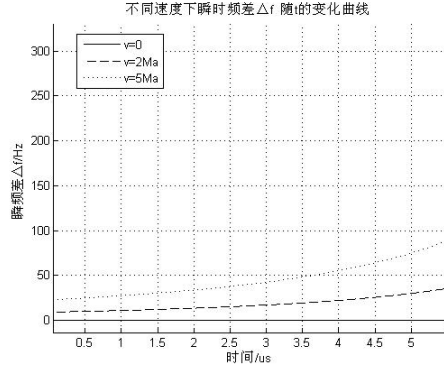


图 3.16 HFM 前后频差随时间的变化

由仿真图可见，两种发射信号前提下，当参数相同时，对于前后频率差来说，HFM 较 LFM 信号而言，受时间变化和目標速度的影响很小（图 3.16），对处于探测距离内的目标而言，在正常速度范围内，可以与接收机滤波器更接近于匹配，这也就是前文脉压结果中，对于匀速运动目标，HFM 信号比 LFM 信号脉压结果能得到更准确目标距离信息的原因。在实际中，典型脉冲雷达采用的波形，脉冲宽度为  $T=1\mu s$ ，而本文中仿真的脉冲宽度达到了  $10\mu s$ ，因此由图 3.16 可知，在  $1\mu s$  的脉冲宽度内，HFM 信号前后瞬时频差的变化更加微小且恒定。

### 3.3.3 两种信号的多普勒时变性质

#### 3.3.3.1 LFM 信号的多普勒时变性

在雷达发射 LFM 信号时，如果要满足多普勒时不变性，必须找到一个不随时间变化的时延差  $\Delta t$ <sup>[13]</sup>，使得  $f_{Li}(t) = f_{Lo}(t - \Delta t)$ ，将式 (3-13) 和式 (3-14) 分别代入，此时忽略时延  $\tau$ ，不影响讨论。计算可得：

$$\Delta t = \frac{f_0(s-1) + k(s^2-1)t}{ks^2} \quad (3-21)$$

由式 (3-21) 可见，在假设 LFM 信号满足多普勒时不变这个前提下，时延差  $\Delta t$  是随着时间不断增长的，不是一个与时间无关的常量，所以并无法进行确定。因而，LFM 信号不满足多普勒不变性，它是多普勒时变的。换言之，随着时间的增长，LFM 信号回波与发射信号的瞬时频差越来越大，多普勒变化对滤波器失配造成的影响越来越明显。

### 3.3.3.2 HFM 信号的多普勒时不变性

同样在满足多普勒时不变性的假设下，对于 HFM 信号而言，要找到一个时延差  $\Delta t$ ，使  $f_{Hi}(t) = f_{Ho}(t - \Delta t)$ ，将式 (3-16) 和式 (3-18) 代入，可解得：

$$\Delta t = \frac{s-1}{sf_0/\mu} - \tau \quad (3-22)$$

为便于讨论，令  $\tau = 0$ ，这并不影响主要结论。此时  $\Delta t = \mu(s-1)/sf_0$ 。在本文中： $s = 1 + o(v) \geq 1$ ，即得到： $s-1 = o(v) \geq 0$ ，因为  $o(v)$  代表一个特别小的值，说明了  $s-1$  非常接近于 0，同时  $\mu$ （大于 0）与  $f_0$  为常量，且  $\mu/f_0 = 2Tf_m/B \ll 1$ ，故时延差  $\Delta t \geq 0$  但非常接近于 0，且随着  $s$  的增加而变大，当目标处在实际正常速度范围内时候，其数量级是非常小的，如图 3.17 所示，即使  $s$  非常大，时延差  $\Delta t$  也处在  $10^{-6}$  数量级，可见目标速度越与实际接近，时延差  $\Delta t$  是越接近于 0。图 3.17 中的横轴  $s = 1.2$  时，对应的速度  $v = c/11$ ，已经远远超过实际目标能达到的速度（实际中，除了部分导弹在某飞行段速度能达到 6Ma 之外，一般飞机等飞行器的速度基本处于 2Ma 之内，即使就是美国空军的 X-51A “乘波者” 实验性无人驾驶飞机，其速度也只是 5Ma 左右）。

以上分析可见，正常的时延差是满足  $\Delta t \approx 0$  的，故认为在 HFM 信号的条件下，不需要人为设定一个恒定的时延差  $\Delta t$ ，它便可自然满足  $f_{Hi}(t) \approx f_{Ho}(t)$ 。也就是说 HFM 信号固有的特点决定了，发射信号瞬时频率与回波瞬时频率十分接近，相当于对多普勒频移进行了自然的补偿。

为了便于观察，参照图中  $\Delta t$  的数量级进行取值，人为设定一组  $\Delta t$ ， $\Delta t$  越大（表示  $s$  越大，代表目标速度越大），回波瞬时频率与发射信号瞬时频率相差越大。从图 3.18 中可以看出，即使  $\Delta t = 0.000001$ ，前后瞬时频率也非常接近，更何况实际中的  $\Delta t$  只会更小。HFM 信号前后瞬时频率近乎相等，从而使得回波与接收机匹配滤波器能很好匹配，这就是它的多普勒时不变性。

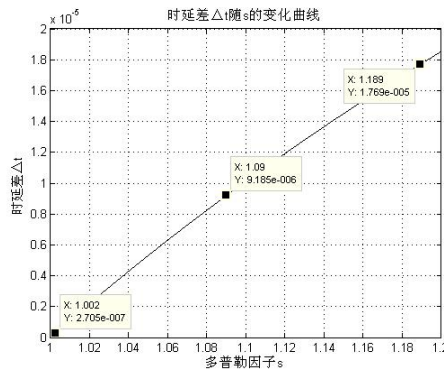


图 3.17 HFM 时延差与  $s$  的关系

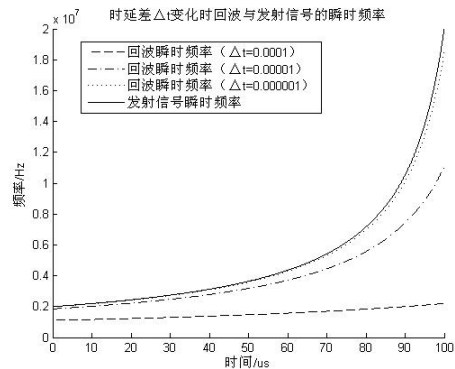


图 3.18 HFM 信号瞬时频率变化

可以说, HFM 信号固有的特点决定了, 当目标匀速运动时, 发射信号瞬时频率与回波瞬时频率十分接近, 相当于信号自身能够对多普勒频移进行补偿。实际接收机的匹配滤波器频谱特性为发射信号频谱的复共轭, 加上一个为满足物理可实现性的延迟相位因子, 即接收机是与发射信号匹配而不是真正地与回波信号匹配, 此时 HFM 回波信号与发射信号频率变化接近一致, 即能与滤波器接近于匹配, 从而能够达到最佳的脉压效果。而且可以肯定, 相对于静止目标脉压输出, 随着运动目标速度的不断增加, 单脉冲 HFM 信号的脉压变化肯定比 LFM 信号的变化小得多。

需要说明的是, 上述对 LFM 和 HFM 信号前后瞬时频差以及多普勒时变性的说明, 都只是针对单脉冲信号自身性质的分析, 并未考虑载波  $f_c$ , 因为一般而言, 相对于载波频率, 载波引起的多普勒频移  $f_d = 2vf_c/c$  的数值是非常小的。尽管如此, 但如果在上述分析的基础上, 再加入载波多普勒频移的影响, 将会使两类信号的脉压输出特点更加明显。

### 3.4 本章小结

本章首先对理想条件下雷达“点”目标回波模型进行推导, 这样是考虑到雷达电磁波到达目标之时, 目标已在原位置上有所移动; 进而在不同的目标情况下, 对单脉冲 LFM 和 HFM 信号进行了脉压的仿真, 并得到了一些结论; 通过对两类信号形式的比较, 得出了它们之间的区别与联系; 比较其它脉冲压缩信号, 如巴克码 (Baker) 信号等, LFM 与 HFM 信号显然都属于对多普勒不敏感信号, 但与 LFM 信号不同, HFM 信号对运动目标的脉压受速度影响很小, 并不过多影响雷达对目标距离的测量, 但由于 HFM 信号的产生复杂及其脉压比太小, 导致它在雷达系统中不能像 LFM 信号那样得到广泛的应用。观察到两种信号对运动目标的脉压输出不同, 重点对 LFM 和 HFM 信号的多普勒时不变性质进行了讨论, 从另一角度分析了两者对运动目标脉压存在差别的原因。

## 第四章 脉压结果的改善技术与仿真

如前所述，LFM 信号通过其匹配滤波器后，在获得所需的窄脉冲的同时，不可避免地在此窄脉冲（称为主瓣）两侧会出现低于窄脉冲的一系列所谓距离旁瓣；而 HFM 信号虽然没有类似 LFM 信号那样的辛克函数（ $\text{sinc}(x)$ ）状的距离旁瓣，但主瓣时宽大且两侧存在平坦较高缓降的旁瓣。在多目标环境中，脉压输出中距离旁瓣或大时宽主瓣将模糊邻近目标的分辨力，亦会降低小信号检测能力并造成虚警率上升。因此，为了解决这些问题，必须对脉压结果进行修正处理。

### 4.1 窗函数抑制距离旁瓣

由匹配滤波器的频域实现理论分析可知，在忽略常系数项  $K$  和令延迟  $t_0$  为零的情况下，其输出端的信号可以表示为：

$$\begin{aligned} s_o(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) S^*(\omega) e^{j\omega t} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega \end{aligned} \quad (4-1)$$

式（4-1）告诉我们，在采用匹配滤波接收机的雷达系统中，脉压输出信号是由发射信号频谱  $S(\omega)$  和匹配滤波器响应  $H(\omega)$  的乘积所决定的，要控制输出波形旁瓣的大小就必须设法改变信号频谱或滤波器频率响应，即采取频谱整形或加权的办法来得到。

#### 4.1.1 加窗抑制距离旁瓣

在实际进行数字信号处理时，往往需要把信号的观察时间限制在一定的时间间隔内，即只需选择一段时间信号对其进行分析。这样，相当于在时域对信号进行了矩形加窗操作，但如此操作会使频域的频谱分量从它正常的频谱扩展开来，也就是“频谱泄漏”。在进行数字信号的离散傅立叶变换过程中，时域截断是不能避免的，因而频谱的泄漏效应也是其固有的，可采用窗函数加权实现抑制频谱泄漏<sup>[25]</sup>。另外，为获得有限长单位取样响应，在设计有限冲激响应（FIR）滤波器时，需要用窗函数来截断无限长的单位取样响应序列。可见窗函数加权技术在数字信号处理中的重要地位。

在脉冲压缩系统中，我们目的是为了减小对应于时间域的距离向旁瓣，由傅里叶变换的时频对应关系，参考数字滤波器设计，可以在频域对接收机匹配滤波器频率响应加窗，亦即所谓“加权”，也就是将匹配滤波器的频率响应乘上某些适

当的窗函数。在时域中，这相当于一系列加权  $\delta$  函数组成的滤波器和匹配滤波器相级联，此时，级联滤波器的冲激响应采样总数等于  $N$ （匹配滤波器冲激响应采样总数）加上  $\delta$  函数的数目后再减去 1；也可以将加权函数置于采样量化处理之前，也可以达到抑制脉冲压缩旁瓣的目的<sup>[3]</sup>。

为了选择合适的加权函数，我们只能在旁瓣抑制、主瓣加宽、信噪比损失、旁瓣衰减速度以及技术实现难易等几个方面折衷考虑，在已有的窗函数中，例如汉明窗（Hamming）、汉宁窗（Hanning）、布莱克曼窗（Blackman）、切比雪夫窗（Chebwin）、凯塞窗（Kaiser）等，都能实现对匹配滤波器的频响进行加权。

一般的压缩网络是在中频实现的。为使雷达发射机工作状态最佳，往往在接收端的中频级采用频率域的幅度加权。从实质上来讲，这里引入的加权网络是失配地进行信号处理，因此它一方面使得旁瓣被有效抑制，同时也使滤波器输出的包络主瓣降低且变宽，也就是说，加权抑制旁瓣是以牺牲信噪比和距离分辨力为代价的<sup>[2]</sup>。

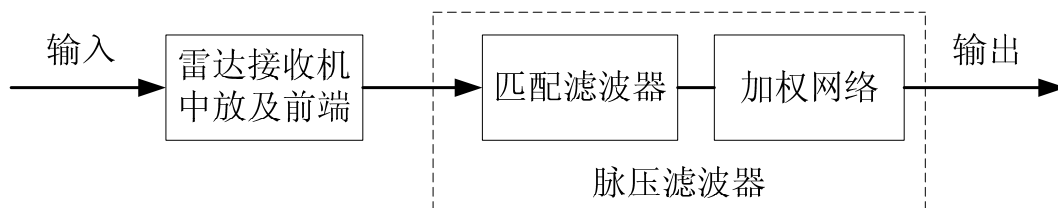


图 4.1 接收端频域幅度加权原理框图

#### 4.1.2 加窗后脉压的仿真分析

在 MATLAB 仿真环境下，运用不同的发射信号检测同一静止目标。以汉明窗（Hamming）为例，通过对 LFM 和 HFM 信号的匹配滤波器（MF）频率响应进行加权，对加窗前后的脉压的主瓣时宽、旁瓣相对电平等进行比较分析。

汉明窗的时域形式可以表示为：

$$w(n) = 0.54 - 0.46 \cos\left(2\pi \frac{n}{N-1}\right), \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (4-2)$$

它的频域特性为：

$$W(f) = 0.54W_R(f) + 0.23 \left[ W_R\left(f - \frac{2\pi}{N-1}\right) + W_R\left(f + \frac{2\pi}{N-1}\right) \right] \quad (4-3)$$

其中， $W_R(f)$  为矩形窗函数的幅度频率特性函数。图 4.2 显示了汉明窗（Hamming）及其频谱特性，它又被称为改进的升余弦窗，在时域是一个具有锥状外形的曲线。用汉明窗函数本身与匹配滤波器频响相乘，所以它会大大影响到新得到的滤波器频率响应的形状。



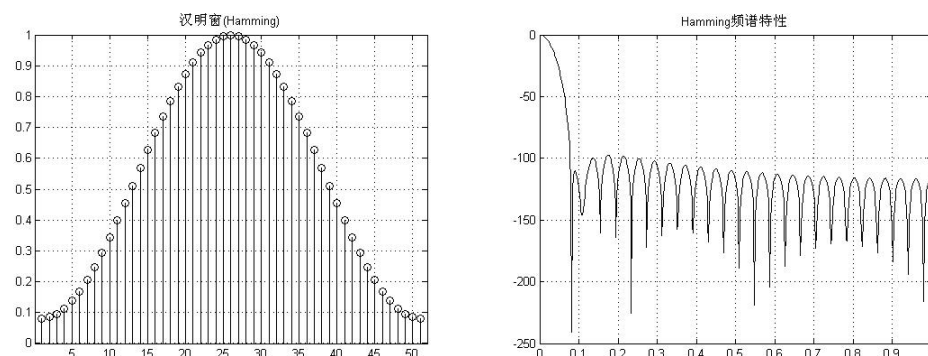


图 4.2 汉明窗及其频谱特性

对匹配滤波器的频率响应  $H(f)$  乘以窗函数  $w(f)$  后可以得到修正后的频率响应  $H'(f) = w(f)H(f)$ , 由图 4.3 和图 4.4 可以看出加窗前后匹配滤波器的频响对比。由于匹配滤波器的频响没有明显的截止频率, 因此在哪个位置放置窗函数来截断频率是不确定的<sup>[26]</sup>。

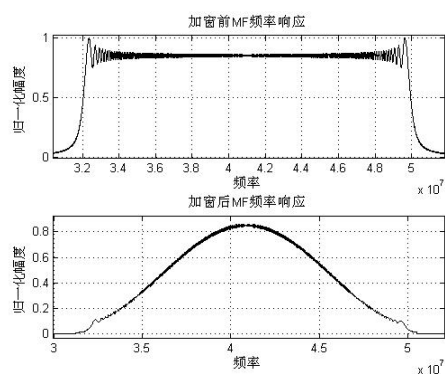


图 4.3 LFM 信号加窗前后频响对比

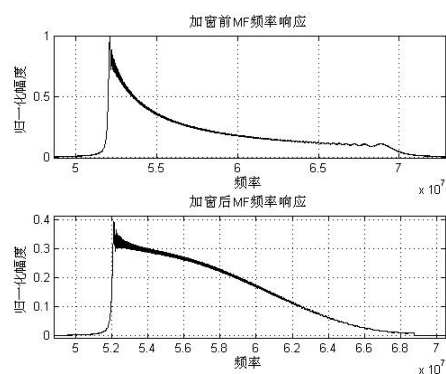


图 4.4 HFM 信号加窗前后频响对比

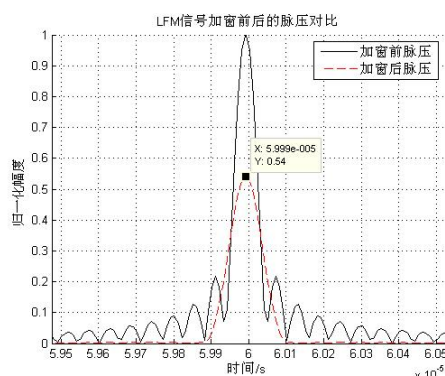


图 4.5 LFM 加汉明窗前后脉压

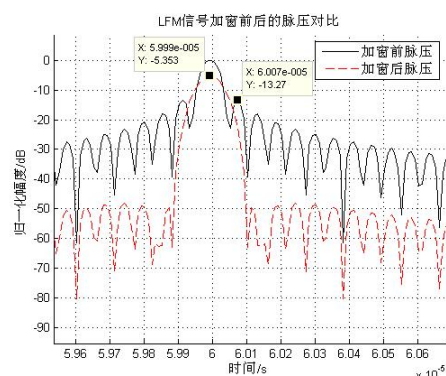


图 4.6 LFM 加汉明窗前后脉压 (dB)

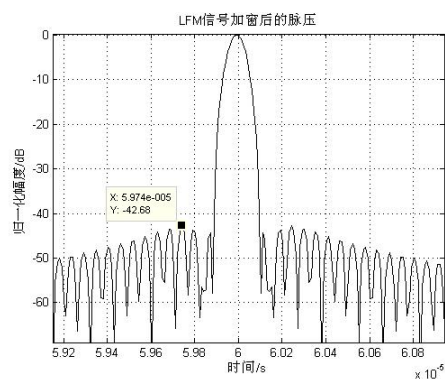


图 4.7 LFM 加窗前脉压-4dB 宽度

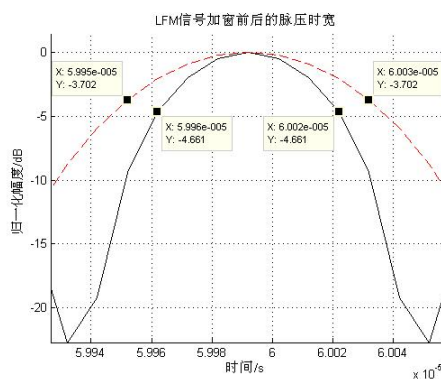


图 4.8 LFM 加窗后脉压-4dB 宽度

由图 4.5 可以看出，加窗后脉压旁瓣被明显抑制，但主峰幅度降低了近一半，只有加窗前的 54%，这说明信噪比明显降低；观察图 4.6 和图 4.7，LFM 信号加窗前的最高旁瓣电平达到了-13.27dB，而加窗后相对最大旁瓣电平只有-42.68dB，因此旁瓣抑制效果比较好；由图 4.8 可知脉压后主瓣-4dB 处的宽度也有所增加。

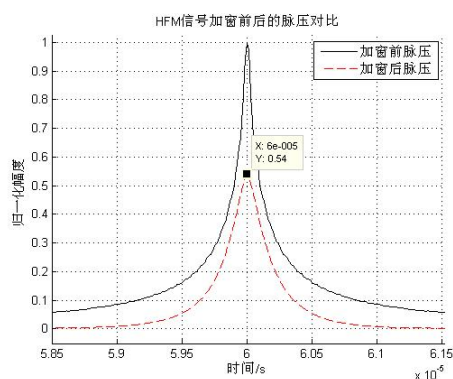


图 4.9 HFM 加 Hamming 前后脉压

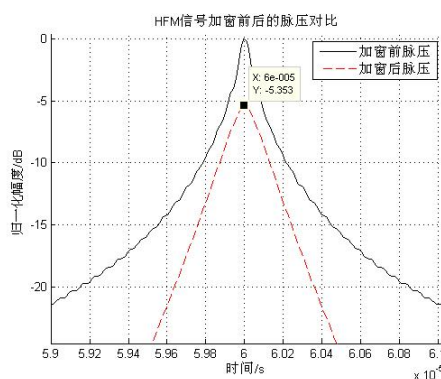


图 4.10 HFM 加 Hamming 前后脉压 (dB)

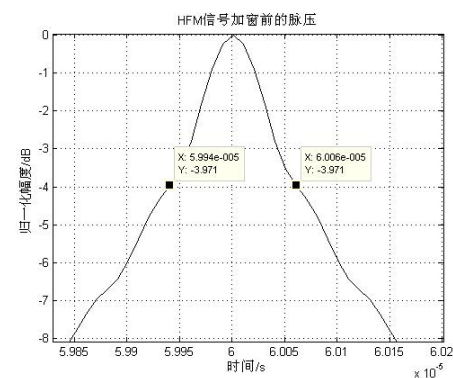


图 4.11 HFM 加窗前脉压-4dB 宽度

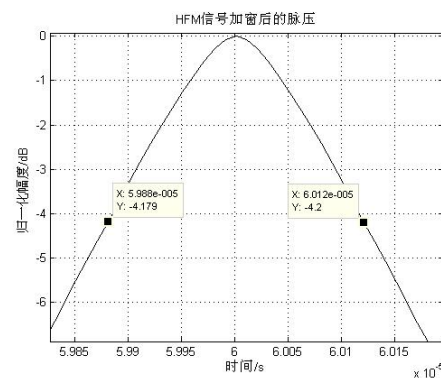


图 4.12 HFM 加窗后脉压-4dB 宽度

对于 HFM 信号，加窗后，其不明显突出的距离旁瓣也被压低，脉压主峰较加窗前也降低到原来的 54%（图 4.9）；脉压后主峰-4dB 处的时宽展宽很明显，增加了一倍。

表 4.1 加窗前后两类信号脉压对比

加权函数	汉明窗 (Hamming)			
时带宽积	BT=180			
雷达发射波形 及加权前后	线性调频 (LFM) 信号		双曲调频 (HFM) 信号	
	加窗前	加窗后	加窗前	加窗后
脉压主峰时宽	0.006us	0.009us	0.012us	0.024us
归一化峰值	1	0.54	1	0.54
峰值相对电平	0dB	-5.35dB	0dB	-5.35dB
最大旁瓣电平	-13.27dB	-42.68dB	/	/

又由于  $H'(f) \neq S^*(f)$ ，所以修正后的滤波器不再与发射信号波形匹配，因此脉压输出峰值同其最大值相比会有一定的减小。在实际处理中，会对  $H(f)$  的离散频率形式  $H[k]$  加离散窗  $w[k]$ ，若将匹配滤波器输出信号峰值的损失记为 LPG，则其值可近似为<sup>[25]</sup>：

$$LPG \approx 10 \lg \left\{ \frac{1}{L^2} \left| \sum_{k=0}^{L-1} w[k] \right|^2 \right\} \quad (4-4)$$

其中， $L$  是窗函数的长度。利用式 (4-4) 就可以计算任意窗的 LPG，通常的 LPG 值处于 -4dB 与 -8dB 之间，具体的值取决于所指定的窗函数。然而 LPG 为  $L$  的弱函数，对于较小的  $L$ ，LPG 会略微增大。由于信号频谱为非理想截断，并且频域中窗函数的截断频率不同，以上公式和数值都只是近似。

从仿真结果中可以看到，在加 Hamming 窗的前提下，无论是 LFM 还是 HFM 信号，其 LPG 都约为 -5.35dB，这与理论结果是一致的。事实上，上述加权脉压仿真中，离散窗函数点数是 15000 点，代入到式 (4-4) 进行计算，汉明窗的 LPG 值也正是 -5.3527dB。上述仿真数据表明，加权处理实质上是一种失配处理，它是以主瓣加宽与信噪比降低为代价的。在匹配滤波器接收机的压缩系统中，如果不加权，可获得较窄的压缩信号，但是旁瓣较大；通过加权，可有效抑制旁瓣，但代价是增加了压缩信号的主瓣时宽。

## 4.2 波形频谱修正技术

采用接收机加权抑制距离旁瓣的主要不足是所得的滤波器与发射波形不匹配。从 4.1 节的仿真分析中可以看到，虽然加窗后的距离旁瓣得到了有效抑制，但脉压幅度的衰减和主瓣时宽的加宽，都是由于匹配滤波器的失配造成的。由 LFM

和 HFM 信号加窗后匹配滤波器的频响形状得到启发, 如果将发射波形的频谱直接设计成与低旁瓣特性的窗函数的频谱形状相类似的函数, 也就是对发射信号的频谱进行修正, 那么该发射信号和滤波器就能够真正实现匹配, 从而在抑制旁瓣的同时, 也能够解决滤波器加窗带来的问题。

谱修正技术的实质是参考已知的信号频谱, 通过修正处理, 设计出一种新的脉压波形。LFM 信号的近似矩形频谱常被用来做原型, 与之对应的, 设计出的波形被称为非线性调频 (Nonlinear FM, NLFM) 信号。实际上目前还没有精确的 NLFM 信号的产生方法, 都是运用近似的方法, 已经提出了两种用于 NLFM 波形设计的方法: 驻相法和经验技术法, 其中以驻相法应用最广<sup>[25]</sup>。

#### 4.2.1 利用驻相原理设计 NLFM 波形

实际中是根据设计信号的自相关函数, 并利用驻相原理 (Principle of Stationary Phase, PSP) 来设计 NLFM 波形<sup>[27]</sup>。它的原理是根据原型谱幅度函数设计出一个相位函数, 并从相位中得到瞬时频率。

一般常用相位函数  $\theta(t)$  表示信号, 故 NLFM 信号可表示为:

$$s_N(t) = a(t) \exp[j\theta(t)] \quad (4-5)$$

按照傅里叶变换性质, 其频谱表达式为:

$$S_N(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s_N(t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (4-6)$$

因此, 对于 NLFM 信号来说, 不同的相位函数  $\theta(t)$ , 信号的频谱也是不同的。而 LFM 信号的频谱有一个通用的表达式。

根据驻相原理, 对于 NLFM 信号而言, 其频谱可以用相位导数等于零的各时间点附近的积分来逼近, 即有:

$$S_N(f) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp[j\theta(t)] \exp(-j2\pi ft) dt \approx \exp\{j[\theta(t_0) - 2\pi ft_0]\} a(t_0) \sqrt{\frac{2\pi j}{\theta''(t_0)}} \quad (4-7)$$

上述等式成立的条件为  $\theta'(t_0) - 2\pi f = 0$ , 其中限定的  $t_0$  称为驻相点, 因此有  $f = \theta'(t_0)/2\pi$ 。因为式中的  $\theta(t)$  是 NLFM 信号的相位函数, 所以  $\theta'(t_0)$  代表调频信号瞬时频率,  $\theta''(t_0)$  代表调频信号的瞬时调频斜率。

对于 NLFM 信号, 我们要设定其脉压输出肯定比 LFM 的脉压输出具有较低的旁瓣电平, 因此可以人为地降低 LFM 信号的脉压输出旁瓣, 对比变化后两个信号的频谱就可以大概地得到 NLFM 信号脉压后频谱形状。具体是: 得到 LFM 信号的脉压输出的频谱 (频域) 之后, 构造矩形窗函数, 保留 LFM 脉压输出的主瓣亦降

低其旁瓣（时域），同时频谱必定变化。根据矩形窗及 LFM 脉压输出频谱特点，可知我们要得到的 NLFM 脉冲压缩信号的频谱  $S_o(f)$  是一种缓变的低通窗口形状，因为频谱为窗函数的信号具有很低的副瓣电平，所以通常选择  $S_o(f)$  为某个已知的窗函数。

根据驻相原理设计 NLFM 信号时，可知信号频谱  $S_N(f)$  与信号调频斜率  $f'(t)$  的关系为，此处用  $f(t)$  代替式（4-7）中的  $\theta'(t)$ ：

$$S_N(f) \propto \sqrt{\frac{1}{\theta'(t)}} = \sqrt{\frac{1}{f'(t)}} = \sqrt{\frac{dT(f)}{df}} = \sqrt{T'(f)} \quad (4-8)$$

其中， $T(f)$  为  $f(t)$  的反函数，称之为群延迟函数。同时，根据匹配滤波原理，可知脉冲压缩后的输出信号频谱为：

$$S_o(f) = S_N(f)H(f) = |S_N(f)|^2 \quad (4-9)$$

结合式（4-8）和式（4-9），能得到  $S_o(f) = |S_N(f)|^2 \propto T'(f)$ ，将  $S_o(f)$  选定为已知的某一窗函数，就可以推导出 NLFM 信号的群延迟函数  $T(f)$  为：

$$T(f) = \int_{-\infty}^f S_o(v) dv \quad (4-10)$$

进而得到信号频率函数：

$$f(t) = T^{-1}(f) \quad (4-11)$$

进一步，得到 NLFM 信号的相位函数：

$$\theta(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(v) dv \quad (4-12)$$

最后将相位函数的数据代入，通过 NLFM 信号的表达式（4-5）就可得到设计好的波形。图 4.13 和图 4.14，分别显示了在一定的仿真参数下，NLFM 信号的时域波形、瞬时相位以及瞬时频率特征曲线。注意，这里是选择汉明窗（Hamming）函数作为 NLFM 信号频谱  $S_o(f)$  的，如果选择其它窗函数，则得到的非线性调频信号会有所不同。

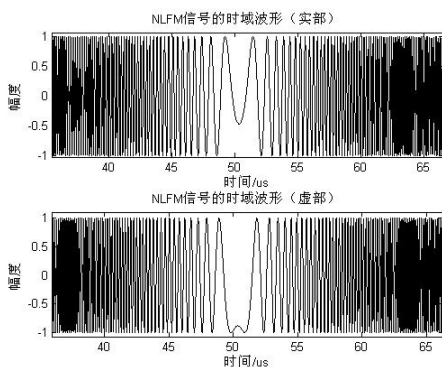


图 4.13 NLFM 信号的时域波形

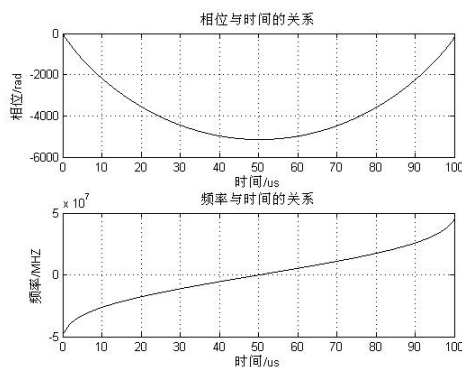


图 4.14 NLFM 瞬时相位/频率特点

### 4.2.2 NLFM 信号的脉压仿真

在 MATLAB 环境下, 利用设计好的 NLFM 信号进行脉冲压缩仿真。在加汉明窗 (Hamming) 的前提下, 由图 4.15 可知, NLFM 信号频谱具有类似锥形窗的形状, 这与近似为矩形的 LFM 信号频谱不同; 同时可以看到, NLFM 信号脉压输出的距离旁瓣得到了有效抑制, 最大旁瓣电平明显降低, 只有 -40.6dB (图 4.16), 这样的结果基本可以满足大部分系统的应用要求; 另外, 其主瓣宽度并没有变宽, 仍能保持较好的距离分辨力。

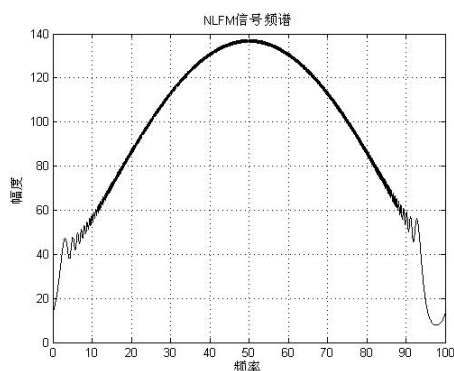


图 4.15 NLFM 信号的频谱特性

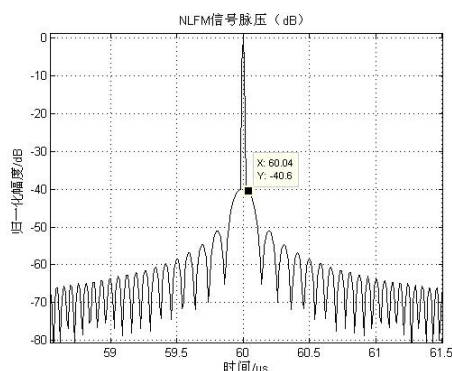


图 4.16 NLFM 信号的脉压结果

但通过对运动目标脉压的仿真, 也发现了 NLFM 信号的不足, 即不具备多普勒容忍性。以检测 2Ma 的运动目标为例 (图 4.17 和图 4.18), 回波脉压最大幅度降低到静止目标脉压的不足 70% (-7.54dB), 即信噪比降低; 同时也应看到, 主瓣被严重展宽, 极大的降低了距离分辨力, 因此 NLFM 信号属于对多普勒敏感的信号, 这点比起 LFM 和 HFM 信号, 不得不说是 NLFM 信号的一个劣势。

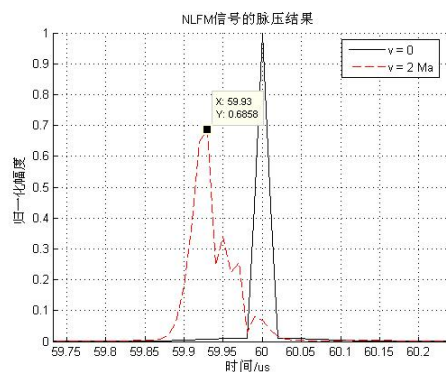


图 4.17 NLFM 信号的脉压特点

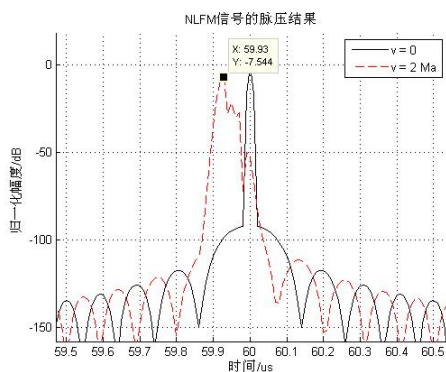


图 4.18 NLFM 的脉压特点 (dB)

实际上, 由驻相原理得出结论, 在调频信号当中, 当幅度变化足够小, 即包络平滑时: 调频斜率越高, 该频率附近的频谱分量越低; 调频斜率越低, 该频率附近的频谱分量越高。换言之, 幅度平滑信号任意频率点附近的频谱分量与该频

率点附近的调频斜率成反比。因此，令频率扫描速率恒定而降低脉冲边沿的信号幅度，或令脉冲幅度恒定而在脉冲边沿处提高扫描速率，或两种方法都采用则可以降低在边沿处的频谱能量，从而得到窗型频谱<sup>[25]</sup>。

采用扫描频率变化的技术被称为非线性调频，频谱修正后得到的脉冲压缩波形（NLFM 信号），其固有的匹配滤波器输出具有较小的旁瓣，这种波形具有真实匹配滤波器的最大 SNR（信噪比），而且具有较低的旁瓣<sup>[25]</sup>。相当于把 LFM 信号的加权处理放在发射端进行，由于接收端采用匹配滤波器处理，不会引起失配信噪比损失。

### 4.3 Clean 算法处理脉压输出

以上两节介绍了传统加窗法和频谱修正法，通过对两类调频信号脉压输出的修正处理，都达到了降低距离旁瓣的目的，但同时也带来了新的问题，比如主瓣加宽和新的信号不具备多普勒容忍性。为了弥补上述不足，也为解决旁瓣抑制与分辨力之间的矛盾，这里运用 Clean 算法对脉压输出进行处理，它不仅是一种消卷积方法，而且是一个滤波过程，可提高信号分辨力与降低旁瓣<sup>[17]</sup>。

#### 4.3.1 Clean 算法基本思想及脉压处理流程

##### 4.3.1.1 Clean 算法的基本思想

Clean 算法的基本思想是：在射电天文成像中，有一幅观测结果图，即需要处理的“脏”图  $M$ ，它是亮度分布  $H_0$  与观测设备的响应（即“脏”光束  $B$ ）的卷积。若“脏”光束  $B$  具有不需要的多余响应，例如，因缺少部分空间频率而产生的旁瓣等，运用 Clean 算法可以消除类似的多余响应所造成的影响。Clean 算法一般的处理过程是<sup>[16]</sup>：

1、对“脏”图  $M$  用“脏”光束  $B$  进行消卷积，之后  $M$  被分解为一组不同峰值的  $\delta$  分布图  $H$ 。若用  $H$  与  $B$  进行卷积，便可得到  $M$  图；

2、用理想的“清洁”光束  $S$ （不存在多余响应的光束），与  $H$  进行卷积，就得到了“清洁”图  $Q$ ；定义真实的“清洁”图为  $Q_0$ ，它是由  $S$  与真实的亮度分布  $H_0$  卷积得到的。对以上的定义总结为：

(1) “脏”图： $M = H_0 * B$ ；(2)  $\delta$  函数分布图： $H = B^{(-1)} M$ ；

(3) “清洁”图： $Q = H * S$ ；(4) 真实“清洁”图： $Q_0 = H_0 * S$ 。

亮度分布  $H_0$  是最后需要得到的，通过成像系统后希望得到它的像——真实“清洁”图  $Q_0$ ，但是实际上是无法得到  $Q_0$  的，通常把“清洁”图  $Q$  作为对  $Q_0$  的一个估计，即为  $H_0$  的复原结果。当理想“清洁”光束  $S$  为已知时，Clean 算法关键的



一步是通过消卷积得到  $\delta$  脉冲分布图  $H$ 。

#### 4.3.1.2 Clean 算法处理脉压结果流程

前人在对 SAR 成像的处理中, 提出在距离向压缩之后进行 Clean 处理, 在实际脉压数据处理运算中, Clean 算法是个对一维数据进行搜索迭代的过程<sup>[17]</sup>, 首先多次将最强目标对应的匹配滤波响应找出, 进而依次将最强目标的脉压输出进行消除, 在预先设定门限值作为退出循环的条件的前提下, 当剩余脉压结果幅度的最大值小于设置的门限时, 循环结束。LFM 和 HFM 信号的脉压旁瓣各自具有特点, 但通过 Clean 算法的逐步消除, 都可以削弱强目标副瓣和噪声的影响, 且能够进一步提高距离分辨力, 使得邻近弱目标的主峰显露出来, 利于后续的检测。

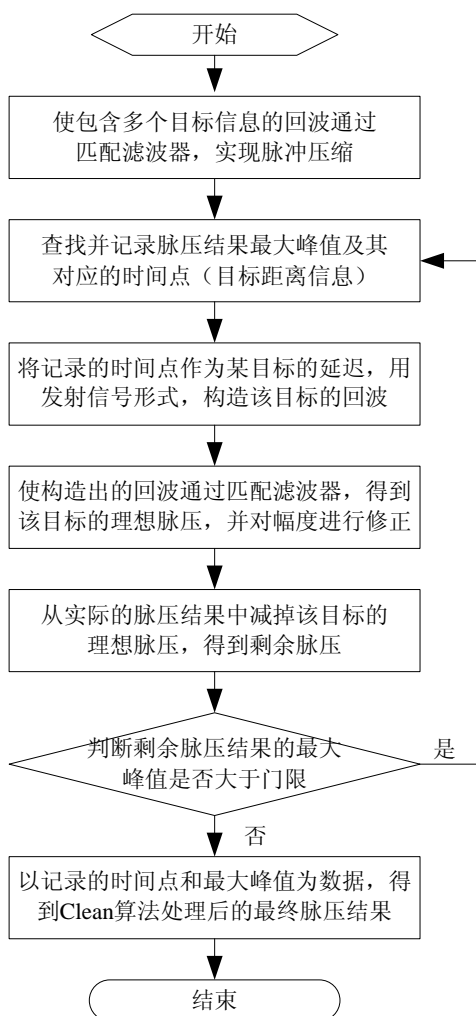


图 4.19 Clean 算法处理原始脉压结果流程图

以 LFM 或 HFM 信号为雷达发射信号, Clean 算法处理多目标脉压结果的具体流程如图 4.19 所示。在一定的信噪比条件下, 多个目标回波的匹配滤波器输出为  $P$ , 在仿真条件下, 它是时间 (距离) 与幅度的二维数据, 但并不能清晰地表示



每个目标的距离信息，通过对  $P$  内数据的查找，得到一个最强峰值  $p1$ ；一般来讲， $p1$  所对应的距离  $R_1$  就是所有目标中强度最大的那个所在的位置（有较小误差），同时，记录下  $p1$  对应的时间信息  $t_1$ ，将  $t_1$  作为最强目标的时间延迟，结合雷达发射信号的形式  $u(t)$ ，构造出该最强目标的回波信号  $r(t) = \sqrt{s}u[s(t-t_1)]$ ，因为目标速度未知，但一般情况下，目标速度会远远小于光速，即  $v \ll c$ ， $s \approx 1$ ，故使用  $r(t) = u(t-t_1)$  近似构造目标回波，之后再使  $r(t)$  通过与发射信号匹配的滤波器  $h(t) = Ku^*(t_0-t)$ ，得到理论上该目标的脉压输出  $U$ ，找出  $U$  的最大值  $\hat{u}$ ，以  $m=p1/\hat{u}$  作为修正  $U$  幅度的系数，用  $P$  减去  $m \cdot U$ ，得到了去除最强目标后的脉压结果  $P_x = P - m \cdot U$ ，再以  $P_x$  作为新的多目标脉压结果，即令  $P = P_x$ ，重新查找新的最强目标峰值  $p2$ ，记录  $p2$  对应的距离  $R_2$  与时间  $t_2$ ，比较  $p2$  与门限值的大小，如果  $p2$  大于门限，则重复以上过程，否则以每次记录的时间点  $[t_1, t_2, \dots, t_n]$  或距离信息  $[R_1, R_2, \dots, R_n]$  和最大峰值  $[p1, p2, \dots, pn]$  作为最终脉压数据，得到 Clean 算法处理后的脉压结果，至此， $n$  个目标的距离和幅度信息被清晰且较准确地表示了出来。

### 4.3.2 仿真实验与结果

在 MATLAB 仿真环境中，分别设 LFM 和 HFM 信号为雷达发射波形，仿真中设置多个距离邻近的静止或运动目标，运用 Clean 算法对脉压结果分别进行处理。仿真中，以雷达有效截面积（RCS）来表征不同目标的回波信号强度，图示中的归一化幅度是以所有目标中最强脉压幅度为基准。

#### 4.3.2.1 Clean 算法处理 LFM 信号脉压

在雷达发射 LFM 信号时运用 Clean 算法进行脉压处理仿真，设置四个邻近的静止目标，距离  $R=[6000\text{m}, 6030\text{m}, 6050\text{m}, 6080\text{m}]$ ， $RCS=[3, 1, 2, 0.7]$ ，预先的门限值设为 0.4，同时结合实际，加入一定的噪声，信噪比  $SNR=-20\text{dB}$ 。

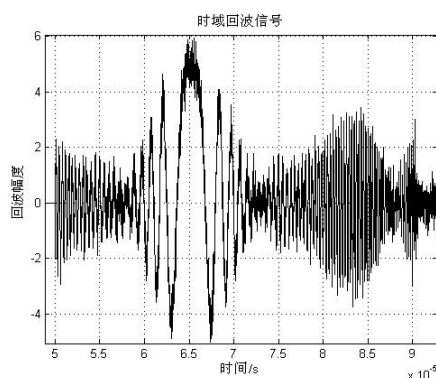


图 4.20 目标 LFM 回波信号

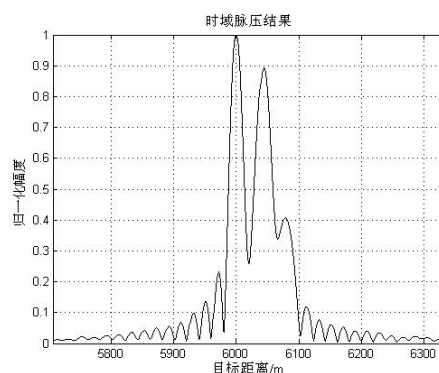


图 4.21 原始脉压结果

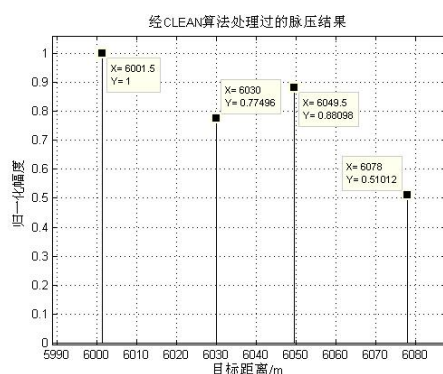


图 4.22 Clean 算法处理 LFM 脉压

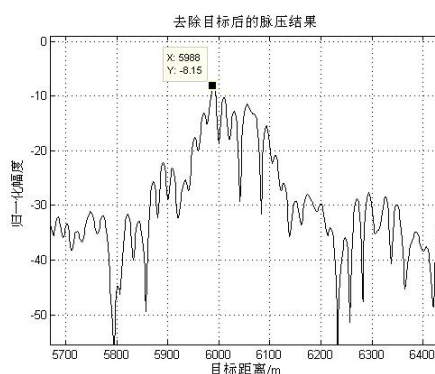


图 4.23 门限以下的杂波

从所有目标的脉压（图 4.21）中可看出，只有两个峰值在门限值 0.4 之上，因为有大旁瓣以及相互之间影响的存在，同时脉压主瓣时宽较大，故并不能确定真实目标的数量和位置。可知，对于邻近的多目标情况，并不能通过 LFM 信号脉压简单地检测出距离信息，必须进一步处理。经过 Clean 算法处理之后（图 4.22），多个邻近目标被清晰地显示出来，不仅消除了旁瓣对主峰的影响，且具有极高的距离分辨力，实现了有效检测。对比初始设置的距离信息，仿真中的最大误差只有 2m，在剩余杂波中（图 4.23）看到，相对电平最高达到 -8.15dB，但绝大部分峰值小于 -20dB。

以上的情况只适用于多个邻近静止目标，对于多个邻近运动目标，由于 LFM 信号的时频耦合特性，当目标匀速运动时，不同位置上的目标回波容易在同距离上产生重叠。事实上，在实际中，很少有较多的高速运动的目标距离如此之近。仿真时，设置一静一动两个目标进行检测，距离  $R=[6000\text{m}, 6050\text{m}]$ ，速度  $v=[0, 2\text{Ma}]$ ，RCS=[2.5, 2]，门限值设为 0.5，SNR=-20dB。

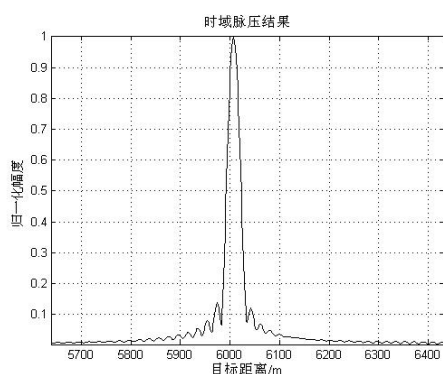


图 4.24 LFM 时域脉压结果

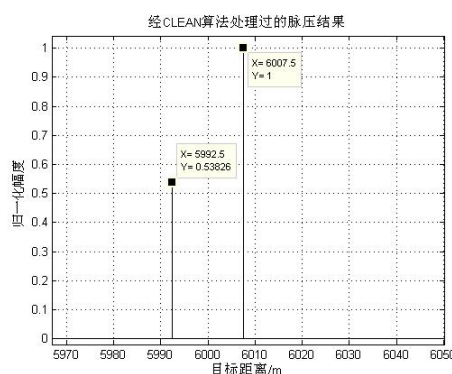


图 4.25 Clean 算法处理脉压结果

从时域的脉压结果（图 4.24）看来，由于两个目标距离很近，分辨不出一静一动两个邻近目标。经过 Clean 算法的处理，虽然也能检测出目标的数量和距离，但由于距离—多普勒耦合现象的存在，运动目标距离信息并不准确（图 4.25），静

止强目标的距离误差只有 7m，而运动弱目标的距离误差却差达到了 58m。

#### 4.3.2.2 Clean 算法处理 HFM 信号脉压

在 MATLAB 仿真中，以 HFM 波形为雷达发射信号，设置 4 个距离相近的静止或运动目标，仿真的部分参数为：距离  $R=[9000\text{m}, 9020\text{m}, 9050\text{m}, 9085\text{m}]$ ，速度  $v=[0, 0.5\text{Ma}, 1\text{Ma}, 2\text{Ma}]$ ，雷达有效截面积  $\text{RCS}=[3, 2, 0.8, 1.2]$ ，判决的门限值设为 0.45，信噪比  $\text{SNR}=-20\text{dB}$ 。

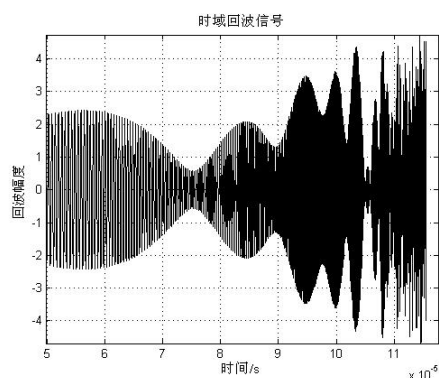


图 4.26 目标 HFM 回波信号

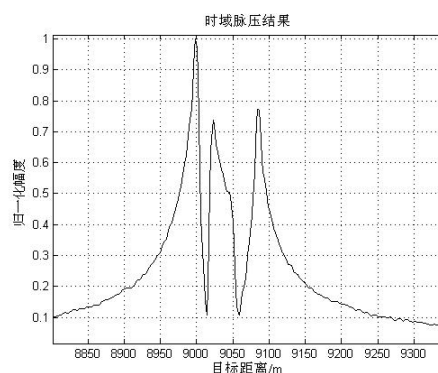


图 4.27 HFM 原始脉压结果

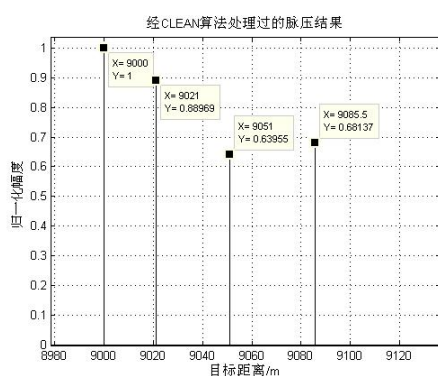


图 4.28 经 Clean 处理的 HFM 脉压

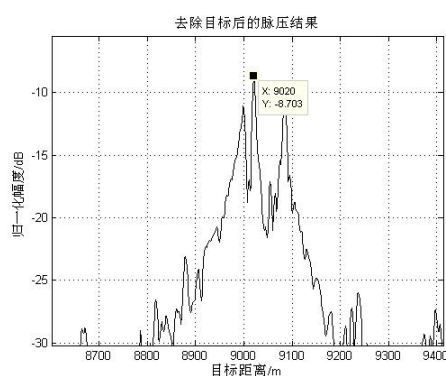


图 4.29 门限以下的杂波

从原始脉压结果（图 4.27）中可看出，门限值之上只能观察出三个峰值，这不代表只有三个目标存在，且不能确定真实目标的具体位置，这表明虽然经过了脉压，但 HFM 信号并未有效检测出邻近的多个目标；经过 Clean 算法处理之后（图 4.28），将不同速度目标的距离信息准确检测了出来（仿真最大误差不到 3m），达到了预期的脉压处理目的。但同时也应看到，在去除目标的脉压结果中（图 4.29），剩余杂波中仍存在一定数量的突出尖峰，相对高度最高达到了 -8.7dB，因此这也意味着，如果门限选择不当，很容易造成虚警情况的发生。

## 4.4 本章小结

采用传统的匹配滤波器加权法处理脉压输出结果，在抑制距离旁瓣的同时，由于滤波器与发射信号的失配，因此也降低了脉压输出信噪比以及加宽了主瓣宽度；而由频谱修正技术引出的 **NLFM** 信号，其脉压输出虽然解决了上述问题，在保持距离分辨力的同时，有效降低了脉压旁瓣电平，但比起 **LFM** 和 **HFM** 信号，对多普勒频移太敏感（不具备容忍性），不利于运动目标的检测，而且相位的控制更为复杂。**Clean** 算法在雷达成像（**SAR**）领域得到了应用，使用它的前提是脉压输出具有单一的峰值，且最高峰值必须代表真实的目标，经过它对脉压结果的处理，不仅消除了距离旁瓣的影响，且极大提高了距离分辨力，但如果初始判决门限选择不当，又容易漏警真目标或虚警假目标。因此，针对不同的脉压结果处理方式，要根据实际情况进行选择应用。

## 第五章 结束语

脉冲压缩体制作为雷达系统中的一种经典技术，在雷达领域的影响力非常深远。为了更好地发挥这种体制的性能，人们在不断寻找更为优良的脉冲压缩信号形式，从应用广泛且技术成熟的线性调频（LFM）信号，到更适用于数字化实现的相位编码（PSK）信号，不同的应用条件下，它们都能体现出各自的优势。

按照对脉压信号分析的一般过程，本文在介绍 LFM 信号的同时，对另外一种大时宽带宽积的脉压波形—双曲调频（HFM）信号进行了讨论；并对两种信号进行了比较研究；最后运用不同的方法，对它们的脉压结果分别进行了修正处理，仿真实验得到了较理想的结果。

虽然本文从理论上入手，对 LFM 和 HFM 信号的各自特点进行了一些研究，经过计算机仿真，也得到了一些有用的结论，但它们都有一定的局限性，仍有许多内容需要继续深入钻研。

一、本文对两种信号的分析都是建立在单脉冲的基础上，但现代雷达的信号处理基本上是依靠多脉冲的积累来完成的，脉冲串包含的内容要比单脉冲更加丰富，通过处理可获得更多目标信息。比如通过 Keystone 算法处理 LFM 脉冲串回波，在一定程度上就能克服时频耦合对测距带来的影响；

二、尽管 HFM 信号脉压后的时频耦合对目标测距影响不大，但其信号形式复杂，实际产生困难。同时其脉压比较小，影响距离分辨力；另外，在有静止目标参考的情况下，HFM 信号脉压后很难从距离向区分目标状态（静止还是运动），此时，还需要用其它方法进一步检测；

三、在满足 Clean 算法处理脉压结果的前提下，存在着两个问题，一是对目标速度的估计需要一定的先验知识，以便根据回波模型更准确地构造出强目标回波形式；二是门限值的初始设置要符合实际，否则很容易造成漏警或虚警。因此，速度的预先估计和门限的设定仍待进一步研究。

由于作者水平实在有限，加之时间仓促，文中的错误和疏漏在所难免，恳请各位老师和专家不吝批评和指正！



## 致 谢

两年多的研究生学习生活即将结束，在毕业论文完成之际，谨向所有关心和帮助过我的人们表示诚挚的感谢！

首先衷心地感谢我的导师苏涛教授，两年多来，他不仅在专业研究方面为我指明了方向，更重要的是让我对他专注的敬业精神，严谨的工作态度，严格的学术要求感到由衷地敬佩，这将成为我以后工作生活中取之不尽的精神财富。

感谢何学辉副教授，何老师对学生兄长般的关怀和帮助，给我留下了深刻的印象。他广博的知识，强烈的责任感，都是我学习的榜样。

感谢已经毕业的朱凯然、陈建康、王丽君、阳艳、邢同鹤、秦岩、王恺宇、张颖川等师兄师姐的信任和鼓励；感谢杜晓林、朱文涛、杨涛、靳标、郑纪彬等博士师兄们，感谢他们对我学术上无私和耐心地帮助和指导；感谢同届的黄朋、白金、刘春春、尹华超、叶倩莹、刘丹、闫海莉、高崎、张宏飞、任泓璇、徐玉杰，感谢他们在学习生活上给予的理解和帮助；尤其感谢叶倩莹，与她的交流让我受益匪浅，使我的毕业论文有了很大地提升；感谢舍友徐兴旺、徐宗志、王童以及 404 寝室的周旋、焦玉强，是缘分让大家相聚，与你们的朝夕相处成为我研究生生涯中的美好记忆。

特别要感谢我的妻子张静，她的付出让我能全身心投入到学习中来，她的鼓励和鞭策让我快速成长，让我在这两年多的时间里有了更多的进步和收获。

感谢我的父母和姐姐对我莫大地支持和爱护，是你们给了我勇气和毅力，让我克服难关，坚持到了最后。

感谢单位能给我这个深造的机会，感谢西安电子科技大学为我提供这个学习的平台，感谢学校老师们的教导和同学们的帮助，感谢亲人朋友们的支持！

回首这段令人难忘的岁月，既有入学时的兴奋和欢聚时的快乐，又有应考时的紧张和思虑时的迷茫，还有求索时的坚持和所得时的激动，更有收获时的喜悦和离别前的感伤！我将牢记所有的鼓舞和感动，继续向前！

最后，再次对所有关心帮助过我的人们表示深深的谢意！





## 参考文献

- [1] Merrill I. Skolnik 著, 左群声, 徐国良, 等译. 雷达系统导论 (第三版). 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [2] 张明友. 雷达系统 (第二版). 北京: 电子工业出版社, 2006.
- [3] 马晓岩, 向家彬, 等. 雷达信号处理. 长沙: 湖南科学技术出版社, 1999.
- [4] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理 (第三版). 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002.
- [5] Woodward P M, Radar Pergamon. Probability and Information Theory with Application to Radar Pergamon, 1953.
- [6] 朱堃, 倪伯林. 动物声呐信号在鱼雷中的应用. 声学学报, 1999, 24(1): 29-44.
- [7] Richard A. Altes. Detection, Estimation, and Classification with Spectrogram. J. Acoust. Soc. Am., 1980.
- [8] Richard A. Altes, D. P. Skinner. Sonar Velocity Resolution with a Linear-Period-Modulated Pulse. J. Acoust. Soc. Am., 1977, 67(4): 1019-1030.
- [9] J. Yang and T. K. Sarkar. Doppler-invariant property of hyperbolic frequency modulated waveforms. Microwave and optical technology letters, 2006, 48(6): 1174-1179.
- [10] 朱堃. 主动声呐检测信息理论. 北京: 海洋出版社, 1990.
- [11] 杨长生. 基于连续小波变换的宽带主动信号检测研究. 西安: 西北工业大学硕士学位论文, 2002.
- [12] 杨长生, 陈航. 一种改进的宽带双曲调频信号检测方法. 计算机仿真, 2008, 25(11): 339-343.
- [13] 张学森, 孔繁慧, 冯海泓. 用双曲线调频信号实现水声通信的频偏估计和同步. 声学技术, 2010, 29(2): 210-213.
- [14] Hogbom J A. Apertuer synthesis with a non-regular distribution of interfer-ometer baselines. Astron. Astrophys, 1974, 15 (2): 417-426.
- [15] Tsao J, Steinberg B D. Reduction of sidelobe and speckle artifacts in microwave imaging: the CLEAN technique. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1988, 36(4): 543-556.
- [16] 何云涛, 江月松, 钟宇. CLEAN 算法在机载毫米波综合孔径成像中的应用. 电子与信息学报, 2007, 29(7): 1756-1760.
- [17] 林清源, 王彦平, 洪文. 一种基于 CLEAN 的 SAR 图像旁瓣抑制方法. 中国科学院研究生院学报, 2011, 28(3): 355-359.
- [18] 陈星, 杜雨泓. 一种基于匹配滤波的脉压新算法研究. 通信技术, 2013, 4(46):

133-138.

- [19] 赵树杰,赵建勋.信号检测与估计理论.北京:清华大学出版社,2005.
- [20] 孙亚东.雷达信号模糊函数理论研究与仿真.武汉:武汉理工大学工学硕士学位论文,2007.
- [21] 宋奇菊.雷达脉冲压缩处理高效算法与关键技术.成都:电子科技大学硕士学位论文,2008.
- [22] Bassem R.Mahafza 著,陈志杰,罗群,沈齐,主译.雷达系统分析与设计(MATLAB版)(第二版).北京:电子工业出版社,2008.
- [23] 鲍坤超,陶海红,廖桂生.基于多项式拟合的非线性调频波形设计.信号处理,2008,24(2):189-191.
- [24] 同济大学应用数学系.高等数学(第五版).北京:高等教育出版社,2001.
- [25] 丁玉美,高西全.数字信号处理(第二版).西安:西安电子科技大学出版社,2000.
- [26] Mark A.Richards 著,邢孟道,王彤,李真芳,等译.雷达信号处理基础.北京:电子工业出版社,2008.
- [27] 阮黎婷.非线性调频信号的波形设计与脉冲压缩.西安:西安电子科技大学硕士学位论文,2010.
- [28] Schwarz U J. Mathematical-statistical description of the iterative beam re-moving technique (method CLEAN). Astron. Astrophys, 1978,65(2): 345-356.
- [29] Busnel B G& J, Fish J Ed. Animal sonar system. Prenum Press, 1980.
- [30] R.Saini, M.Cherniakov. DTV signal ambiguity function analysis for radar application Cook. IEEE Proc.-Radar Sonar Naving, 2005:133-142.
- [31] S.D.Howard, A.R.Calderbank. Relationships Between Radar Ambiguity and Coding Theory. IEEE International Radar Conference, 2005:898-900.
- [32] M.Joao, D.Rendas. Ambiguity in Radar and Sonar. IEEE TRANCTIONS ON SIGNAL PROCESSING, 1998:294-305.
- [33] Nadav Levanon and Eli Mozeson. Radar Signals.A JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION, 2003.
- [34] 黄小红,邱兆坤,王伟.目标高速运动对宽带一维距离像的影响及补偿方法研究.信号处理,2002,18(6):487-490.
- [35] 陈立新.主动声呐宽带多卜勒敏感信号研究.哈尔滨:哈尔滨工程大学硕士学位论文,2005.
- [36] 徐益初,郝晓勤.S型非线性调频信号及其多普勒频率范围.现代雷达,2003,25(4): 33-35.
- [37] 吴大正,杨林耀,张永瑞.信号与线性系统分析(第三版).北京:高等教育出版社,1998.

- 
- [38] 吴顺君,梅晓春.雷达信号处理和数据处理技术.北京:电子工业出版社,2008.
- [39] 陈伯孝,等编著.现代雷达系统分析与设计.西安:西安电子科技大学出版社,2012.
- [40] 张静.脉冲压缩及其旁瓣抑制技术研究.西安:西安电子科技大学硕士学位论文,2005.
- [41] 邱丽原.线性调频信号脉冲压缩仿真与分析.电子科技,2011,24(7):117-119.
- [42] 侯民胜.PD 雷达信号模糊函数的计算.信息化研究,2009,35(2):22-25.
- [43] 冯维婷.目标运动对 LFM 脉冲压缩的影响分析.西安邮电学院学报,2010,15(5):57-61.
- [44] 魏广雷.相位编码信号脉压技术的研究与实现.南京:南京理工大学硕士学位论文,2012.
- [45] 鲍坤超.两类脉压信号的波形设计及其多普勒性能分析.西安:西安电子科技大学硕士论文,2007.
- [46] 陈霄恒.脉冲压缩雷达旁瓣匿影干扰技术研究.西安:西安电子科技大学硕士学位论文,2011.



## 攻读硕士期间发表的论文

- [1] 周旭广,苏涛,黄科,张鹏.基于 CLEAN 算法的 HFM 信号脉压研究.舰船电子对抗.  
(录用待刊)