

电子科技大学
UNIVERSITY OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA

硕士学位论文

MASTER DISSERTATION

(电子科技大学图标)

论文题目 低旁瓣脉冲压缩技术研究

学科专业 信号与信息处理

学号 201221020307

作者姓名 刘萍

指导教师 汪学刚 教授

分类号

密级

UDC 注 1

学 位 论 文

低旁瓣脉冲压缩技术研究

(题名和副题名)

刘萍

(作者姓名)

指导教师

汪学刚

教 授

电子科技大学

成 都

(姓名、职称、单位名称)

申请学位级别 硕士

学科专业 信号与信息处理

提交论文日期 2015.03

论文答辩日期 2015.05

学位授予单位和日期 电子科技大学

2015 年 6 月

答辩委员会主席

评阅人

注 1: 注明《国际十进分类法 UDC》的类号。

THE TECHNOLOGY RESEARCH OF LOW SIDELOBE PULSE COMPRESSION

A Master Thesis Submitted to
University of Electronic Science and Technology of China

Major: **Signal and Information Processing**
Author: **Liu Ping**
Advisor: **Prof. Wang Xuegang**
School: **School of Electronic Engineering**

独创性声明

本人声明所呈交的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。据我所知，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作了明确的说明并表示谢意。

作者签名：_____ 日期：____年__月__日

论文使用授权

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技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应遵守此规定）

作者签名：_____ 导师签名：_____

日期：____年__月__日

摘 要

在现代雷达系统中，由于脉冲压缩能够很好的解决雷达的探测距离和距离分辨力之间的矛盾，是以被广泛应用。而在进行脉压处理的过程中，信号波形的选择又对脉压结果产生至关重要的影响，因此，设计性能良好的波形信号非常必要。目前线性调频信号（LFM）、非线性调频信号（NLFM）以及相位编码信号是应用比较广泛的三种脉压信号。本文将主要对这三种信号进行介绍，并重点对 NLFM 信号的波形设计进行仿真研究。

相较于 LFM 信号，NLFM 信号由于不用加权就可以获得很低的主副瓣比，因此不存在信噪比损失和主瓣展宽等问题。但是在实际雷达应用中，比如某些新型天气雷达，由于地面能反射高达-55dB 的杂波，为了测量雨水强度，必须使输出的归一化旁瓣电平达到-60dB 以下，而直接对非线性调频信号进行匹配滤波，在合理选取窗函数和其他雷达参数的情况下，最终的主副瓣比也只能达到-40dB 左右，因此研究如何进一步降低信号的旁瓣电平很有实际意义。

本文重点对 NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩进行了深入研究，并给出了几种优化波形设计的方法；首先介绍了利用传统的相位逗留原理基于窗函数反求来设计波形，仿真结果表明，通过该方法设计的波形，对它进行脉冲压缩之后，其主副瓣比可以达到-42dB 左右；其次，仿真分析了另一种优化脉压性能的方法：基于谱修正技术，所谓的谱修正，就是使压缩输出更逼近理想的窗函数，通过对该方法进行仿真发现，谱修正技术可以一定程度的抑制信号的旁瓣电平；然后在此基础上，提出了另一种波形设计方法：基于连续非线性调频函数的非线性调频信号的设计，通过对其进行仿真可以发现，只要合理选取调频函数的参数以及窗函数，最终的旁瓣电平可以得到很好的抑制，但是由于有窗函数的加入，一定的信噪比损失和主瓣展宽是无法避免的；最后还介绍了一种基于幅度加权的非线性调频信号的波形设计方法，在允许一定的信噪比损失和主瓣展宽的前提下，该方法也可以很好的降低信号的副瓣电平。

关键词：脉冲压缩， NLFM 信号， 基于连续非线性调频函数的波形设计， 基于幅度加权函数的波形设计

ABSTRACT

In radar system, because pulse compression can solve the contradiction between radar's detection range and range resolution, so it is widely used. And in the process of pulse compression, the choosing of signal waveform is of great importance in the result of the compression. Therefore, it is necessary to research and design radar waveforms of good performance. Currently, chirp signal (LFM), non-linear FM signal (NLFM) and phase-coded signals are three widely used pulse compression signal. This thesis will describe these three signals and make focus on the simulation study of NLFM signal's waveform design.

Compared with LFM, the NLFM signal can get very low main sidelobe ratio without weighting, so there is no loss of SNR and the main lobe will not be widen. But in some actual radar application, such as some new type of weather radar, because the ground can reflect the level of clutter to -55dB, in order to measure the intensity of the rain, so the normalized sidelobe level must reaches below -60dB, but if you use NLFM to matched filtering directly, under reasonable selection of window function and many other parameters of radar case, the final main sidelobe ratio can only reach about -40dB. Therefore, how to further reduce the sidelobe level of the signal is very practical and significant.

This thesis makes a focus on the low sidelobe pulse compression of the non-linear FM signal and describes several methods to optimize waveform design. Firstly, describes a traditional method to design NLFM signal, which is use the stationally phase principle and based on the reverse window function, the results of the simulation show that using this method to design waveform, after pulse compression, the main sidelobe ratio can reach about -42dB; Secondly, simulate and analysis another method to optimize the waveform: based on spectral correction technique, the so-called spectrum amendment is to make the compressed output is more close to the ideal window function. through simulation we can find that this technique can suppress the sidelobe in a certain degree. And then, another waveform design method is proposed: based on the continuous non-linear FM function, it can be found by simulation that if you reasonable select the parameters of the FM function and window function, the final effect of pulse suppression is very good, but due to the introduction of the window function, the loss of

SNR and broaden of the main lobe is inevitable; Lastly, also introduces a waveform design method based on amplitude weighting, this method can also be good to reduce sidelobe level of the signal under certain SNR loss and broaden of the main lobe.

Keywords: Pulse compression, NLFM, waveform design based on continuous non-linear FM function, waveform design based on amplitude weighting function

目 录

第一章 绪论	1
1.1 研究工作的背景与意义	1
1.2 国内外研究历史与现状	3
1.3 本论文的结构安排	5
第二章 脉冲压缩原理	7
2.1 脉冲压缩基本理论	7
2.2 匹配滤波与低旁瓣脉冲压缩概述	8
2.2.1 匹配滤波基本理论	8
2.2.2 低旁瓣脉冲压缩的应用场景	10
2.3 脉冲压缩基本方法	10
2.3.1 时域卷积法	10
2.3.2 频域相乘法	11
2.4 本章小结	11
第三章 常规信号的脉冲压缩以及仿真分析	12
3.1 LFM 信号的基本特性以及脉冲压缩处理	12
3.1.1 LFM 信号的基本特性	12
3.1.2 LFM 信号的脉冲压缩处理	16
3.2 LFM 信号的距离旁瓣抑制方法以及仿真结果分析	18
3.2.1 频域加权对 LFM 脉压的影响	18
3.2.2 时域加权对 LFM 脉压的影响	20
3.2.3 收发两端同时加权对 LFM 脉压的影响	23
3.3 LFM 信号的性能分析	25
3.3.1 加权引起的信噪比损失	25
3.3.2 多普勒频率对 LFM 信号脉压的影响	28
3.4 几种常见的相位编码信号	29
3.4.1 巴克码信号简介	29
3.4.2 多相编码信号简介	30
3.4.2.1 基于步进制线性调频信号产生的多相码	30
3.4.2.2 基于线性调频信号产生的多相码	32
3.4.2.3 P3、P4 多相码的频谱特性	33

3.5 相位编码信号的脉冲压缩	34
3.5.1 巴克码的脉冲压缩	34
3.5.2 多相码的脉冲压缩	35
3.6 相位编码信号的旁瓣抑制方法以及仿真结果分析	37
3.6.1 巴克码的旁瓣抑制以及仿真	37
3.6.2 P3、P4 的旁瓣抑制以及仿真	39
3.6.2.1 经典窗函数法对旁瓣的影响	39
3.6.2.2 迭代加权最小二乘法对旁瓣的影响	42
3.7 相位编码信号的多普勒容限	46
3.7.1 对巴克码的影响以及仿真结果分析	47
3.7.2 对 P3、P4 码的影响以及仿真结果分析	47
3.8 本章小结	48
第四章 NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩以及仿真结果分析	49
4.1 相位逗留原理简介	49
4.1.1 基于相位逗留原理的 NLFM 信号的设计	53
4.1.2 基于相位逗留原理的 NLFM 的低旁瓣脉冲压缩	56
4.1.3 NLFM 信号的谱修正仿真	56
4.2 基于连续非线性调频函数的 NLFM 信号的设计	59
4.2.1 基于连续非线性调频函数的 NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩	60
4.2.2 多普勒频率的影响	62
4.3 基于窗函数加权的 NLFM 信号的波形设计	63
4.3.1 基于窗函数加权的 NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩	65
4.3.2 多普勒频率的影响	67
4.4 本章小结	67
第五章 全文总结与展望	69
5.1 全文总结	69
5.2 后续工作展望	69
致 谢	71
参考文献	72
攻读硕士学位期间取得的成果	75

第一章 绪 论

1.1 研究工作的背景与意义

随着国家发展水平的提高,电子行业的发展越来越快,以至于雷达在越来越多的领域得到了比以前广泛得多的应用。因此,人们也就对雷达的探测距离、距离分辨力等性能指标提出了越来越高的要求。由于雷达探测距离的远近和距离分辨力的大小是矛盾的两方面。因此,为了解决这两个因素对雷达的影响,雷达发射信号的选择以及对它的处理就起着至关重要的作用^[1-3]。

由雷达的理论知识可知,雷达发射机发射功率的大小和发射信号的脉冲宽度的乘积^[3]越大,则雷达的发射能量越大。而在雷达系统中,发射机的发射功率一般都是有限的,因此,为了增大发射机的发射能量,就只能依靠发射宽脉冲信号来获得。由于雷达检测目标的能力与发射能量成正比,能量越大,检测到目标的可能性越大,所以在提高发射能量的同时,能同时提高检测概率。在脉冲雷达的早期应用中,单载频矩形脉冲信号^[2]是应用较普遍的一种脉压信号,这种信号的最大特点就是时宽带宽积接近于1,在保证了探测距离的同时,又无法使距离分辨力满足雷达系统需求^[1],因此严重影响了它的推广和使用。

由于单载频矩形脉冲信号无法满足雷达的性能需求,通过研究发现,大时带积信号可以很好的解决雷达这两者之间的矛盾,因此,科研人员将研究方向转向大时带积信号,从而导致大时带积信号^[3]在脉冲压缩方面得到了广泛的应用。脉冲压缩的过程主要包括^[3]:在发射端,通过采用幅度或者相位调制^[2]的方式来对宽脉冲信号进行处理,从而可以得到大带宽的信号,从而使得大时宽带宽积得到保证。但是在实际过程中,由于幅度调制会导致发射信号的能量锐减,因此,一般都采用相位调制方式;而在接收端,则只需要使用一个压缩网络进行处理即可得到所需的窄脉冲,窄脉冲可以使雷达的距离分辨力得到充分保证。

由脉冲压缩的理论可知,雷达发射信号波形的选择将对脉冲压缩的结果产生直接影响。现在主要采用LFM信号、NLFM信号以及相位编码信号进行脉冲压缩^[4],本文将主要对这三种信号的脉冲压缩进行仿真结果分析,重点对NLFM信号的波形设计进行优化。

1945年,R.H.Dicke首次给出了LFM信号的定义。由于LFM信号具有简易表达式,非常易于进行脉冲压缩处理,因此它被广泛研究和应用。虽然LFM信号的脉冲压缩处理过程非常简单,但是它有一个致命的缺点,那就是匹配滤波之后的副瓣电平过高,主副瓣比只能达到-13.2dB,如此高的旁瓣电平在雷达多目标检测

中是很不利的，因为弱小目标的主信号很可能被强的旁瓣电平给覆盖，从而导致弱小目标的检测受影响，进而影响雷达的检测性能。因此进一步抑制信号旁瓣是很有必要的，现在主要采用时域或者频域加权技术来抑制信号旁瓣，加权虽然可以一定程度上降低信号的旁瓣电平，但是会影响信号性能，比如信噪比会有少量损失，主瓣会被一定程度展宽。不过 LFM 信号虽然具有高旁瓣，但它对多普勒频移不敏感^[5-6]，即使在回波信号中引入很大的多普勒频移，对它进行脉冲压缩还是可以得到很好的结果。

在 LFM 信号的概念被提出没多久，人们提出了另一种脉冲压缩信号：相位编码信号^[8]，其中二相编码信号是最先被研究和使用的。相位编码信号具有相位离散取值的特点，如果相位的取值只有 0 和 π 两个，则称这种信号为二相编码信号。二相编码信号虽然种类繁多，但是 Barker 码应用最普遍。通过仿真研究发现，对巴克码进行脉冲压缩之后，其主副瓣比等于码长 N ，因此，码长越长，则旁瓣抑制效果越好。但是，迄今为止，研究表明，巴克码的最大长度仅为 13，码长大于 13 的巴克码是不存在的，所以对巴克码进行脉冲压缩，最大也只能达到 -22.3dB 左右的主副瓣比，如此高的旁瓣还远远不能满足雷达系统的需要，并且该信号还是个多普勒敏感信号。由于 LFM 信号旁瓣抑制能力太差，而二相编码信号的多普勒容限又不好，因此，为了克服这两个缺陷，科研人员给出了多相码的定义。通过大量的研究发现，Frank 码、P1、P2、P3、P4 码都是多相码，其中 Frank 码和 P 相码是从 LFM 信号推导出来的，P3、P4 码是在 20 世纪 80 年代初，被 Lewis B.L. 等科研人员^[9]提出来的。该信号的突出优点在于：在没有加权网络的引入下，依然可以获得很低的主副瓣比，并且多普勒容限性能好，但是该信号的产生比线性调频信号难，并且处理起来不易，因此一定程度上限制了它的使用。

1959 年，Key、Fowle 和 Haggarty 给出了另一种脉压信号：NLFM 信号^[10]的概念。由于直接对 NLFM 信号进行脉压处理就可以获得很低的主副瓣电平，因此加权网络不再需要，也就不存在信噪比损失和主瓣展宽等问题。通过对 NLFM 信号的设计过程进行研究可以发现，之所以不需要加权网络，是因为在设计过程中，已经将加权网络的作用转移到了 NLFM 信号的发射和接收系统中，所以加权网络就不再需要，而只需要对发射信号的频谱形状进行一定的调整，同时匹配滤波器的传输函数也要随之改变，此时对该设计出来的 NLFM 信号进行脉压处理，就可以大大抑制信号的旁瓣电平。但是从 NLFM 信号的设计过程可以看出，由于它没有显式的表达式，所以设计过程非常复杂，一般都是基于相位逗留原理^[2]并利用窗函数反求法来实现，并且最终得到的还是一个通过插值拟合近似逼近的结果。所以给设计带来了一定的难度，同时 NLFM 信号还是多普勒敏感信号^[6]，所以一定程

度上影响了它的推广和使用。虽然它的设计过程复杂，但是它的的旁瓣抑制能力要比 LFM 信号好得多，因此受到国内外科研人员的广泛关注。

1.2 国内外研究历史与现状

虽然 NLFM 信号具有较低的主副瓣比，但是设计过程非常复杂，而这也正是科研人员一直不断研究的热点所在。为了求解信号的频谱系数，人们一般都从频域出发来设计信号。而在求解过程中，许多科研工作者进行了大量的优化算法的研究，Key 想从相位函数的设计出发，来得到频谱系数，从而得到最终的 NLFM 信号波形。但是研究结果证明，菲涅尔（Fresnel）波纹将会极大的影响小时带积信号，因此必须在雷达发射端发射大时带积信号。Fowle 跟 Key 的想法基本一致，也想通过直接求解信号的相位函数来设计非线性调频信号，但是他们在设计的过程中都没有考虑到设计出来的信号的实用性^[10]，因此，最终得到的信号波形无法满足雷达的性能要求。通过进一步研究发现，NLFM 信号脉压输出的频谱形状与某种窗函数的频谱形状非常相似，所以考虑将窗函数的频谱函数作为 NLFM 信号匹配脉压输出信号的频谱。Brandon 是第一次利用窗函数的频谱形状并将非线性调频信号设计出来的人，他通过利用将截断的高斯窗作为非线性调频信号脉压输出的频谱形状，然后在相位逗留原理的基础上，求出了信号的群时延，接着对群时延求反就可以得到信号的频率函数，由于相位跟频率函数是积分的关系，因此对频率函数进行积分就可以将相位函数的表达式求解出来，从而非线性调频信号的表达式^[11]可以确定。这就是所谓的利用相位逗留原理来设计 NLFM 信号的方法。1994 年，张良^[12]在相位逗留原理的基础上提出了另一种改进的设计 NLFM 信号的方法，他直接将频率函数近似成线性部分和一个无穷阶正弦部分的和，通过这种方法设计的 NLFM 信号，可以进一步的改善信号的旁瓣电平。然而在设计的过程中，最终波形性能的好坏受很多因素的影响，首先就是时宽带宽积，仿真结果表明，时带积越大，最终的脉压性能越好；此外，由于不同的窗函数具有不同的主瓣宽度和主副瓣比，因此窗函数的不同也对最终的脉压结果会产生很大的影响，会直接影响脉压输出的信号波形。虽然动态优选法^[13]和遗传算法^[14]可以对 NLFM 信号波形进行有效优化，并高效搜索出比较理想的波形参数，从而得到峰值旁瓣电平较低的 NLFM 信号波形，但是这种方法的运算量很大，在实际仿真过程中很耗时，因此不易形成快速算法。受到不同的窗函数有不同的性能启发，鉴福升^[15]提出了一种组合窗设计非线性调频信号波形的方法，主要过程是：选取两种或多种性能较好的窗函数，然后利用这些窗函数分别通过相位逗留法进行设计，最终得到多个对应的频率函数，然后再将这些对应的频率函数进行线性组合得到一个

新的调频函数，然后再对这个新的调频函数进行积分，就可以得到相位函数，从而非线性调频信号的表达式可以得到确定。由于不同的窗函数具有不同的性能，通过这种方法可以综合这几种窗函数的特性，从而最终设计出来的信号波形将会比只用一个窗函数的性能更优。阮黎婷^[16]受到鉴福升^[15]这种组合窗设计非线性调频信号的启发，进而提出了一种原理相似但实际设计过程又有点不同的算法，主要设计思路为：将各种不同窗函数的频谱函数的线性组合直接作为最终 NLFM 信号脉压输出的频谱，然后再利用相位逗留原理基于窗函数反求法来设计，该方法也可以有效的降低信号的旁瓣电平，最终得到一个性能比较好的信号波形。但是在组合窗法设计的过程中，需要进行大量的参数调节过程，也就是说，为了得到最优的波形，必须进行大量的仿真实验，从而对各种参数进行一系列的调整。所以说，NLFM 信号的波形设计非常复杂，而通过一系列复杂步骤设计出来的还是一个近似的结果，所以如果能够对这个近似结果进行优化的话，最终应该能得到较好的脉冲压缩性能。

在 NLFM 信号中，一般直接对它进行脉冲压缩就可以得到较低的主副瓣比，但是该结果受很多因素的影响，比如时带积和采样率，并且在某些特殊应用下，直接对非线性调频信号进行脉冲压缩得到的主副瓣比还是满足不了雷达的需求，因此研究其他方法进一步降低信号的旁瓣就显得很有必要。特别是在某些测量天气的雷达系统中，由于地面能反射高达 -55dB 的杂波，为了测量降水量的多少，就必须使归一化的旁瓣电平达到 -60dB 以下^[17]，而利用传统方法设计出来的非线性调频信号，直接匹配滤波之后得到的主副瓣比最大也只能达到 -42dB 左右，因此远远不能满足雷达系统的需要。2002 年，在杨斌、武剑辉^[18]的文章中介绍了一种谱修正的思想，所谓谱修正就是使脉压输出进一步逼近理想的窗函数，从而降低信号的旁瓣电平。谱修正的设计思路就是先让信号进行一次脉冲压缩，然后将这个脉压输出信号再通过一个谱修正滤波器的处理，使它的输出也为一个理想的窗函数，从而可以将谱修正滤波器设计出来，通过这种方法进行修正之后，可以一定程度降低信号旁瓣电平。但是这种方法在设计滤波器上包含一定的近似计算，因此最终的输出肯定达不到预期的窗函数形状，因而最终的脉压输出必定与理想情况存在一定差距。阮黎婷、张志强等^[19]在她的文章中充分利用了这种思路，并在此基础上进行了改进，设计了一种改进的谱修正滤波器。在她的文章中，她将 NLFM 信号的设计和谱修正滤波器的设计分开，即：波形设计使用一种窗函数，谱修正滤波器的设计使用另外一种不同的窗函数，这样可以综合两种窗函数的优缺点，因而最终的效果更好。尹彩玲，罗丰^[20]则介绍了另一种思路差不多的谱修正滤波器的设计方法。通过研究发现，要想进一步降低信号旁瓣电平，主要要在波形和匹

配滤波器的优化上面下功夫，不过正是因为其设计过程比较复杂，实际的运算量又比较大，因此这方面的研究成果不太多见。

本文通过深入研究 NLFM 信号的波形特点，首先介绍了一种基本的利用相位逗留原理设计信号波形的方法，然后通过谱修正的方式对波形进行了进一步的优化；由于谱修正之后的主副瓣比对于某些雷达来说还是太高，2004 年，E.De Witte 和 H.D.Griffiths^[21]提出了一种改进的设计 NLFM 信号的方法，该方法直接从调频函数的设计出发来设计信号波形。本文在 E.De Witte 和 H.D.Griffiths 的启发下，同时参考尹红刚^[22]的博士论文中关于 NLFM 信号的设计部分的撰写，提出了一种基于连续非线性调频函数设计 NLFM 信号的方法，大量仿真结果表明，利用该方法设计的波形可以有效抑制信号旁瓣，不过由于引进了窗函数，最终的信噪比会有一定程度的损失，但是通过在信噪比损失、主瓣展宽以及主副瓣比这三者之间进行折中的话，最终的脉压结果还是具有一定的参考意义的；1999 年，T.Collins 和 P.Atkins^[23]介绍了另一种设计信号波形的方法：基于幅度加权。该方法设计的前提在于此时的非线性调频信号的幅度函数不再是矩形，而是通过一系列步骤设计出来的一个与矩形无限接近的窗函数。本文在此基础上，通过参考该篇文献以及结合相位逗留原理，给出了一种基于幅度加权的 NLFM 信号的波形设计方法，该方法的难点在于如何设计一个与矩形窗逼近的窗函数，因为如果直接对信号利用理想窗函数进行加权的话，雷达的发射能量将严重受损。仿真结果表明，通过该方法设计的信号波形，可以获得很低的主副瓣比，因而可以很好的满足雷达系统的需求。由于最终设计的窗函数形状不可能与矩形窗完全吻合，所以不可避免的导致了一定的信噪比损失和主瓣展宽，但是要想获得低旁瓣的同时其他参数又不受影响，还是有一定的难度，还需要不断进行其他方面的研究。

1.3 本论文的结构安排

本文主要分为两大部分，第一部分主要介绍了两种常规信号的脉冲压缩和一些基本的旁瓣抑制方法，第二部分重点介绍了 NLFM 信号的波形设计以及对波形设计和匹配滤波器的算法进行优化，从而得到各方面满足雷达性能的低旁瓣脉冲压缩。

本文的主要内容共分为五章，各章节的内容如下：

第一章：绪论

主要介绍了低旁瓣脉压的研究背景以及意义，然后介绍了 NLFM 信号的国内外研究现状，最后对本文的安排进行简单阐述。

第二章：脉冲压缩原理

本章主要介绍了一些脉冲压缩和匹配滤波器方面的基本理论，然后介绍了低旁瓣脉冲压缩的应用场景，最后介绍了两种实现脉冲压缩的方法：时域卷积和频域相乘法。

第三章：常规信号的脉冲压缩以及仿真分析

本章主要对 **LFM** 信号和相位编码信号进行介绍。在 **LFM** 信号中，将对时域加权、频域加权以及收发两端同时加权的方法进行仿真。接着介绍了几种常用的相位编码信号，主要介绍了巴克码以及几种多相码的脉冲压缩，并对它们进行了仿真。在多相码中，重点对 **P3**、**P4** 码进行了仿真研究。

第四章：NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩以及仿真结果分析

本章主要介绍了几种设计 **NLFM** 信号波形的方法，首先介绍了传统的利用相位逗留原理设计信号波形的方法；接着给出了两种改进的设计信号波形的方法：基于连续非线性调频函数以及基于幅度加权来设计，并且对这两种方法进行了仿真验证。这两种改进的波形设计方法都可以很好的降低信号的旁瓣电平，但是由于窗函数的引入，带来了一定的雷达性能损失。

第五章：全文总结与展望

本章主要就是对本文进行总结，同时辩证的指出了在进行研究过程中的不足之处。

第二章 脉冲压缩原理

由于单载频矩形脉冲信号无法满足大时宽和大带宽的要求，因此，为了解决雷达的作用距离和距离分辨力之间的冲突，脉冲压缩技术在雷达中被普遍采用。

本章第一节主要对脉冲压缩的基本理论进行介绍；第二节简要介绍了匹配滤波理论以及低旁瓣脉冲压缩的应用场景；第三节主要介绍了两种基本的脉冲压缩方法：时域卷积法和频域相乘法。

2.1 脉冲压缩基本理论

所谓脉冲压缩，就是为了保证雷达的探测距离，在雷达发射端发射宽脉冲的信号，而在接收端引入一个压缩网络，从而可以得到窄脉冲，从而使得距离分辨力不受到影响^[3]。

在脉冲压缩系统中，为了在宽脉冲的情况下，增大发射信号的带宽，一般采用相位调制的方法。现在应用广泛的脉压信号大都采用该方法。

由雷达理论^[1]可知，系统的距离分辨力满足如下表达式：

$$\delta_r = \frac{c\tau_0}{2} \quad (2-1)$$

其中， c 为电磁波传播速度， τ_0 为压缩后信号的等效时宽，并且满足：

$$\tau_0 = 1/B \quad (2-2)$$

其中， B 为信号带宽， $B \gg 1/T$ ， T 为发射信号的脉冲宽度。而没有压缩之前的距离分辨力为：

$$\delta_r' = \frac{cT}{2} \quad (2-3)$$

从上述两式的对比可以看出，通过在接收端引入一个压缩网络之后，可将原先脉冲宽度为 T 的信号压缩成脉冲宽度为 τ_0 的窄脉冲，从而在使距离分辨力不受影响的同时又可以使发射信号的能量得到保证。我们将脉冲压缩比定义为 T 与 τ_0 的比值，用公式表示为：

$$D = T / \tau_0 \quad (2-4)$$

由于 τ_0 与信号带宽具有如下所示的关系：

$$\tau_0 = 1/B \quad (2-5)$$

所以脉冲压缩比又可以写成：

$$D = BT \quad (2-6)$$

从 2-6 可以看出，脉冲压缩比等于时宽和带宽的乘积。图 2-1 为脉冲压缩的原理框图。

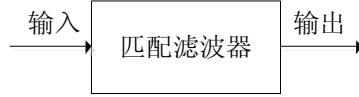


图 2-1 脉冲压缩原理框图

图 2-1 中的匹配滤波器就是所谓的压缩网络。但是，在进行脉压处理之前，信号必须满足两个基本的条件^[2]：

首先，必须提供大的时宽带宽积。

其次，在接收机中必须有一个压缩网络。

但是，由于压缩之后的信号旁瓣电平过高，这会严重影响雷达的检测性能，因此，进一步研究旁瓣抑制技术是很有必要的。

2.2 匹配滤波与低旁瓣脉冲压缩概述

2.2.1 匹配滤波基本理论

匹配滤波器是一种使输出信号的信噪比取得最大值的最佳线性滤波器^[2,3]。所谓信噪比就是输出信号功率与噪声平均功率的比值。其基本的原理框图如图 2-2 所示。

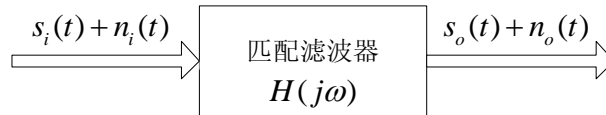


图 2-2 匹配滤波原理框图

从图 2-2 可知， $s_i(t) + n_i(t)$ 表示输入信号，其中 $n_i(t)$ 为零均值的平稳高斯白噪声，其自相关函数为 $R_n(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$ ，功率谱密度为 $\frac{N_0}{2}$ ； $H(j\omega)$ 为匹配滤波器的频域表达式， $h(t)$ 为对应的时域表达式； $s_i(t)$ 为确知信号，其频谱为：

$$S_i(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2-7)$$

信号能量为：

$$E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(j\omega)|^2 d\omega \quad (2-8)$$

由线性时不变系统的知识可知，信号 $S_o(j\omega)$ 会满足：

$$S_o(j\omega) = S_i(j\omega) \cdot H(j\omega) \quad (2-9)$$

所以 $s_o(t)$ 应该满足：

$$s_o(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(j\omega) \cdot H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2-10)$$

此时输出信号在某点 t_0 的瞬时功率为：

$$|s_o(t_0)|^2 = \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_i(j\omega) \cdot H(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2 \quad (2-11)$$

输出噪声 $n_o(t)$ 的平均功率为：

$$n_o^2(t) = \frac{N_0}{2} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \right] \quad (2-12)$$

则在 t_0 时刻，信噪比（ SNR ）为：

$$SNR = \frac{|s_o(t_0)|^2}{n_o^2(t)} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot S_i(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\frac{N_0}{2} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \right]} \quad (2-13)$$

由许瓦兹不等式可知，上式可以简化为：

$$\begin{aligned} SNR &= \frac{|s_o(t_0)|^2}{n_o^2(t)} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) \cdot S_i(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right|^2}{\frac{N_0}{2} \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega \right]} \\ &\leq \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(j\omega) e^{j\omega t_0}|^2 d\omega \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega} \\ &\leq \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_i(j\omega)|^2 d\omega}{\frac{N_0}{2}} = \frac{E_i}{\frac{N_0}{2}} = \frac{2E_i}{N_0} \end{aligned} \quad (2-14)$$

在式 2-14 中，等号成立的条件为：

$$H(j\omega) = k \cdot S_i^*(j\omega) e^{-j\omega t_0} \quad (2-15)$$

如果信号为实信号，则满足：

$$S_i^*(j\omega) = S_i(-j\omega) \quad (2-16)$$

利用 2-16 对 2-15 进行化简，可以得到：

$$h(t) = k \cdot s^*(t_0 - t) \quad (2-17)$$

其中, $k=1$, 因此, $h(t)$ 与输入信号 $s(t)$ 之间的关系可以得到确定。

2.2.2 低旁瓣脉冲压缩的应用场景

在现代雷达中, LFM 信号、NLFM 信号以及相位编码信号被广泛应用。LFM 信号虽然处理简单, 但是脉压之后, 信号的旁瓣电平过高, 根本无法满足雷达的需要, 而采用加权技术虽然可以降低信号旁瓣, 但这是通过信噪比损失和主瓣展宽为代价换取来的; 由于直接对 NLFM 信号进行脉冲压缩就可以得到较好的旁瓣抑制性能, 因此一段时间以来得到了广泛研究和关注; 但是在某些特殊的雷达中, 由于地面可以反射高达 -55dB 的杂波旁瓣, 因此为了得到降雨量的多少, 就必须要求归一化旁瓣电平必须降到 -60 以下, 而直接利用 NLFM 信号来进行脉冲压缩虽然可以获得 -41dB 左右的主副瓣比, 但是还是无法满足星载降水雷达或是新型多普勒天气雷达^[17,22,24-25]的需要, 基于这个现实, 本文将着重对 NLFM 信号进行研究, 以期找到一种新的波形设计方法, 可以在信噪比损失和主瓣展宽可接受的范围内, 将旁瓣进一步抑制, 从而满足某些特殊雷达的需要。

2.3 脉冲压缩基本方法

现在主要采用时域卷积法和频域相乘法^[4,6-7]来进行脉压处理。本节将对其进行介绍。

2.3.1 时域卷积法

时域脉冲压缩的过程可以描述为: 首先将发射信号 $s(t)$ 通过一个匹配滤波器, 匹配滤波器的传输函数为 $h(t)$, 然后将 $s(t)$ 与 $h(t)$ 进行卷积, 此时得到的就是脉冲压缩之后的信号 $y(t)$, 用原理框图可以表示为:

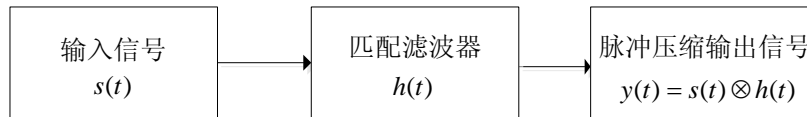


图 2-3 时域脉压原理框图

用数字方法实现时, 首先必须对输入信号进行离散采样, 得到输入离散信号 $s(n)$, 然后对匹配滤波器的传输函数 $h(t)$ 进行离散采样, 得到 $h(n)$, 因此, 匹配脉压的输出 $y(n)$ 就是输入信号 $s(n)$ 与匹配滤波器 $h(n)$ 的卷积, 即:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} s(m)h(n-m) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)s(n-m) \quad (2-18)$$

其中， N 为采样点数。

2.3.2 频域相乘法

由于时域卷积与频域相乘是一对傅里叶变换对。因此，由时域卷积法就可以得到相应的频域相乘法。假设输入信号 $s(t)$ 的频域表达式为 $S(f)$ ，匹配滤波器的传输函数 $h(t)$ 的频域表达式为 $H(f)$ ，则脉冲压缩的输出信号 $y(t)$ 就会等于将 $S(f)$ 与 $H(f)$ 进行相乘之后再进行傅里叶逆变换，用公式表示为：

$$y(t) = \text{IFFT}(S(f) \cdot H(f)) \quad (2-19)$$

其中， IFFT 为反傅里叶变换。

由匹配滤波理论可知， $h(t)$ 与输入信号 $s(t)$ 满足：

$$h(t) = s^*(t_0 - t) \quad (2-20)$$

其中， t_0 表示信号的时延，一般情况下，为了简化计算，取 $t_0 = 0$ ，所以上式可以简化为：

$$h(t) = s^*(-t) \quad (2-21)$$

其对应的频域表达式为：

$$H(f) = S^*(f) \quad (2-22)$$

因此，式 2-19 可以改写为：

$$y(t) = \text{IFFT}(S(f) \cdot H(f)) = \text{IFFT}(|S(f)|^2) \quad (2-23)$$

图 2-4 给出了频域脉冲压缩实现的原理框图。

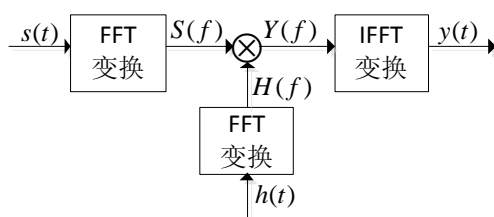


图 2-4 频域脉压原理框图

2.4 本章小结

本章首先介绍了一些基本的脉压理论；然后对匹配滤波器的传输函数进行了推导；接着阐述了研究低旁瓣脉冲压缩的重要和迫切；最后对时域卷积和频域相乘这两种脉压方法进行了简单介绍。

第三章 常规信号的脉冲压缩以及仿真分析

在脉冲压缩系统中，主要使用 LFM 信号和相位编码信号来进行处理。LFM 信号脉压过程较简单，并且具有多普勒频移不敏感的优点；相位编码信号的相位离散取值，并且取值的多少跟具体的码型有关，它虽然旁瓣抑制效果不错，但多普勒容限太差，一旦在回波信号中引入非常少量的多普勒频率，都有可能导致最终的脉压结果失效。

本章主要对 LFM 信号和相位编码信号的脉冲压缩进行介绍，并对仿真结果进行分析研究；第一节介绍 LFM 信号的基本特性以及脉压处理；第二节仿真分析了 LFM 信号的旁瓣抑制方法；第三节对一些影响 LFM 信号脉压效果的因素进行分析；第四节对现在应用比较广泛的几种相位编码信号进行介绍；第五节仿真分析了相位编码信号的脉压；第六节介绍并仿真了一些基本的相位编码信号的旁瓣抑制方法；第七节仿真分析了相位编码信号的多普勒容限。

3.1 LFM 信号的基本特性以及脉冲压缩处理

线性调频信号也被称为 Chirp 信号^[2]。LFM 信号由于具有简单的数学表达式，因此产生较容易，而且还对多普勒频移不敏感，这也是它被广泛研究并使用的一个重要原因之一。

但是线性调频信号有一个很大的缺点，直接对它进行匹配滤波之后，输出信号的旁瓣过高，主副瓣比只能达到-13.2dB，如此高的旁瓣，根本无法满足雷达的需要。为了降低信号旁瓣，现在一般采用时域或频域加权技术，也就是在匹配滤波器之后再级联一个加权网络。加权可以一定程度的降低信号的旁瓣电平，通过合理选取窗函数，可以使旁瓣降到-40dB 以下，但是旁瓣的降低是以信噪比损失和主瓣展宽为代价换取来的。所以，在实际应用中，必须通过合理选取窗函数，并在信噪比损失、主瓣展宽以及旁瓣抑制能力之间进行折中^[7,26]。

本小节主要对 LFM 信号的脉压特性进行一个简单介绍。

3.1.1 LFM 信号的基本特性

由于 LFM 信号的频率函数与时间是线性关系，即满足：

$$\frac{df(t)}{dt} = k \quad (3-1)$$

其中， $f(t)$ 为信号瞬时频率， k 为调频斜率，由相位函数与频率函数的关系可

知，相位函数满足：

$$\theta(t) = 2\pi \int_0^t f(t) dt = 2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2) \quad (3-2)$$

因此，LFM信号可以表示为：

$$s(t) = u(t) \exp(j\theta(t)) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j2\pi(f_0 + \frac{1}{2} k t)t) \quad (3-3)$$

在上式中， T 为信号脉冲宽度， B 为信号带宽， f_0 表示信号中心频率， $k = B/T$ 为信号调制频率， $\text{rect}(\frac{t}{T})$ 为矩形窗函数，其定义为：

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-4)$$

在实际仿真过程中，一般都假设信号是基带信号，即中心频率 $f_0 = 0$ ，所以上述关于 LFM 信号的数学表达式可以简写为：

$$s(t) = \begin{cases} e^{j\pi k t^2} & -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-5)$$

其中，根据 k 的取值是大于零还是小于零，可以将 LFM 信号分为频率递增和频率递减两种模型^[2]，它们的原理是相似的，其波形图如图 3-1 所示。

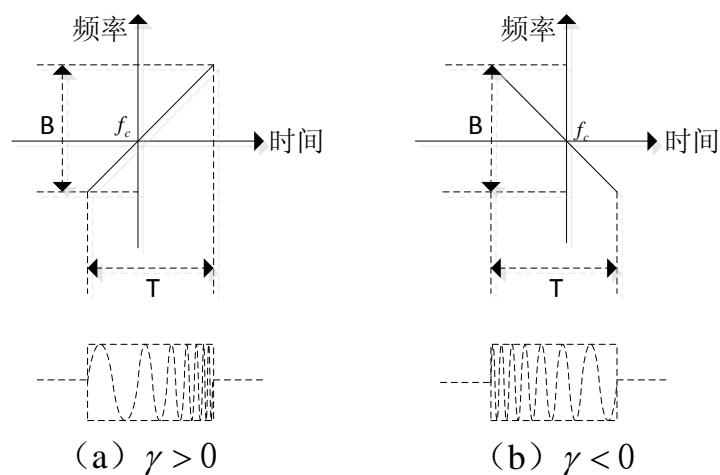
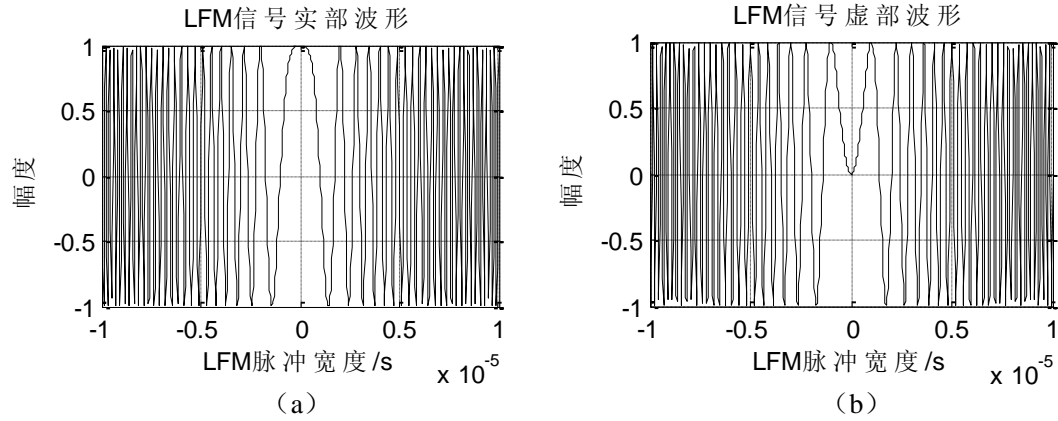


图 3-1 典型 LFM 信号示意图

假设仿真条件为： $T = 20\mu s$ ， $B = 10\text{MHz}$ ，则 LFM 信号的实部、虚部波形如图 3-2 所示。


 图 3-2 *LFM* 信号的实部、虚部波形图

(a) 实部波形图; (b) 虚部波形图

通过对 $s(t)$ 进行傅里叶变换, 可以得到频域表达式:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j\pi kt^2} e^{-j2\pi ft} dt = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{-\frac{j\pi f^2}{k}} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j\pi k(t - \frac{f}{k})^2} dt \quad (3-6)$$

利用菲涅尔积分可以对上式进行化简求解。为了化简为菲涅尔积分的形式, 必须做变量代换, 令 $t - \frac{f}{k} = u$, $\pi k u^2 = \frac{\pi}{2} y^2$, 则 $y = \sqrt{2k}(t - \frac{f}{k})$, $du = \frac{1}{\sqrt{2k}} dy$, 此时将 y 作为积分变量, 上式可以改写为:

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{2kT}} e^{-\frac{j\pi f^2}{k}} \int_{-\sqrt{2k}(\frac{T}{2} - \frac{f}{k})}^{\sqrt{2k}(\frac{T}{2} - \frac{f}{k})} e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy \quad (3-7)$$

由菲涅尔积分公式可知:

$$c(u) = \int_0^u \cos(\frac{\pi}{2} x^2) dx \quad (3-8)$$

$$s(u) = \int_0^u \sin(\frac{\pi}{2} x^2) dx$$

在上式中, 令:

$$\begin{aligned} u_1 &= \sqrt{2k}(\frac{T}{2} - \frac{f}{k}) \\ u_2 &= \sqrt{2k}(\frac{T}{2} + \frac{f}{k}) \end{aligned} \quad (3-9)$$

所以, $S(f)$ 可以简化为:

$$\begin{aligned}
 S(f) &= \frac{1}{\sqrt{2kT}} e^{-j\frac{\pi f^2}{k}} \int_{-u_2}^{u_1} e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2kT}} e^{-j\frac{\pi f^2}{k}} \left[\int_{-u_2}^0 e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy + \int_0^{u_1} e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy \right] \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2kT}} e^{-j\frac{\pi f^2}{k}} \left[\int_0^{u_2} e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy + \int_0^{u_1} e^{j\frac{\pi y^2}{2}} dy \right] \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2kT}} e^{-j\frac{\pi f^2}{k}} \{ [c(u_1) + c(u_2)] + j[s(u_1) + s(u_2)] \}
 \end{aligned} \tag{3-10}$$

$S(f)$ 可以进一步改写为：

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{2kT}} \{ [c(u_1) + c(u_2)]^2 + [s(u_1) + s(u_2)]^2 \}^{1/2} e^{j[-\frac{\pi f^2}{k} + \arctan(\frac{s(u_1) + s(u_2)}{c(u_1) + c(u_2)})]} \tag{3-11}$$

由 $S(f)$ 可以看出，信号的幅度谱和相位谱为：

$$\begin{aligned}
 |S(f)| &= \frac{1}{\sqrt{2kT}} \{ [c(u_1) + c(u_2)]^2 + [s(u_1) + s(u_2)]^2 \}^{1/2} \\
 \theta(f) &= -\frac{\pi}{k} f^2 + \arctan\left[\frac{s(u_1) + s(u_2)}{c(u_1) + c(u_2)}\right]
 \end{aligned} \tag{3-12}$$

又由于有 $\lim_{u \rightarrow \pm\infty} c(u) = \lim_{u \rightarrow \pm\infty} s(u) = \pm 0.5$ ，所以可以对信号的幅度谱和相位谱进一步化简：

$$\begin{aligned}
 |S(f)| &\approx \frac{1}{\sqrt{kT}} = \frac{1}{\sqrt{B}} \\
 \theta(f) &\approx -\frac{\pi}{k} f^2 \pm \frac{\pi}{4}
 \end{aligned} \tag{3-13}$$

假设仿真条件为： $T = 20\mu s$ ， $B = 10MHz$ ， $f_s = 4B$ ，则信号幅度谱和相位谱波形如下所示。

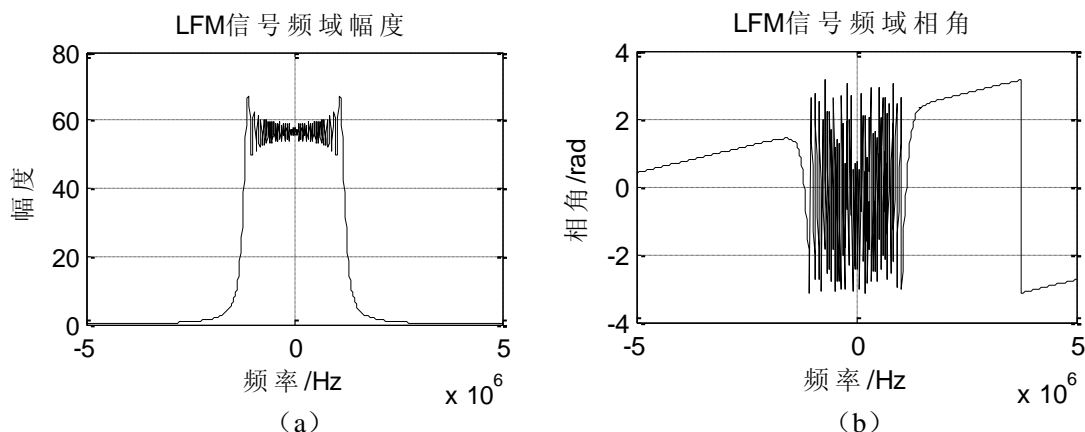


图 3-3 LFM 信号的幅度谱和相位谱

(a) LFM 信号幅度谱; (b) LFM 信号相位谱

从图 3-3(a)可以看出, LFM 信号的频谱非常类似于矩形, 并且随着时带积的增大, 逼近程度越明显。

3.1.2 LFM 信号的脉冲压缩处理

图 3-4 表示 LFM 信号的脉压处理过程^[2], 其中, 图 3-4(a)表示输入信号包络示意图; 图 3-4(b)表示输入信号的频率与时间的变化关系, 该图表明它们之间具有线性的关系, 频率从 f_1 到 f_2 线性增长, 并且调制带宽 $B = f_2 - f_1$, 调制斜率 $k = B / \tau$; 图 3-4(c)表示匹配滤波器的延时频率特性, 从该图可以看出, 它的斜率为负, 与信号的调频曲线的斜率刚好相反, 并且频率越大, 延时越短, 频率越小, 延时越长, 由于延时的不同, 所以虽然频率分量不是同时进入的, 但是可以保证同时在压缩网络进行输出, 其输出端的包络形状如图 3-4(d)所示; 图 3-4(e)为 LFM 信号的压缩包络示意图, 从图中可以看出, 压缩网络将一个宽脉冲信号压缩成了一个窄脉冲。

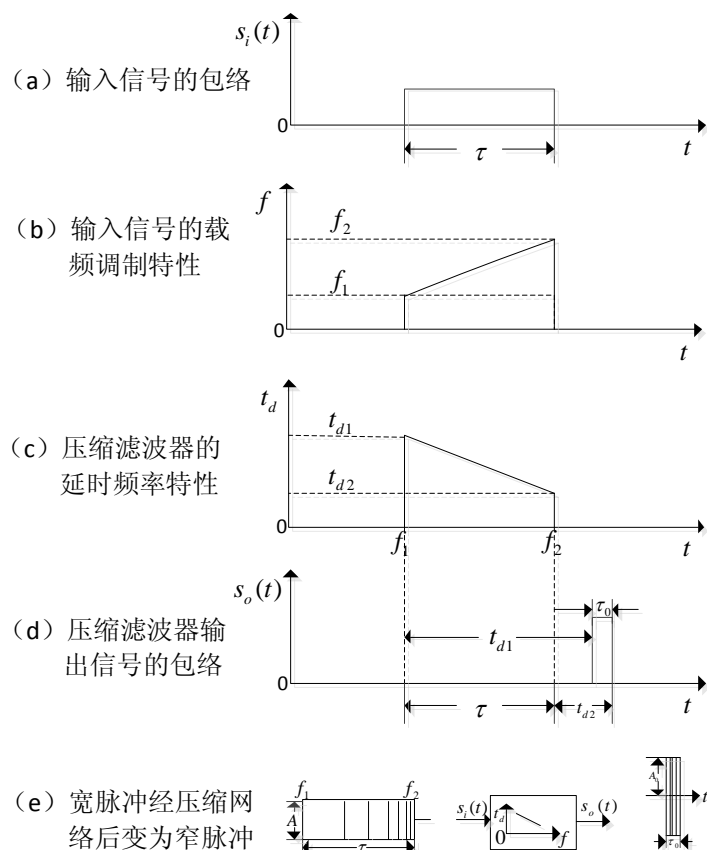


图 3-4 LFM 信号脉压基本框图

其简易的原理框图如图 3-5 所示。

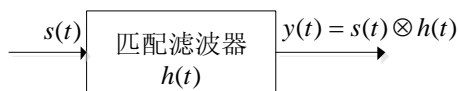


图 3-5 LFM 信号脉冲压缩原理框图

在图 3-5 中, $s(t)$ 为雷达发射信号, $h(t)$ 表示匹配滤波器的传输函数, $y(t)$ 则表示匹配滤波之后的输出信号, 其中符号 \otimes 表示对信号求卷积。

由匹配滤波器理论可知, $h(t) = K \cdot s^*(-t)$, 其中 K 表示增益常数, 一般都假设 $K=1$, 则 $h(t)$ 具有如下所示的表达式:

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j2\pi f_0 t - j\pi k t^2) \quad (3-14)$$

则脉压输出就是将 $s(t)$ 与 $h(t)$ 进行卷积的结果, 即:

$$y(t) = s(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (3-15)$$

则在仿真条件为: $T = 20\mu s$, $B = 10\text{MHz}$, $f_s = 4B$ 的情况下, LFM 信号脉

冲压缩的仿真图如下所示。

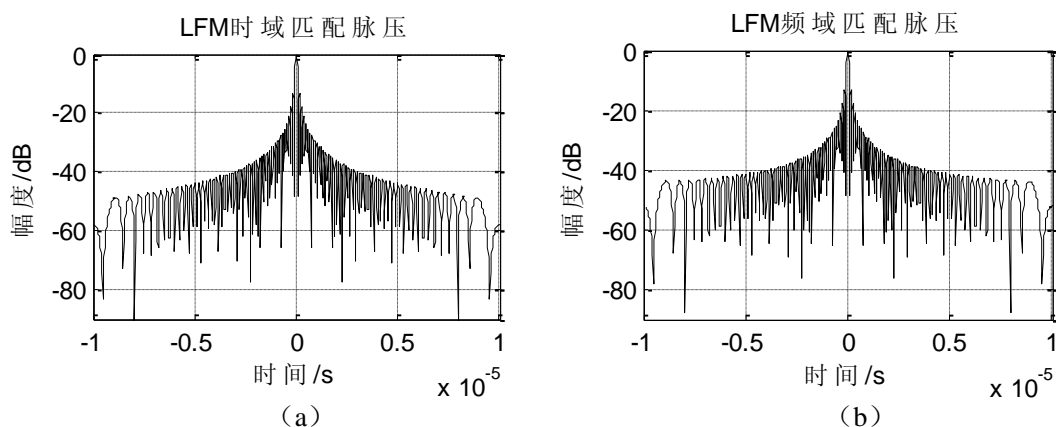


图 3-6 LFM 信号的时频域脉压结果对比图

(a) LFM 时域脉压; (b) LFM 频域脉压

图 3-6(a)为 LFM 信号的时域脉压结果, 图 3-6(b)表示 LFM 信号的频域脉压结果。通过对比可以看出, LFM 信号时频域脉压结果相差不大, 最终都只能达到 -13.2dB 的主副瓣比, 因此使用其他方法降低旁瓣很有必要。

3.2 LFM 信号的距离旁瓣抑制方法以及仿真结果分析

由于 LFM 信号的旁瓣电平过高, 不利于雷达目标的检测, 所以必须采取措施降低信号旁瓣。现在普遍采用时域或者频域加权技术来抑制信号旁瓣。

3.2.1 频域加权对 LFM 脉压的影响

在雷达中, 一般都采用在接收端进行幅度加权的方法来抑制旁瓣, 其实现的原理框图如图 3-7 所示。

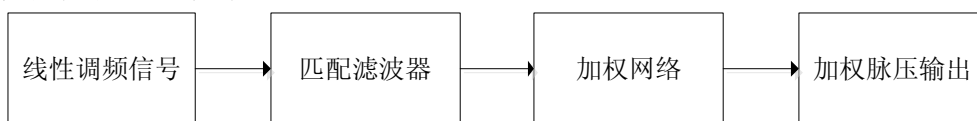


图 3-7 LFM 信号频域加权原理框图

加权网络的引入, 使得信号的旁瓣电平可以得到一定程度的抑制, 但是这也导致了一定的负面影响, 使得输出信号的主瓣展宽, 信噪比损失。这也就相当于用信噪比损失和主瓣展宽来换取信号旁瓣的下降, 所以在实际的应用过程中, 必须合理选择加权函数。加权函数一般都选择 Hamming 窗或 Blackman 窗。由于每个函数具有的第一旁瓣电平和主瓣宽度不一样, 所以大量的仿真实验必不可少。

假设 $S(f)$ 为信号频域表达式, $H(f)$ 对应匹配滤波器的传输函数 $h(t)$ 的傅里叶

变换， $W(f)$ 表示加权函数的频域表达式，则经过频域加权之后信号输出为：

$$Y(f) = S(f) \cdot H(f) \cdot W(f) \quad (3-16)$$

再对 $Y(f)$ 进行 $IFFT$ ，则脉压输出为：

$$y(t) = IFFT[Y(f)] \quad (3-17)$$

假设仿真条件为：脉冲宽度 $T = 20\mu s$ ，信号带宽 $B = 10MHz$ ，采样率 $f_s = 4B$ ，如果加权函数分别为 Hamming 窗、Blackman 窗以及 Hanning 窗，则仿真结果分别如图 3-8、3-9、3-10 所示。

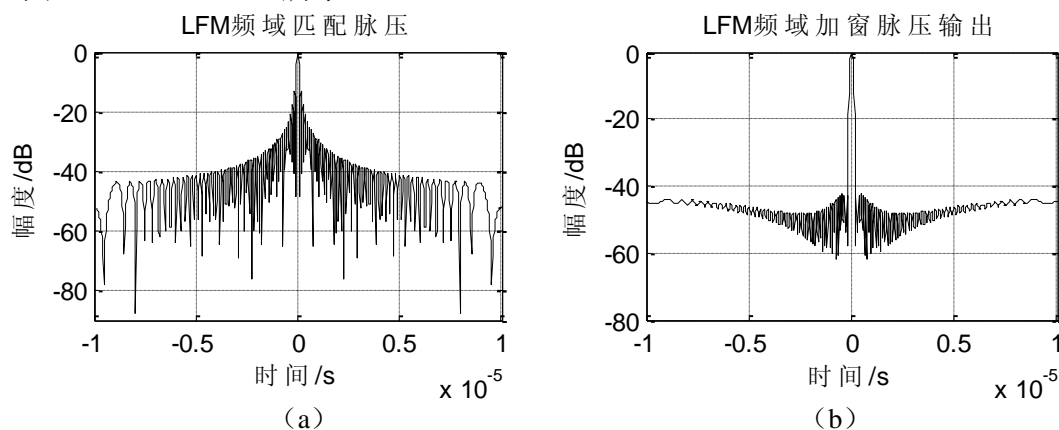


图 3-8 Hamming 窗频域加权前后仿真结果对比

(a) Hamming 窗加权前；(b) Hamming 窗加权后

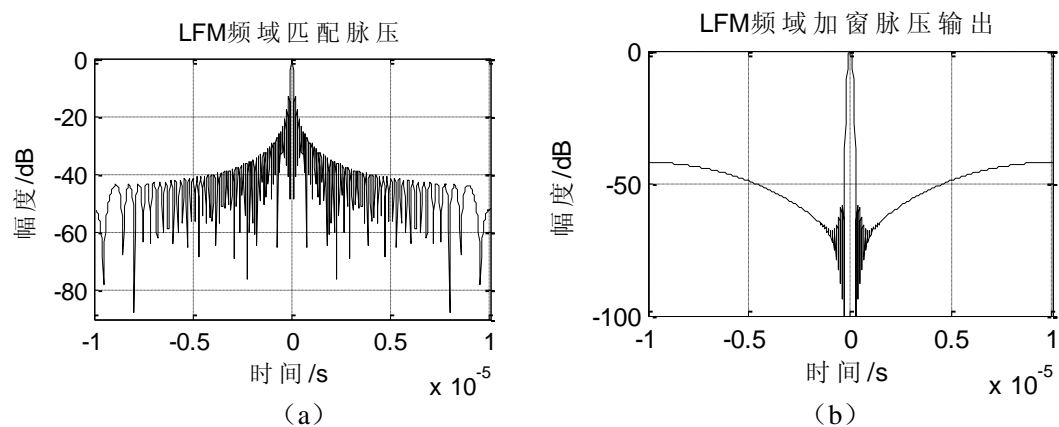


图 3-9 Blackman 窗频域加权前后仿真结果对比

(a) Blackman 窗加权前；(b) Blackman 窗加权后

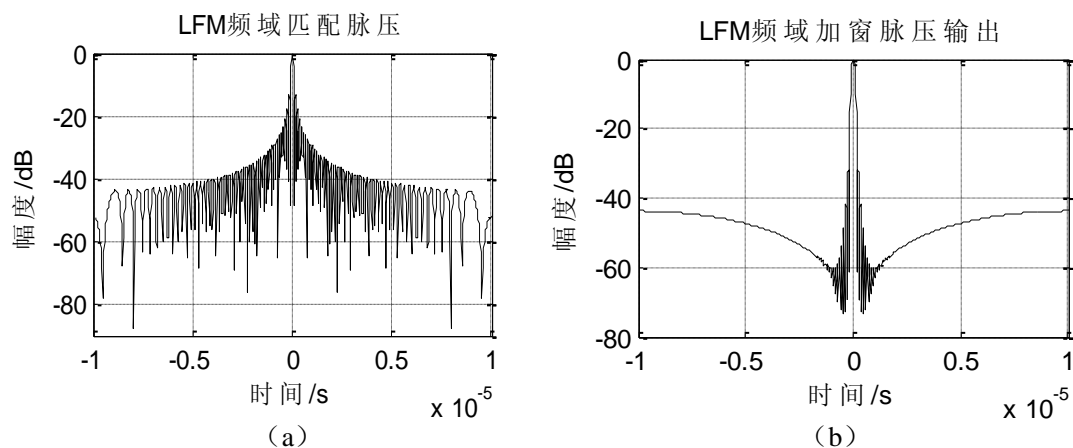


图 3-10 Hanning 窗频域加权前后仿真结果对比

(a) Hanning 窗加权前; (b) Hanning 窗加权后

从上述仿真图中可以看出，加权可以很好的对旁瓣电平进行抑制，并且不同的窗函数其抑制效果是不同的，从而导致的信噪比损失和主瓣展宽也是不一样的。

3.2.2 时域加权对 LFM 脉压的影响

由于信号的时域表达式与频域变换是一对傅里叶变换对，既然可以在频域对信号进行加权，那么相应的，也可以在时间域上对信号进行处理，其时域加权的原理框图如图 3-11 所示。

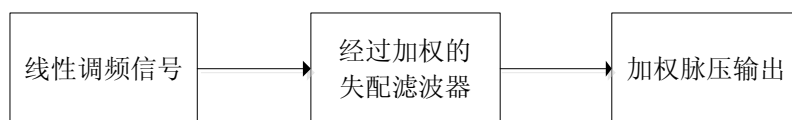


图 3-11 时域加权原理框图

从图 3-11 可以看出，此时的匹配滤波器是一个经过加权的失配滤波器。

假设加权窗函数具有 3-18 所示的表达式：

$$w(t) = k_w + (1 - k_w) \cos^n\left(\frac{\pi t}{T}\right) \quad (3-18)$$

匹配滤波器的脉冲响应为 $h(t)$ ，则失配滤波器的传输函数可以表示为：

$$h'(t) = h(t) \otimes w(t) \quad (3-19)$$

其中符号 \otimes 表示卷积。因此，输出信号的时域表达式为：

$$y(t) = s(t) \otimes h'(t) \quad (3-20)$$

假设仿真条件为：脉冲宽度 $T = 20\mu s$ ，信号带宽 $B = 10MHz$ ，采样率 $f_s = 4B$ ，如果加权函数分别为 Hamming 窗、Blackman 窗以及 Hanning 窗，则仿真结果如图 3-12、3-13、3-14 所示。

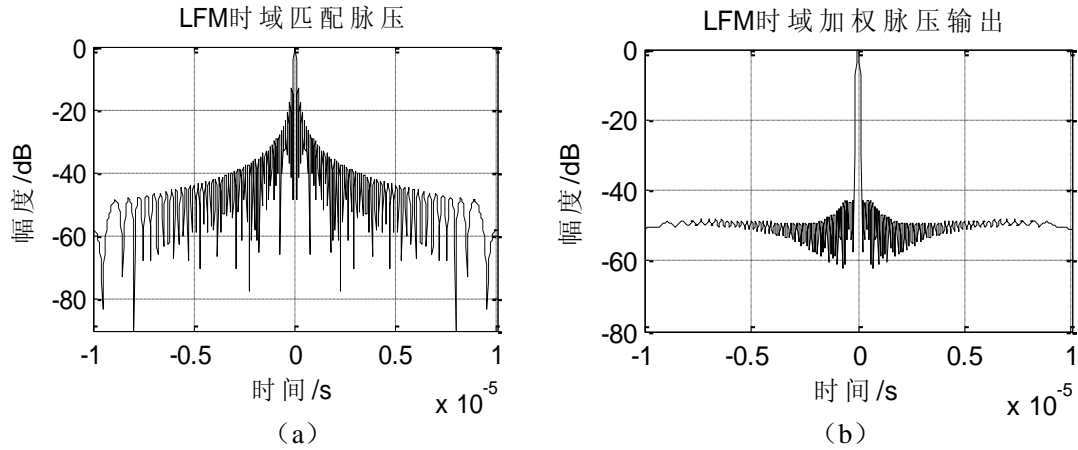


图 3-12 加权前后仿真结果对比

(a) Hamming 窗加权前; (b) Hamming 窗加权后

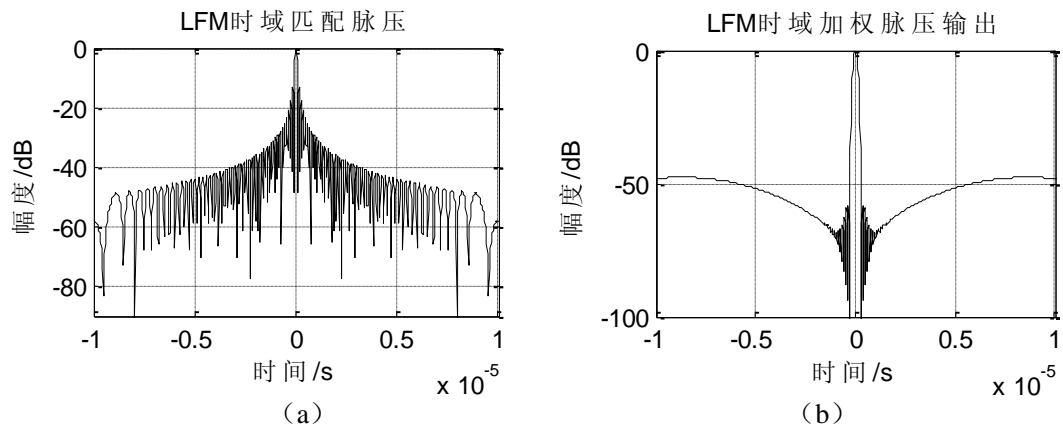


图 3-13 加权前后仿真结果对比

(a) Blackman 窗加权前; (b) Blackman 窗加权后

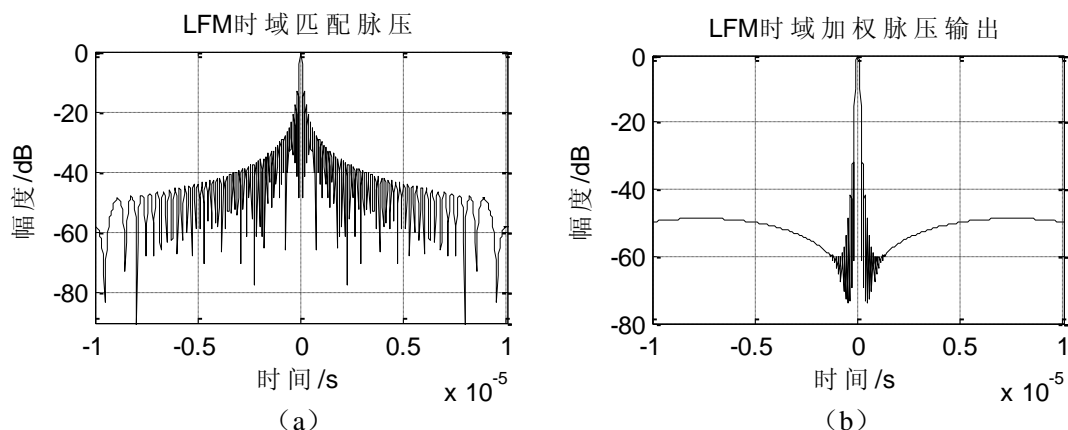


图 3-14 加权前后仿真结果对比

(a) Hanning 窗加权前; (b) Hanning 窗加权后

通过这三组图的对比可以看出,使用不同的窗函数加权,则最终的脉压结果相差很大。在这三个窗函数中, **Blackman** 窗的旁瓣抑制效果最好,由未加权前的 -13.2dB 可以下降到 -42dB ;但是由于引入了加权网络,所以信噪比损失和主瓣展宽在所难免。表 3-1 显示了不同窗函数在不同时带积、不同采样率条件下的脉压结果对比。

表 3-1 不同窗函数在不同时带积、采样率条件下的脉压结果对比

BT值	采样率	窗函数	未加权		时域加权		频域加权	
			主副瓣比	主瓣宽度	主副瓣比	主瓣宽度	主副瓣比	主瓣宽度
200	40MHz	hamming	-13.4dB	0.085us	-42.65dB	0.1274us	-42.5dB	0.1275us
		hanning	-13.4dB	0.085us	-32dB	0.1422us	-32.1dB	0.1422us
		blackman	-13.4dB	0.085us	-47.6dB	0.1625us	-42.2dB	0.1625us
	20MHz	hamming	-13.39dB	0.077us	-42.9dB	0.122us	-42.5dB	0.1221us
		hanning	-13.39dB	0.077us	-32.45dB	0.1336us	-32.45dB	0.1336us
		blackman	-13.39dB	0.077us	-47.16dB	0.1558us	-41.51dB	0.1558us
400	40MHz	hamming	-13.5dB	0.0846us	-42.75dB	0.1274us	-42.6dB	0.1274us
		hanning	-13.5dB	0.0846us	-32.13dB	0.1424us	-32.13dB	0.1424us
		blackman	-13.5dB	0.0846us	-53.67dB	0.1625us	-48.2dB	0.1625us
	20MHz	hamming	-13.42dB	0.0762us	-42.7dB	0.122us	-42.5dB	0.1221us
		hanning	-13.42dB	0.0762us	-32.38dB	0.134us	-32.38dB	0.134us
		blackman	-13.42dB	0.0762us	-53.15dB	0.1558us	-47.5dB	0.1558us

从表 3-1 可以看出,不同的时宽带宽积、不同的采样率以及不同的窗函数都会对脉压结果产生影响。**Blackmar**窗虽然第一副瓣最低,但主瓣展宽也最大。**Hanning**窗的第一副瓣最高,相比较之下, **Hamming** 窗的效果最好,它虽然主副瓣比不是最低的,但主瓣展宽最小,同时还取得了不错的旁瓣抑制性能。所以,综合衡量这几个因素, **Hamming** 窗的性能相对来说更优。因此,应该进行大量仿真实验来合理选取雷达参数。

3.2.3 收发两端同时加权对 LFM 脉压的影响

所谓的收发两端同时加权，指的是将发射信号与匹配滤波器分别进行加权，然后在输出端可以得到低旁瓣的脉压输出^[17,27]。其产生的原理框图如图 3-15 所示。

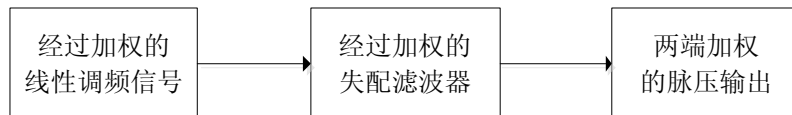


图 3-15 两端加权的脉压原理框图

假设 $s(t)$ 为雷达发射信号，匹配滤波器的时域表达式为 $h(t)$ ， $w(t)$ 为加权窗表达式，则信号经过加权之后为：

$$s'(t) = s(t) \otimes w(t) \quad (3-21)$$

失配滤波器的传输函数为：

$$h'(t) = h(t) \otimes w(t) \quad (3-22)$$

因此，脉压输出可以表示如下：

$$y'(t) = s'(t) \otimes h'(t) \quad (3-23)$$

下面对不同窗函数加重的情况进行仿真，仿真条件如前所述，则仿真结果如图 3-16、3-17、3-18 所示。

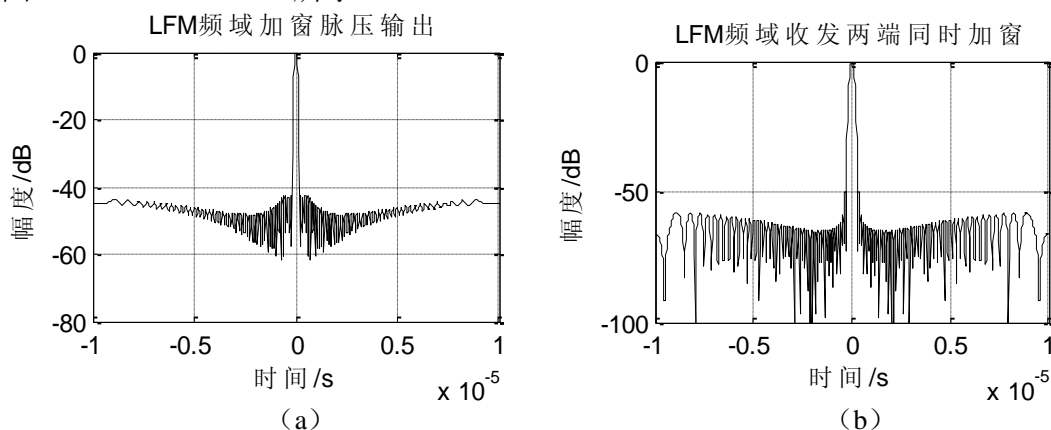


图 3-16 LFM 频域加权、收发两端同时加权脉压结果

(a) 频域 Hamming 窗加权；(b) 收发两端同时 Hamming 窗加权

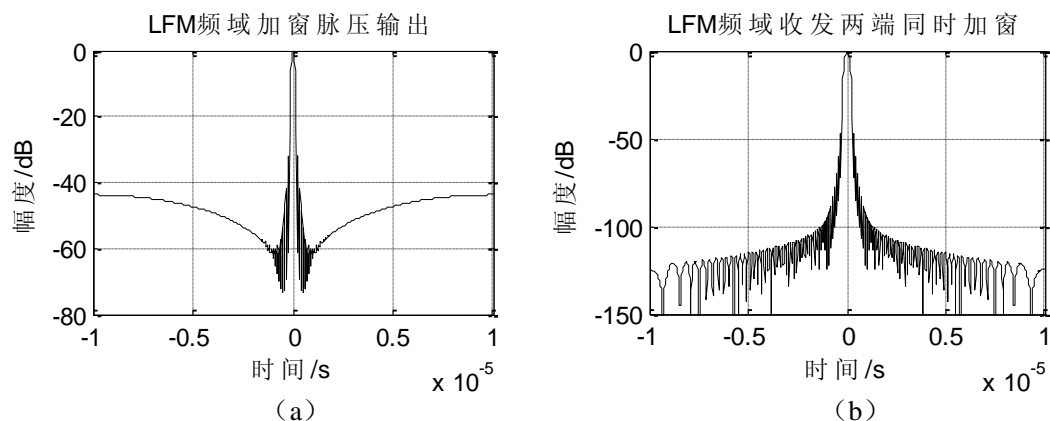


图 3-17 LFM 频域加权、收发两端同时加权脉压结果

(a)频域 Hanning 窗加权; (b)收发两端同时 Hanning 窗加权

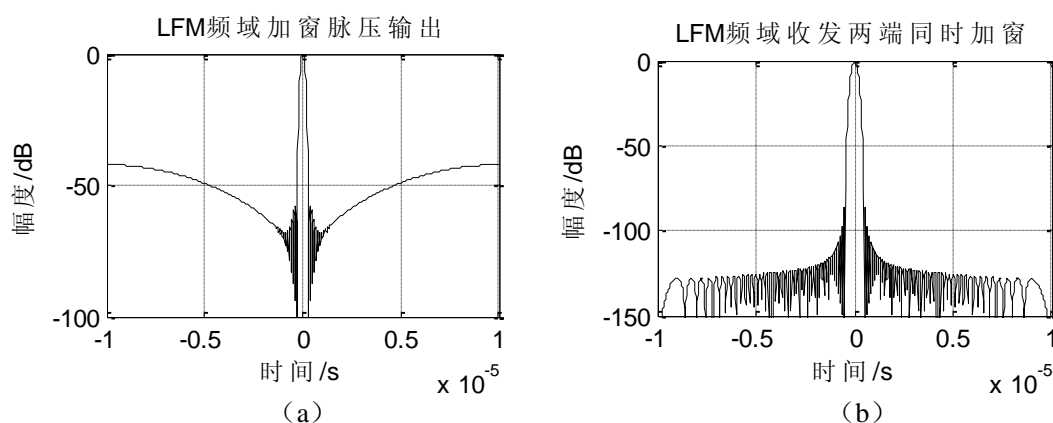


图 3-18 LFM 频域加权、收发两端同时加权脉压结果

(a)频域 Blackman 窗加权; (b)收发两端同时 Blackman 窗加权

从上述仿真图中我们可以得到如下结论：

- (1) 当收发两端同时加 Blackman 窗时，此时的副瓣电平最低，但是主瓣的展宽程度最大；
- (2) Hanning 窗的旁瓣抑制效果最差；
- (3) Hamming 窗函数虽然不能达到像 Blackman 窗那样的旁瓣抑制效果，但是它的主瓣展宽以及信噪比损失是这三个加权函数中最小的。

收发两端同时加权虽然可以很好的抑制信号的旁瓣电平，但是通过对比我们可以看出，相比时域或者频域加权，收发两端同时加权过大的展宽了主瓣，严重降低雷达的距离分辨力。因此，还有待于进一步的研究。

3.3 LFM 信号的性能分析

一般来说，主副瓣比、信噪比损失、主瓣展宽程度以及多普勒容限^[2]直接决定信号脉压性能的好坏，下面将对加权引起的信噪比损失和主瓣展宽程度以及多普勒频率对脉冲压缩的影响情况进行研究。

3.3.1 加权引起的信噪比损失

假设 LFM 信号幅度为 A ，即可表示为：

$$s(t) = A \text{rect}(t) \exp[j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)] \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (3-24)$$

其中， T 为脉宽， $\text{rect}(t)$ 表示矩形函数， $K = B/T$ 表示调频斜率， B 为信号带宽，对 $s(t)$ 进行傅里叶变换，可以得到它的频谱：

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi f t} dt = \begin{cases} A \sqrt{\frac{T}{B}} \exp\{j[-2\pi^2(f - f_0)^2 / k + \frac{\pi}{4}]\} & |f - f_0| \leq B/2 \\ 0 & |f - f_0| > B/2 \end{cases} \quad (3-25)$$

在上式中，有：

$$S(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi f t} dt = A \sqrt{\frac{1}{2k}} \{ [c(v_1) + c(v_2)]^2 + [s(v_1) + s(v_2)]^2 \}^{1/2} \times \exp\{j[-\frac{\pi}{k}(f - f_0)^2 + \arctan(\frac{s(v_1) + s(v_2)}{c(v_1) + c(v_2)})]\} \quad (3-26)$$

其中， v_1 、 v_2 、 $c(v)$ 和 $s(v)$ 满足如下表达式。

$$v_1 = \sqrt{D} \frac{1 + 2(f - f_0) / \Delta f}{\sqrt{2}} \quad (3-27)$$

$$v_2 = \sqrt{D} \frac{1 - 2(f - f_0) / \Delta f}{\sqrt{2}} \quad (3-28)$$

$$c(v) = \int_0^v \cos(\frac{\pi}{2} x^2) dx \quad (3-29)$$

$$s(v) = \int_0^v \sin(\frac{\pi}{2} x^2) dx \quad (3-30)$$

其中， $D = TB$ ，因此，LFM 信号的幅度谱和相位谱分别为：

$$|S(f)| = A\sqrt{\frac{1}{2k}} \{ [c(v_1) + c(v_2)]^2 + [s(v_1) + s(v_2)]^2 \}^{1/2} \quad (3-31)$$

$$\theta(f) = -\frac{\pi}{k}(f - f_0)^2 + \arctan\left(\frac{s(v_1) + s(v_2)}{c(v_1) + c(v_2)}\right) \quad (3-32)$$

假如 $D \gg 1$ ，则 LFM 信号的幅度谱和相位谱可以近似为：

$$|S(f)| \approx \begin{cases} A\sqrt{\frac{T}{B}} & |f - f_0| \leq B/2 \\ 0 & |f - f_0| > B/2 \end{cases} \quad (3-33)$$

$$\theta(f) \approx -\frac{\pi}{k}(f - f_0)^2 + \frac{\pi}{4} \quad |f - f_0| \leq B/2 \quad (3-34)$$

因此， $S(f)$ 可以近似为：

$$S(f) \approx \begin{cases} A\sqrt{\frac{T}{B}} \exp\{j[-\frac{\pi}{k}(f - f_0)^2 + \frac{\pi}{4}]\} & |f - f_0| \leq B/2 \\ 0 & |f - f_0| > B/2 \end{cases} \quad (3-35)$$

由于 $h(t) = Ks^*(t_0 - t)$ ，为简化分析，令 $K = \frac{1}{A\sqrt{T/B}}$ ， $t_0 = 0$ ，因此 $H(f)$ 跟 $S(f)$ 的关系为：

$$H(f) = S^*(f)e^{-j2\pi ft_0} \quad (3-36)$$

此时的频域脉压输出为：

$$S_o(f) = S(f)H(f) = A\sqrt{\frac{T}{B}}e^{-j2\pi ft_0} \quad (3-37)$$

因此，脉压信号的时域表达式为：

$$\begin{aligned} s_o(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} S_o(f)e^{j2\pi ft} df \\ &= \int_{-B/2}^{B/2} A\sqrt{\frac{T}{B}}e^{-j2\pi ft_0}e^{j2\pi ft} df \\ &= A\sqrt{TB} \frac{\sin[\pi B(t - t_0)]}{\pi B(t - t_0)} \end{aligned} \quad (3-38)$$

从上述推导可以看出，经过脉冲压缩之后，信号峰值增大了 \sqrt{TB} 倍，相对应的，输出信号功率将会比输入信号功率大 TB 倍，因此，信号经过脉冲压缩之后的 SNR 为：

$$SNR_{\text{脉冲压缩}} = \frac{BT}{N_0 B} = \frac{T}{N_0} \quad (3-39)$$

N_0 表示输入噪声平均功率。当信号经过加权网络之后，输出信号将会在 $t=0$ 时刻取得最大值，即：

$$g_{\max}(t) = g(0) = \sqrt{\frac{T}{B}} \int_{-B/2}^{B/2} W(f) df \quad (3-40)$$

噪声的平均功率为：

$$\sigma^2 = N_0 \int_{-B/2}^{B/2} W^2(f) df \quad (3-41)$$

因此，加权之后信号的信噪比为：

$$SNR_{\text{加权}} = \frac{[\sqrt{T/B} \int_{-B/2}^{B/2} W(f) df]^2}{N_0 \int_{-B/2}^{B/2} W^2(f) df} \quad (3-42)$$

则信号加权之后的 SNR 损失可以表示为：

$$SNR_{\text{loss}} = 10 \lg \left(\frac{SNR_{\text{加权}}}{SNR_{\text{脉冲压缩}}} \right) = 10 \lg \left(\frac{[\int_{-B/2}^{B/2} W(f) df]^2}{B \int_{-B/2}^{B/2} W^2(f) df} \right) \quad (3-43)$$

利用式 3-43 可以将不同窗函数造成的信噪比损失计算出来，其结果如下表所示。

表 3-2 各种加权函数性能对比

加权函数	加权函数	主副瓣比 (dB)	信噪比损失 (dB)	-3dB主瓣 展宽系数
矩形窗	$rect(f/B)$	13.26	0	1.00
汉明窗	$0.54 + 0.46 \cos(2\pi f/B)$	42.56	1.34	1.47
汉宁窗	$0.5 + 0.5 \cos(2\pi f/B)$	32	1.76	1.68
布莱克曼窗	$0.42 + 0.5 \cos(2\pi f/B) + 0.08 \cos(4\pi f/B)$	42.2	2.26	1.92
余弦四次方窗	$\cos^4(\pi f/B)$	47	2.88	2.20

从表3-2可以看出，不同的加权函数对 LFM 信号脉压结果的影响相去甚远，在综合主副瓣比、信噪比损失以及主瓣展宽等多个因素的前提下，Hamming 窗的性能相对最优。

3.3.2 多普勒频率对 LFM 信号脉压的影响

由 LFM 信号理论可知，LFM 信号对多普勒频率不敏感，因此，下面将对这一特性进行仿真验证。

假设多普勒频率为 f_d ，则此时的信号回波将具有如下所示的表达式：

$$s_d(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j\pi kt^2 + j2\pi f_d t) \quad (3-44)$$

其中 f_d 表示多普勒频率，而匹配滤波器的传输函数将保持不变，即：

$$h(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(-j\pi kt^2) \quad (3-45)$$

此时的脉压输出信号为：

$$y_d(t) = s_d(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_d(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (3-46)$$

将 $s_d(t)$ 和 $h(t)$ 带入 3-46 进行求解，就可以得到 $y_d(t)$ 。假设仿真条件为：
 $T = 20\mu s$ ， $B = 10MHz$ ， $f_s = 4B$ ， f_d 分别为 $\pm 10KHz$ 、 $\pm 50KHz$ ，则仿真结果如图 3-19 所示。

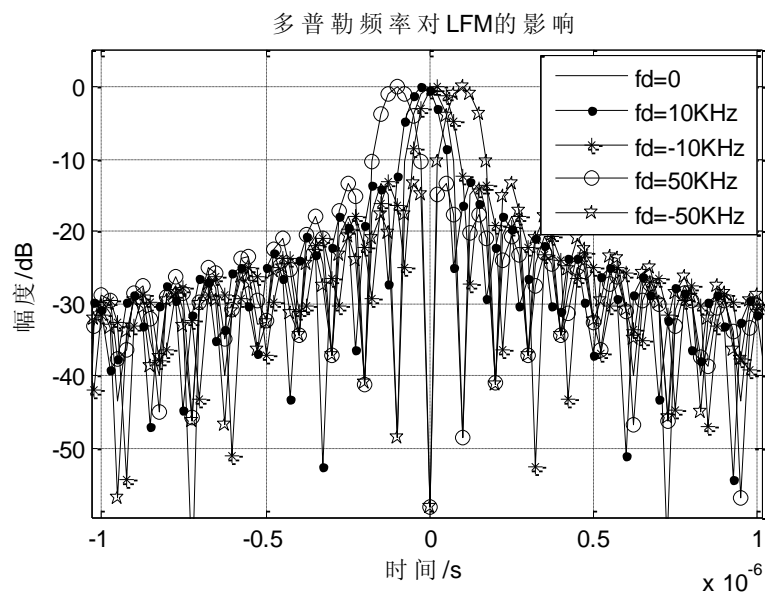


图 3-19 多普勒频率对 LFM 信号的影响

从 3-19 可以看出，由于引入了多普勒频率，此时的主瓣峰值进行了一定程度的时延，但是即使多普勒频率足够大，最终的脉压结果依然很理想。所以说，LFM 信号是一种多普勒容限性能非常好的信号。

3.4 几种常见的相位编码信号

根据相位取值的多少可以将相位编码信号分为：二相码^[28]和多相码。如果相位的取值只有 0 和 π ，则将其称为二相码。二相码中比较常见的有巴克码和 **M** 序列等。本节将对巴克码进行重点研究。如果相位的取值不止 0 和 π ，而是可以在 $(0, 2\pi)$ 上随意取值，则称这样的信号为多相码。多相码的种类比较多，比较常见的主要有：Frank 码、P1、P2、P3、P4 码等。本节将对这几种信号进行介绍。

3.4.1 巴克码信号简介

相位编码信号的通用表达式为：

$$s(t) = a(t) \exp(j2\pi f_0 t) \exp(j\phi(t)) \quad (3-47)$$

其中， $u(t) = a(t) \exp(j\phi(t))$ 为信号复包络， f_0 是信号中心频率， $\phi(t)$ 为相位函数，如果是二相码，则 $\phi(t)$ 的取值为 0 和 π ，或者表示为 $\{\phi_k = 0, \pi\}$ ，也可表示为 $\{c_k = +1, -1\}$ ，如果是多相码，则 $\phi(t)$ 可以在 $(0, 2\pi)$ 内取值，为了使发射机工作的能量最大，此时的信号应该具有矩形包络，即：

$$a(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{P \cdot T} & 0 < t < PT \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-48)$$

则信号的复包络可以简化为：

$$\begin{aligned} u(t) &= \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} c_k v(t - kT) & 0 < t < PT \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \\ &= v(t) \otimes \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} c_k \delta(t - kT) \\ &= v_1(t) \otimes v_2(t) \end{aligned} \quad (3-49)$$

其中， $v(t)$ 表示子脉冲函数， P 为信号码长， T 为子脉冲宽度， PT 表示编码信号宽度。并且 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 满足如下表达式：

$$\begin{aligned} v_1(t) &= v(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T} & 0 < t < T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \\ v_2(t) &= \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} c_k \delta(t - kT) \end{aligned} \quad (3-50)$$

则 13 位巴克码的波形图为：

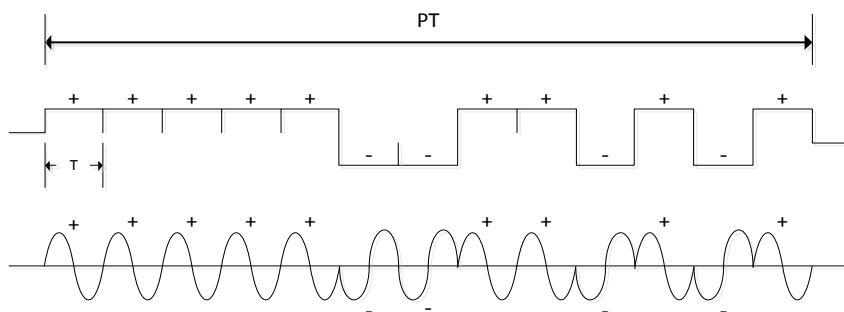


图 3-20 十三位 Barker 码波形图

由傅里叶变换可知：

$$\begin{aligned} \text{rect}(t/T) &\Leftrightarrow T \cdot \text{sinc}(fT) \\ \delta(t - kT) &\Leftrightarrow \exp(-j2\pi fkT) \end{aligned} \quad (3-51)$$

所以 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 的频谱为：

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t-T/2}{T}\right) \Leftrightarrow \sqrt{T} \text{sinc}(fT) \exp(-j\pi fT) \\ v_2(t) &= \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} c_k \delta(t - kT) \Leftrightarrow \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} c_k \exp(-j2\pi fkT) \end{aligned} \quad (3-52)$$

因此，可以得到二相码信号的频域表达式：

$$u(t) = v_1(t) \otimes v_2(t) \Rightarrow U(f) = V_1(f) \cdot V_2(f) = \sqrt{\frac{T}{P}} \text{sinc}(fT) \cdot \sum_{k=0}^{P-1} c_k \exp(-j2\pi fkT) \quad (3-53)$$

从 3-53 可以看出，子函数 $v_1(t)$ 的频谱^[28]将直接决定二相编码信号的频谱，而 $\sum_{k=0}^{P-1} c_k \exp(-j2\pi fkT)$ 则与具体的信号码型相关。

3.4.2 多相编码信号简介

所谓多元序列，就是指子脉冲序列的相位在多个值之间变化，而不是仅仅只能取值 0 和 π 。我们将这种相位可以取多个值的序列称为多相码^[29-31]。

由于多相码种类太多，因此，本节主要对几种基于频率调制信号产生的多相编码信号进行介绍，主要有 Frank 码、P1、P2、P3、P4 码等。

3.4.2.1 基于步进制线性调频信号产生的多相码

在种类繁多的多相码中，Frank 码和 P1、P2 码是基于步进制线性调频信号产生的。图 3-21 给出了步进制线性调频信号与 Frank 码之间的关系。

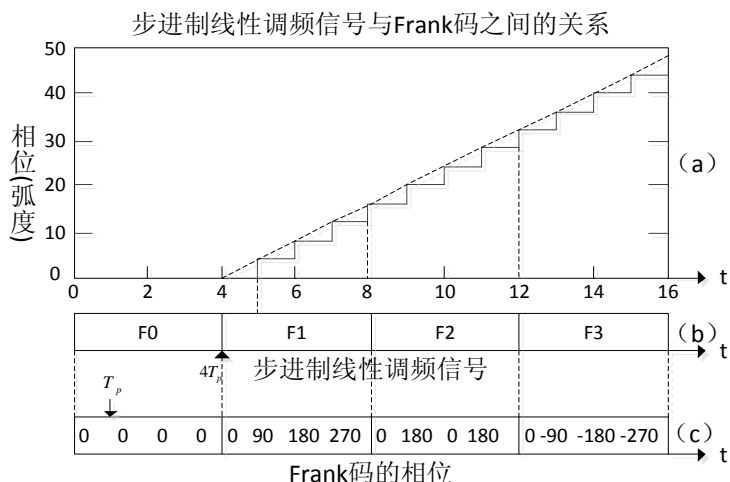


图 3-21 步进制 LFM 信号与 Frank 码的关系

在图 3-21 中, F_i 表示第 i 步的频率, 该值随着时间的改变而改变, 并不是一个定值。 T_p 为信号经过脉冲压缩之后的脉宽, 如果对步进制 LFM 信号按照采样率 T_p 进行采样, 则 Frank 码将具有如下所示相位表达式:

$$\phi_{i,j} = (2\pi / L)(i-1)(j-1) \quad i \in [1, L], j \in [1, L] \quad (3-54)$$

由上式, 我们可以定性的画出 Frank 码的相位变化情况, 如图 3-22 所示。

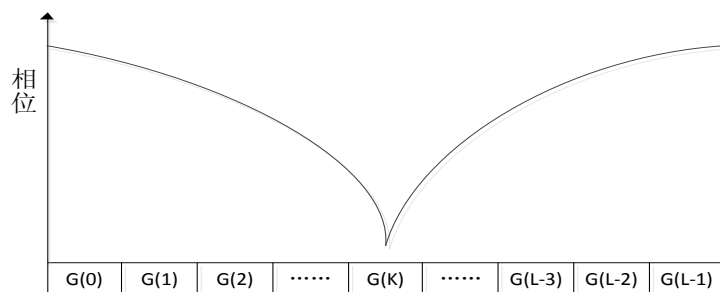


图 3-22 Frank 码的相位变化曲线

图 3-22 中, $G(K)$ 对应于第 K 步 LFM 信号的相位。在 Frank 码中, 第 K 步 LFM 所对应的相位增量为: $\Delta\phi_k = K \cdot 2\pi / L$, L 表示 LFM 信号总的进制数。在求解过程中, 必须对相位增量大于 π 的那一步进行处理, 即将第 K 步线性调频所对应的相位序列处理成第 $L-K$ 步所对应的相位序列的共轭, 因此, 这两者对应的相位增量的大小相等, 只是方向相反而已, 所以, Frank 码的相位是关于中间某点对称的。

P1 码的相位获取方式与 Frank 码不太一样。P1 码先对第 $L/2$ 步线性调频信号进行采样, 一直持续到第 L 步, 在此期间可以得到 L 个相位; 然后再对第一步到第 $L/2-1$ 步之间的信号进行采样, 此时同样可以得到 L 个相位, 所以在完成采样时, 也可以得到 L^2 个相位。综上所述, P1 码的相位可以表示为:

$$\phi_{i,j} = (\pi / L)[L - (2j - 1)][(j - 1)L + (i - 1)] \quad (3-55)$$

根据上式，我们同样可以定性的画出 P1 码的相位变化曲线图。

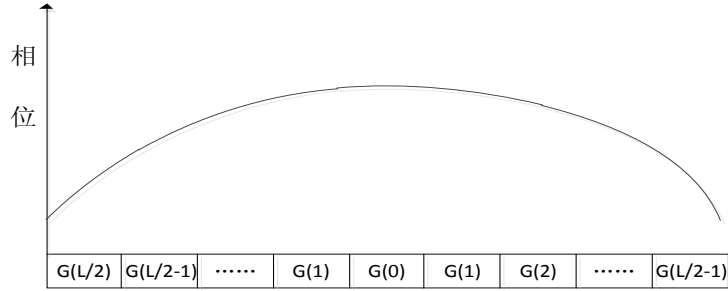


图 3-23 P1 码相位变化曲线图

通过对比 Frank 码和 P1 码的相位变化曲线图可以看出，这两者之间还是存在很大差异的，Frank 码中间下降迅速，而 P1 码的相位中间变化比较缓慢^[28-31]。

3.4.2.2 基于线性调频信号产生的多相码

20 世纪 80 年代初，Lewis B.L.^[32]等人提出了 P3、P4 多相码的概念。通过仿真研究发现，这样衍生出来的多相码，不仅可以很好的继承 LFM 信号的低旁瓣、多普勒容限性能好等优点，而且还具有相位编码信号的特性。

由于多相码与二相码的区别仅在于相位个数取值的不同。因此多相码将具有和二相码类似的复包络形式：

$$u(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} C_k v(t - KT) & 0 < t < T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-56)$$

其中 N 为码长，T 为子脉冲宽度，v(t) 为子脉冲函数， $C_k = e^{j\theta_k}$ 。下面简要推导 P3、P4 码的相位表达式。

由于 LFM 信号的频率函数与时间满足线性关系，即：

$$f(t) = f_0 + kt \quad (3-57)$$

其中， f_0 为信号的中心频率。由 P3 码与 LFM 信号的关系可以知道，P3 码的相位满足：

$$\begin{aligned} \phi_i^{P_3} &= 2\pi \int_0^{(i-1)\tau} [(f_0 + kt) - f_0] dt \\ &= \pi k(i-1)^2 \tau^2, \quad i = 1, 2, \dots, D \end{aligned} \quad (3-58)$$

其中，k 表示 LFM 信号的调频率，即 $k = B/T$ ，B 为信号带宽，T 表示脉冲宽度， $\tau = 1/B$ ，则可以对上式进行化简：

$$\phi_i^{P_3} = \pi(i-1)^2 / D, \quad i=1,2,\dots,D \quad (3-59)$$

以此类推，可以求得 P4 码的相位表达式，如下所示：

$$\begin{aligned} \phi_i^{P_4} &= 2\pi \int_0^{(i-1)\tau} [(f_0 + kt) - (f_0 + kT/2)] dt \\ &= \pi k(i-1)^2 \tau^2 - \pi kT(i-1)\tau, \quad i=1,2,\dots,D \end{aligned} \quad (3-60)$$

将 $k = B/T$ 、 $\tau = 1/B$ 带入上述，则 3-60 可以简化为：

$$\phi_i^{P_4} = \pi(i-1)^2 / D - \pi(i-1), \quad i=1,2,\dots,D \quad (3-61)$$

其中， D 为脉冲压缩比，在此处也就是码长。

3.4.2.3 P3、P4 多相码的频谱特性

由于 P3、P4 多相码是按照奈奎斯特采样率对 LFM 信号的相位进行采样得到的，因此，它将具有和 LFM 信号类似的矩形频谱。

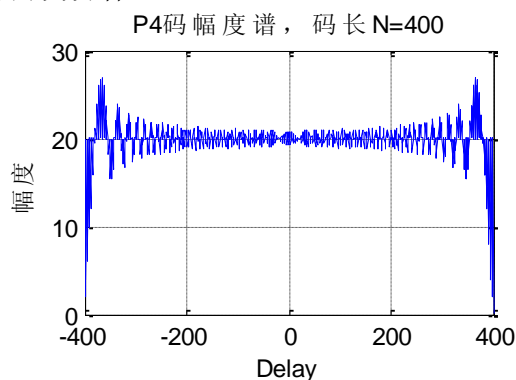
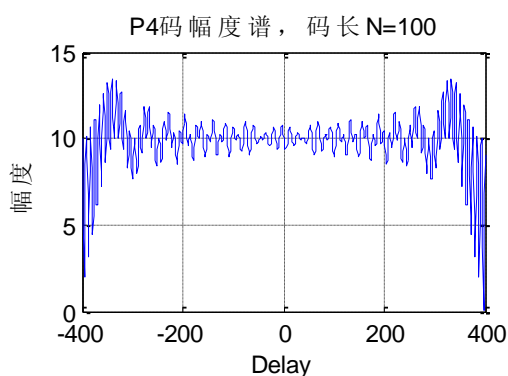


图 3-24 码长为 100 的 P4 码信号幅度谱 图 3-25 码长为 400 的 P4 码信号幅度谱

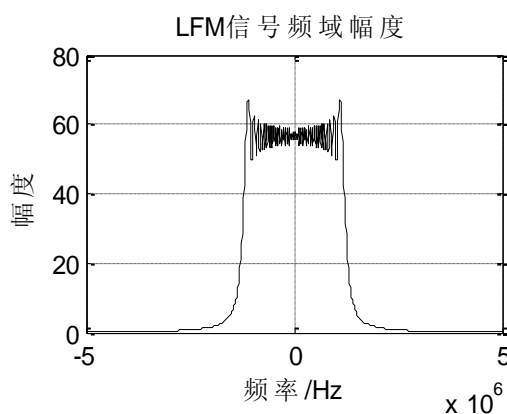


图 3-26 LFM 信号的幅度谱

图 3-24 和图 3-25 分别是不同码长的条件下，P4 码的幅度谱波形图。通过与图 3-26 对比可以看出，P4 码具有和 LFM 信号非常类似的矩形频谱。

3.5 相位编码信号的脉冲压缩

3.5.1 巴克码的脉冲压缩

在二相编码序列中，Barker 码的应用最广。Barker 码序列的表达式为：

$$c_k = \{+1, -1\}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3-62)$$

它的自相关函数为：

$$R(n) = \sum_{k=0}^{N-1-|n|} c_k c_{k+n} = \begin{cases} N & n = 0 \\ 0 \text{ 或 } \pm 1 & n \neq 0 \end{cases} \quad (3-63)$$

由式 3-63 可以看出，只有在 $n=0$ 时，自相关函数的值等于码长 N ，而在其他任何点的取值都等于 0 或者 ± 1 ，所以说巴克码是一种自相关性能最佳的二元序列码。通过仿真研究发现，Barker 码的主副瓣比就是信号码长 N 。虽然巴克码是一种很理想的脉冲压缩信号，但是目前为止发现的 Barker 中，13 是长度最长的 Barker 码。下表列出了现在已知长度的 Barker 码以及对应的主副瓣比。

表 3-3 不同码长的 Barker 码主副瓣比

码长N	序列	主副瓣比 (dB)
2	{+1,-1}或者{+1,+1}	-6.0
3	{+1,+1,-1}或者{+1,-1,+1}	-9.6
4	{+1,+1,+1,-1}	-12.0
5	{+1,+1,+1,-1,+1}	-14.0
7	{+1,+1,+1,-1,-1,+1,-1}	-16.9
11	{+1,+1,+1,-1,-1,-1,+1,-1,-1,+1,-1}	-20.8
13	{+1,+1,+1,+1,+1,-1,-1,+1,+1,-1,+1,-1,+1}	-22.2

下面对长度为 13 位的 Barker 码进行脉冲压缩，其仿真结果如下所示。

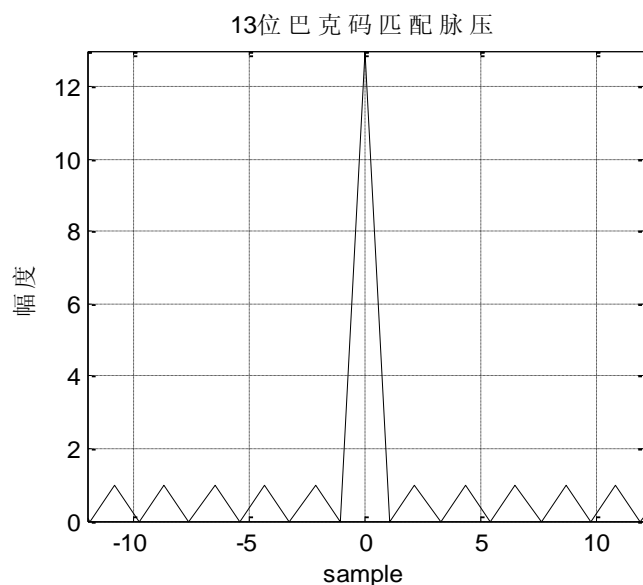


图 3-27 十三位 Barker 码脉冲压缩仿真结果

图 3-27 表明，码长为 13 的 Barker 码，匹配滤波之后输出信号的主副瓣比也为 13，也就是刚好等于码长，并且它的旁瓣电平都为 1，但是在实际应用中发现，如此高的旁瓣基本不能满足雷达系统的需求，因此降低信号旁瓣就很有必要。虽然码长越长，主副瓣比就越低，但是目前为止，码长最长的 Barker 码仅为 13，所以必须想办法，在 13 位脉压的结果上，抑制信号旁瓣。

3.5.2 多相码的脉冲压缩

由于相位编码信号的脉冲压缩就是信号的自相关函数，因此要想研究它的脉压性能，只要研究它的自相关函数就可以。下面分别仿真分析在不同码长情况下 Frank 码、P1 码、P2 码、P3 码、P4 的脉冲压缩结果。

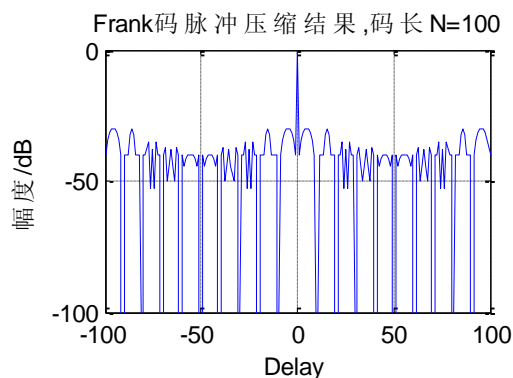


图 3-28 码长为 100 的 Frank 码脉压结果

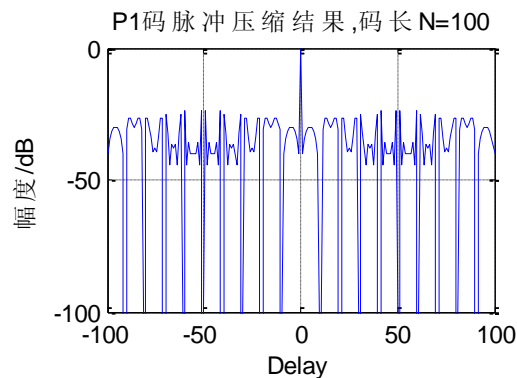


图 3-29 码长为 100 的 P1 码脉压结果

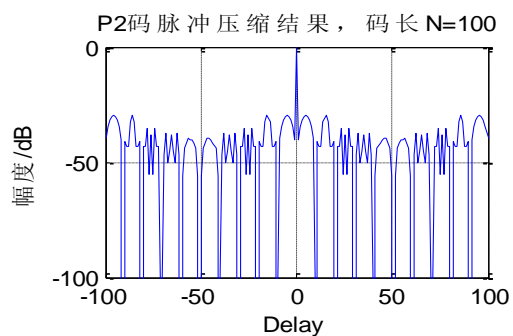


图 3-30 码长为 100 的 P2 码脉压结果

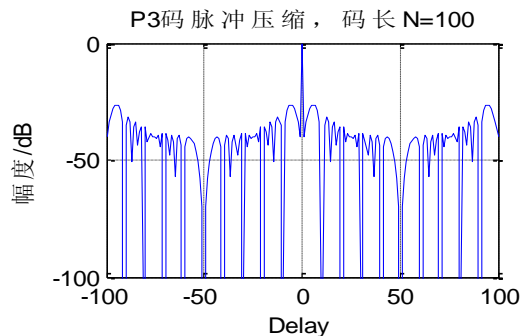


图 3-31 码长为 100 的 P3 码脉压结果

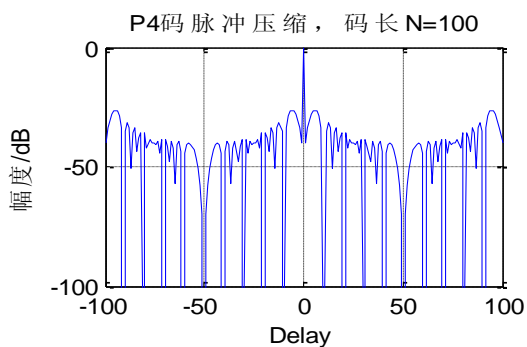


图 3-32 码长为 100 的 P4 码脉压结果

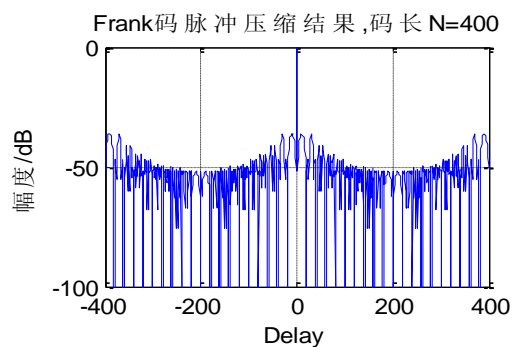


图 3-33 码长为 400 的 Frank 码脉压结果

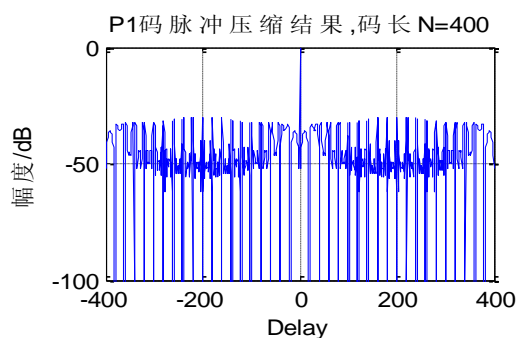


图 3-34 码长为 400 的 P1 码脉压结果

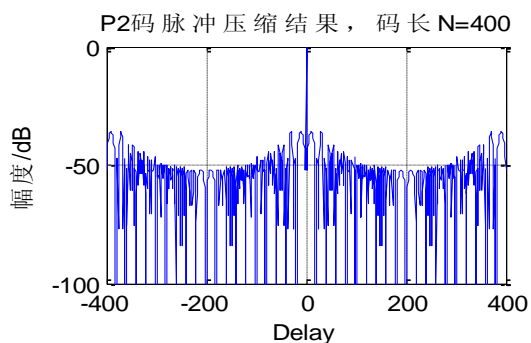


图 3-35 码长为 400 的 P2 码脉压结果

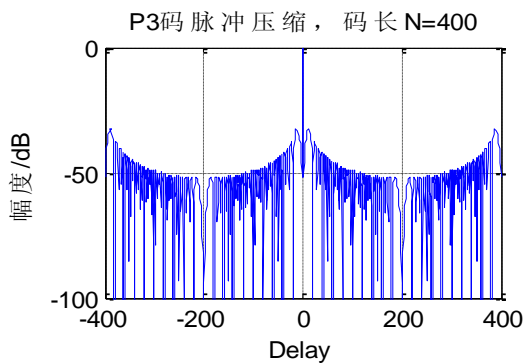


图 3-36 码长为 400 的 P3 码脉压结果

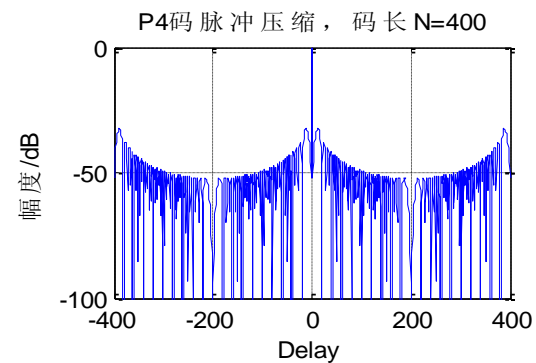


图 3-37 码长为 400 的 P4 码脉压结果

通过对比码长为 100 和 400 的情况可以看出，当码长为 400 时，旁瓣电平明显要比码长为 100 时低，并且通过 P3、P4 的脉冲压缩波形图可以明显看出，匹配脉压的结果要比 LFM 信号好得多。从上图可以看出，码长为 400 的 P3 码，直接进行匹配滤波之后，其主副瓣比可以达到 -32.38dB，码长为 400 的 P4 码，直接进行匹配滤波之后，其主副瓣比可以达到 -32.4dB，比 LFM 信号的旁瓣抑制性能要好的多，并且随着码长的增大，其旁瓣抑制性能越好。因此，采用 P3、P4 码进行脉冲压缩，可以获得较低的旁瓣电平，并且还不会导致信噪比损失和主瓣展宽。

之所以对 P3、P4 码进行脉冲压缩的性能要比 LFM 信号要好，主要原因在于：P3、P4 码是通过奈奎斯特采样率对 LFM 信号的相位进行采样得到的，由于 LFM 信号中高的旁瓣电平刚好没有出现在采样位置上，所以 P3、P4 码的距离旁瓣要比 LFM 信号低。

3.6 相位编码信号的旁瓣抑制方法以及仿真结果分析

在巴克码中，最长的巴克码长度为 13，直接对 13 位的巴克码进行脉冲压缩的话，其主副瓣比约为 22.2dB；在多相码中，通过对 P3、P4 码进行仿真分析发现，当码长为 400 时，脉压之后的主副瓣比可以达到 -32.4dB 左右；但是在某些新型的天气雷达中，该结果还远远不能满足要求，因此降低旁瓣很有必要。

本小节主要是对几种降低信号旁瓣的方法进行讲述以及仿真验证。对于 Barker 码来说，最常用的旁瓣抑制方法是使用旁瓣抑制滤波器；对于 P3、P4 码来说，可以采用经典窗函数法、迭代加权最小二乘法来降低信号的副瓣电平。

3.6.1 巴克码的旁瓣抑制以及仿真

在文献【33-35】中，介绍了一系列设计旁瓣抑制滤波器的方法，但总归来说，可以大致分为两大类：时域和频域设计方法。由于滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 与滤波器的频率响应 $H(f)$ 之间是傅里叶变换与反变换的关系，所以时域设计方法与频域设计方法在本质上没有区别，因此下面主要讲述旁瓣抑制滤波器的时域设计方法。

Barker 码的旁瓣抑制滤波器如图 3-38 所示。

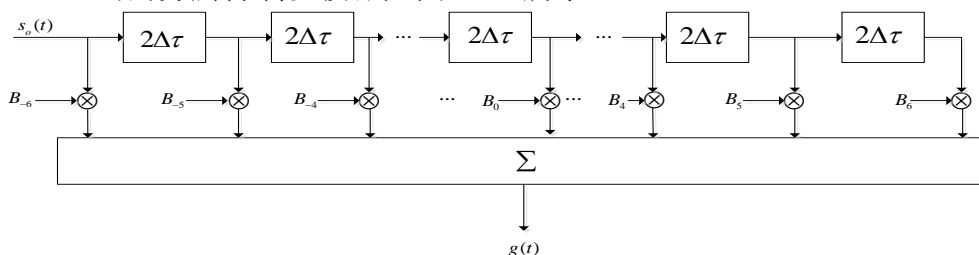


图 3-38 十三位 Barker 码旁瓣抑制滤波器

从图 3-38 可以看出，该滤波器包括 12 个时间延迟为 $2\Delta\tau$ 的延迟点以及 13 个各不相同的权值组成的脉冲响应函数 $h(t)$ 。因为巴克码的自相关函数波形是左右对称的，所以就希望经过旁瓣抑制之后的输出波形也是对称的，因此脉冲响应函数 $h(t)$ 的权系数也应该是左右对称的，即应该满足：

$$B_{-k} = B_k \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \quad (3-64)$$

从图 3-38 可以得出：

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_o(t-x)h(x)dx \quad (3-65)$$

滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 将具有如下所示表达式：

$$h(t) = \sum_{K=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} B_K \delta(t - K2\Delta\tau) \quad (3-66)$$

由于巴克码的长度为 13 位，所以 $N=13$ ，又由于 $\delta(t)$ 为冲击响应函数，所以有：

$$\delta(t - K2\Delta\tau) = \begin{cases} 1 & t = K2\Delta\tau \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-67)$$

因此， $g(t)$ 可以简化为：

$$\begin{aligned} g(t) &= \sum_{K=-6}^6 B_K \int_{-\infty}^{\infty} s_o(t-x) \delta(x - K2\Delta\tau) dx \\ &= \sum_{K=-6}^6 B_K s_o(t - K2\Delta\tau) \end{aligned} \quad (3-68)$$

如果要求输出信号的主瓣高度保持不变，仍为 13，而输出信号的旁瓣在 $-12\Delta\tau < t < 12\Delta\tau$ 范围内为 0，并且同时有：

$$t = K'\Delta\tau \quad (3-69)$$

则可以得到如下的方程组：

$$\begin{cases} 13B_0 + 2B_1 + 2B_2 + 2B_3 + 2B_4 + 2B_5 + 2B_6 = 13 & (K'=0, t=0) \\ B_0 + 14B_1 + 2B_2 + 2B_3 + 2B_4 + 2B_5 + 2B_6 = 0 & (K'=1, t=2\Delta\tau) \\ B_0 + 2B_1 + 14B_2 + 2B_3 + 2B_4 + 2B_5 + 2B_6 = 0 & (K'=2, t=4\Delta\tau) \\ B_0 + 2B_1 + 2B_2 + 14B_3 + 2B_4 + 2B_5 + 2B_6 = 0 & (K'=3, t=6\Delta\tau) \\ B_0 + 2B_1 + 2B_2 + 2B_3 + 14B_4 + 2B_5 + 2B_6 = 0 & (K'=4, t=8\Delta\tau) \\ B_0 + 2B_1 + 2B_2 + 2B_3 + 2B_4 + 14B_5 + 2B_6 = 0 & (K'=5, t=10\Delta\tau) \\ B_0 + 2B_1 + 2B_2 + 2B_3 + 2B_4 + 2B_5 + 14B_6 = 0 & (K'=6, t=12\Delta\tau) \end{cases} \quad (3-70)$$

将上述方程组进行联立求解，则可以得到 $h(t)$ 的系数为：

$$\begin{cases} B_0 = 1.047722182 \\ B_1 = -0.0407328662 \\ B_2 = -0.0455717223 \\ B_3 = -0.0500941064 \\ B_4 = -0.0542686157 \\ B_5 = -0.0580662589 \\ B_6 = -0.0614606642 \end{cases} \quad (3-71)$$

则 13 位 Barker 码在经过上述这样的旁瓣抑制滤波器之后，在范围 $-12\Delta\tau \leq t \leq 12\Delta\tau$ 内输出信号将具有零旁瓣，仿真结果如图 3-39 所示。但是该方法并没有将副瓣完全消除，只是将旁瓣电平推远了。

在实际应用中，如果希望能够进一步的降低信号旁瓣电平，则可以在旁瓣抑制滤波器上级联更多的时间延时单元，以及滤波器加权系数。由于旁瓣抑制滤波器的引入，导致匹配滤波器变为失配滤波器，因此一定的信噪比损失是难免的。

13位巴克码匹配加权脉压输出

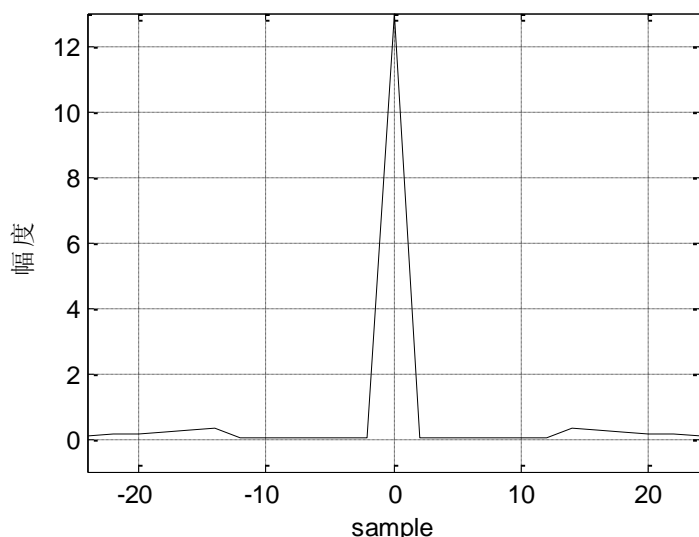


图 3-39 经过旁瓣抑制滤波器之后 13 位 Barker 码的脉压输出波形

3.6.2 P3、P4 的旁瓣抑制以及仿真

由于降低脉压信号旁瓣对于减少虚警概率，提高雷达系统的检测能力有着实际的重大意义。所以，本小节将对 P3、P4 码的旁瓣抑制进行研究，介绍了两种方法：经典窗函数加权法以及迭代加权最小二乘法^[30,31,36]，并对这两种方法进行了大量的仿真分析。

3.6.2.1 经典窗函数法对旁瓣的影响

常用的加权窗主要有：Hamming 窗、Hanning 窗、Blackman 窗。在窗函数加

权方法中，可以在时域进行也可以在频域进行，由于时域匹配滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 跟频域函数 $H(f)$ 是一对傅里叶变换对，因此研究时域加权和频域加权在本质上是一样的。其基本的处理过程就是将匹配滤波器级联一个加权网络，从而在输出端就可以获得旁瓣电平得到抑制的信号，其原理框图如下所示。

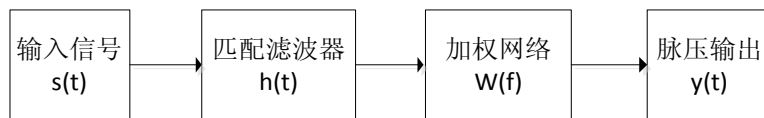


图 3-40 多相码窗函数加权旁瓣抑制方法框图

在上图中， $W(f)$ 表示窗函数的频域表达式， $h(t)$ 是匹配滤波器的时域表达式。假设码长为 400，所用的加权窗函数为 Hamming 窗、Hanning 窗以及 Blackman 窗，则仿真结果如下所示。

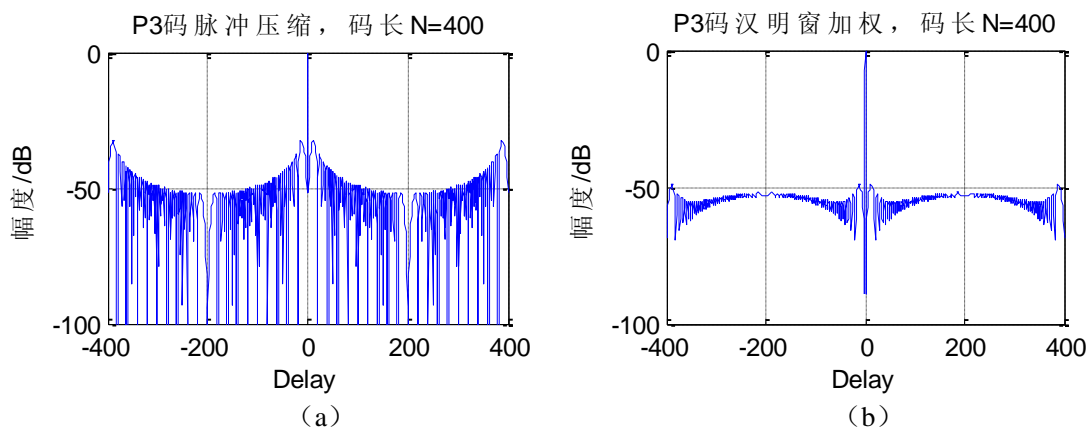


图 3-41 P3 码 Hamming 窗加权前后

(a) 加权前；(b) 加权后

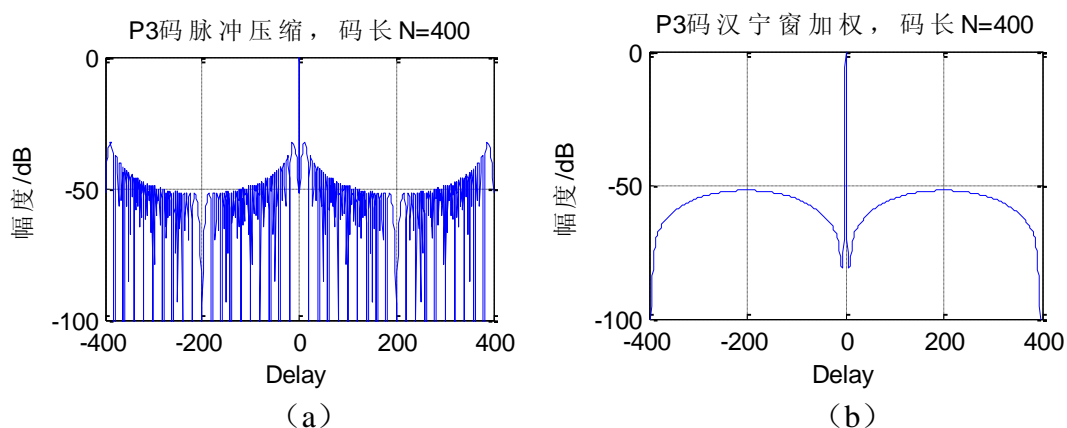


图 3-42 P3 码 Hanning 窗加权前后

(a) 加权前；(b) 加权后

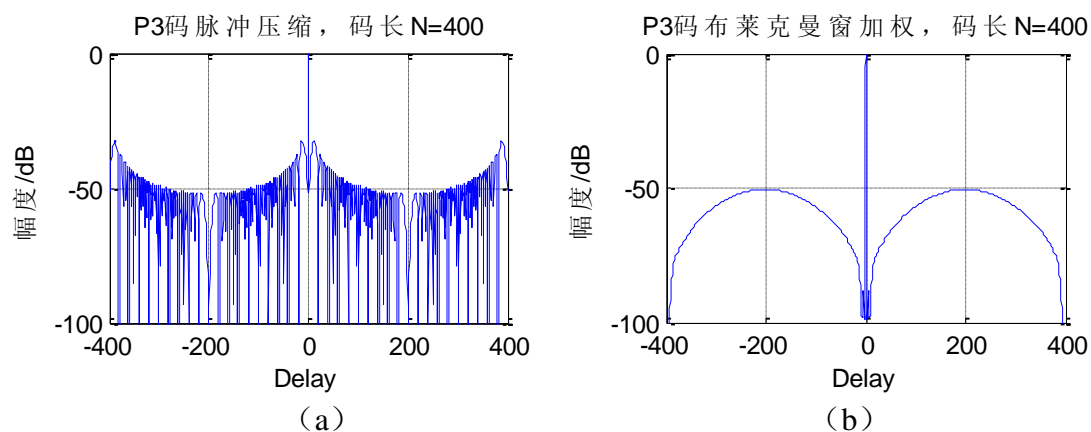


图 3-43 P3 码 Blackman 窗加权前后

(a)加权前; (b)加权后

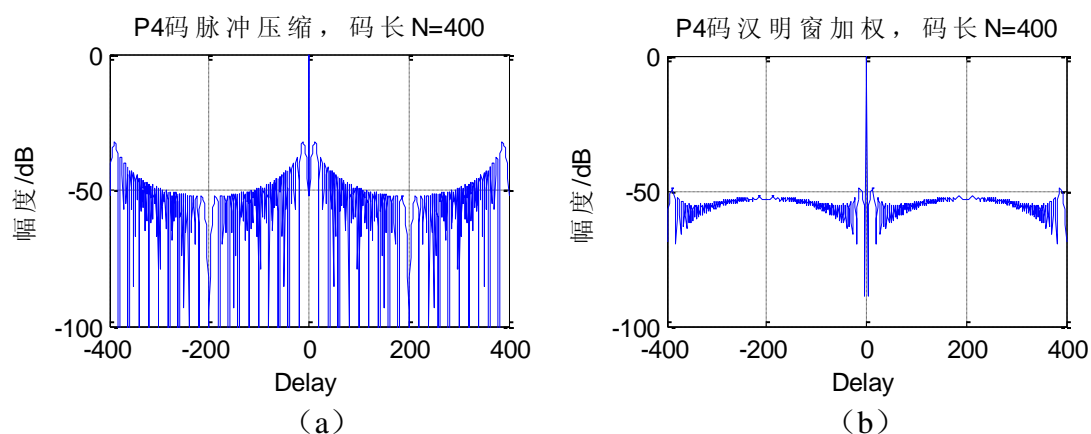


图 3-44 P4 码 hamming 窗加权前后

(a)加权前; (b)加权后

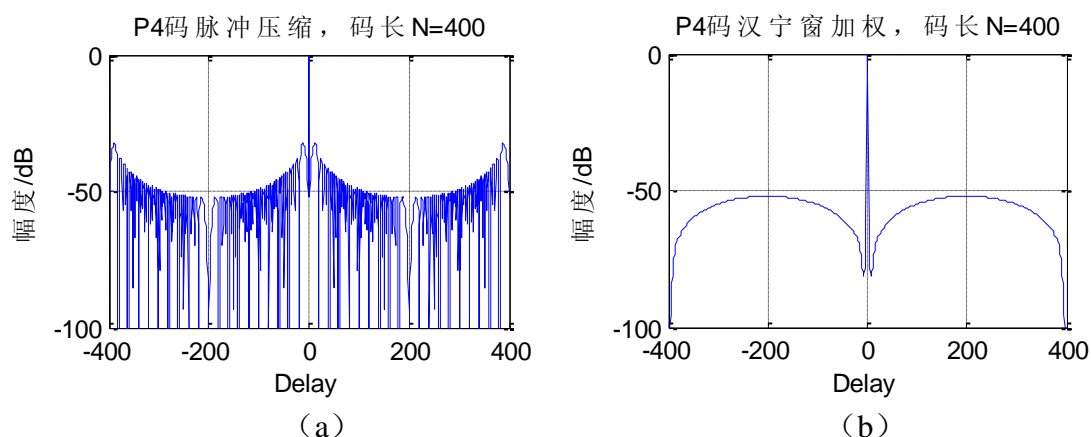


图 3-45 P4 码 Hanning 窗加权前后

(a)加权前; (b)加权后

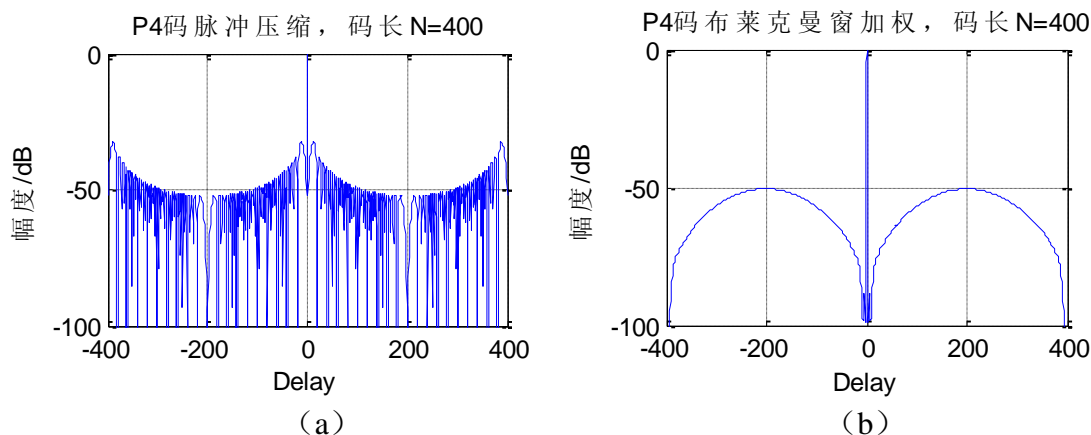


图 3-46 P4 码 Blackman 窗加权前后

(a)加权前; (b)加权后

从图中可以看出，加窗之后，旁瓣电平下降明显，并且 Blackman 窗函数的旁瓣抑制效果要比 Hamming 窗函数更好。

由于窗函数本身的性能不一样，所以加权之后信号的输出也会不一样，下表展示了不同窗函数加权之后脉压输出的主瓣展宽程度以及主副瓣比。

表 3-4 P3 码窗函数性能对比

窗函数	主瓣宽度	主副瓣比
blackman	1.2262us	-50.5dB
hamming	0.6844us	-48.72dB
hanning	0.8844us	-52.06dB

表 3-5 P4 码窗函数性能对比

窗函数	主瓣宽度	主副瓣比
blackman	1.228us	-50.5dB
hamming	0.685us	-48.7dB
hanning	0.884us	-52dB

从表 3-4 和表 3-5 对比可以看出，综合主副瓣比以及主瓣展宽这两个因素的话，Hamming 窗和 Hanning 窗的性能应该要优于 Blackman 窗，Blackman 窗函数不仅主副瓣比没有 Hanning 窗好，而且主瓣展宽最大，Hamming 窗虽然主副瓣比不是最低的，但是它的主瓣展宽最小，而 Hanning 窗虽然主瓣展宽不是最小的，但是它的旁瓣抑制效果最好。所以在实际应用中，应该根据具体问题进行合适的选择，从上表还可以看出，P3、P4 码的性能总体上差不多，因此在以下的研究中只针对 P4 码进行。

3.6.2.2 迭代加权最小二乘法对旁瓣的影响

假设 $\{s_k\}$ 为 P3、P4 码的信号形式， $k = 0, 1, \dots, N-1$ ，其中 N 表示码长，假设 FIR 失配滤波器的长度为 P ，其中 $P \geq N$ 。由于输入信号和滤波器的维数不一致，为了

使输出端的波形对称，则必须在输入端添加一系列 0，此时输入信号和滤波器的系数可以用向量表示如下：

$$\begin{aligned} S^T &= [0 \dots 0 s_0 s_1 \dots s_{N-1} 0 \dots 0] \\ h^T &= [h_0 h_1 \dots h_{N-1} h_N \dots h_{p-1}] \end{aligned} \quad (3-72)$$

因此，脉压输出可以表示为：

$$y(k) = s(k) \otimes h(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) h^*(n-k) \quad -(N-1) \leq k \leq (N-1) \quad (3-73)$$

由于输入信号和失配滤波器都是向量形式，因此上式可以转化为矩阵形式，如下所示：

$$y = X^H h = [y_1 y_2 \dots y_{p-1} y_p \dots y_{2p-1}]^T \quad (3-74)$$

其中， X 具有如下的矩阵形式：

$$X = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & S_0 & S_1 & \dots & S_{N-1} \\ 0 & \dots & S_0 & S_1 & S_2 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_0 & \dots & S_{N-2} & S_{N-1} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (3-75)$$

在分析过程中，脉冲压缩性能的好坏与 PSL (峰值旁瓣电平) 和 ISL (积分旁瓣电平) 有直接关系，其定义为：

$$\begin{aligned} \text{峰值旁瓣电平} &= 10 \log_{10} \left(\frac{\text{最大旁瓣能量}}{(\text{主瓣峰值})^2} \right) \\ \text{积分旁瓣电平} &= 10 \log_{10} \left(\frac{\text{旁瓣总能量}}{(\text{主瓣峰值})^2} \right) \end{aligned} \quad (3-76)$$

从上述定义可以看出，峰值旁瓣电平跟最大旁瓣能量成正比，但是在实际仿真过程中，峰值是不确定的，因此峰值旁瓣能量也就是未知的，所以要对其直接进行处理会有很大难度，所以此处利用积分旁瓣电平来进行仿真研究，它的矩阵形式为：

$$ISL = y^H W y \quad (3-77)$$

其中 W 是一个对角矩阵，它的表达式为：

$$W = \text{diag}(w_1 w_2, \dots, w_{N-1} w_N w_{N+1} \dots w_{2N-2} w_{2N-1}) = \text{diag}[11 \dots 101 \dots 11] \quad (3-78)$$

在实际的设计过程中，我们希望得到的效果是输出信号的主瓣峰值能够保持不变，而它的旁瓣能够尽可能的小，从而才能达到抑制旁瓣的目的，因此，在满

足式 3-77 取得极小值的情况下，还必须保证一个额外的附加条件，也就是主瓣峰值保持不变，即满足：

$$y_p = S^H h = N \quad (3-79)$$

式中， N 为信号码长。不过在实际应用中，为了改善最终的峰值旁瓣比，我们一般将主峰值损失作为代价函数，因此下面的推导中将使 $|y_p|^2$ 取得极大值作为新的代价函数，从而弱化约束条件，此时信号将具有新的目标函数：

$$J = y^H W y - |y_p|^2 = y^H W y - |S^H h|^2 \quad (3-80)$$

又由于 $y = X^H h$ ，因此上式可以改写为：

$$\begin{aligned} J &= y^H W y - |y_p|^2 = y^H W y - |S^H h|^2 \\ &= (X^H h)^H W (X^H h) - h^H (S S^H) h \\ &= h^H (X W X^H) h - h^H (S S^H) h \end{aligned} \quad (3-81)$$

在实际求解过程中，为了使滤波器系数 h 设计起来比较简单，因此对其能量进行归一化处理，也即：

$$E_h = \sum_{k=0}^{N-1} |h_k|^2 = h^H h = 1 \quad (3-82)$$

同样的，上式也可以作为求解的约束条件，从而目标函数可以从新改写为：

$$J_\lambda = h^H (X W X^H) h - h^H (S S^H) h + \lambda (1 - h^H h) \quad (3-83)$$

由高等数学理论知识可知，要求上式的极小值，需要满足：

$$\partial J_\lambda / \partial h = 2(X W X^H) h - 2(S S^H) h - 2\lambda h = 0 \quad (3-84)$$

对 3-84 中的 h 求偏导数，并且同时令 $A = X W X^H - S S^H$ ，则可以对上式进行化简：

$$A h = \lambda h \quad (3-85)$$

3-85 表明， λ 是矩阵 A 的一个特征值。此时可以求得 h 的解为：

$$h = B^{-1} S (S^H B S)^{-1} N \quad (3-86)$$

其中 $B = X W X^H$ ，由于在推导的过程中，假设滤波器的能量是归一化的，所以此处要对 h 进行归一化，也就是满足：

$$h = h / h^H h \quad (3-87)$$

由于 $(S^H B S)^{-1} N$ 是一个常数，常数归一化之后将不再起作用，因此 h 可以简

化为：

$$h = B^{-1}S \quad (3-88)$$

通常情况下，为了使得旁瓣电平越来越小，必须进行一系列的迭代。我们可以通过调整加权矩阵 W 来获得，加权矩阵 W 可以满足如下的迭代表达式：

$$W_k^{n+1} = W_k^n \times (|y_k^n| + \varepsilon) \quad k=1,2,\dots,2P-1, k \neq P \quad (3-89)$$

在上式中， ε 是一个很小的数，引入它的作用主要是为了改善输出的旁瓣。

下面将简单总结这一求解过程：

- 1、确定滤波器的长度 P ，由于输入信号的长度 $N < P$ ，所以对输入信号 $s(t)$ 进行补零对齐，使其长度也为 P 。
- 2、由于矩阵 X 与输入信号 $s(t)$ 具有特定的关系，所以在输入信号 $s(t)$ 被确定后，矩阵 X 也就随之被确定。
- 3、将加权矩阵 W 初始化为一个满足式 3-78 的对角矩阵。
- 4、由表达式 $B = XWX^H$ 可以将矩阵 B 求解出来。
- 5、根据式 3-88 可知， $h = B^{-1}S$ ，则 h 的表达式可以确定，再根据脉压输出表达式 $y = X^H h$ ，则此时的脉压输出可以确定下来。
- 6、重复步骤 3，根据式 3-89 不断调整 W 的值，则经过几次迭代后，波形基本趋于稳定^[31]。

假设仿真条件为：P4 码长 $N = 64$ ，失配滤波器的长度为 100，则仿真结果如下所示。

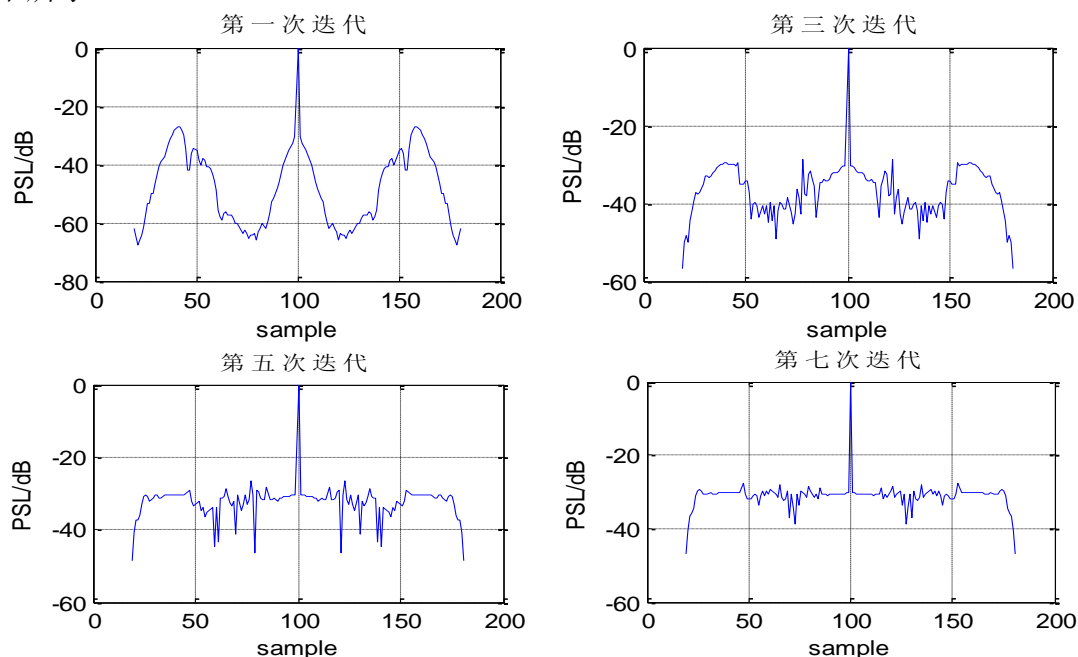


图 3-47 七次迭代波形图

假设仿真条件为：**P4**码长度不变，依然为 64，但此时失配滤波器的长度增加为 200，则仿真结果为：

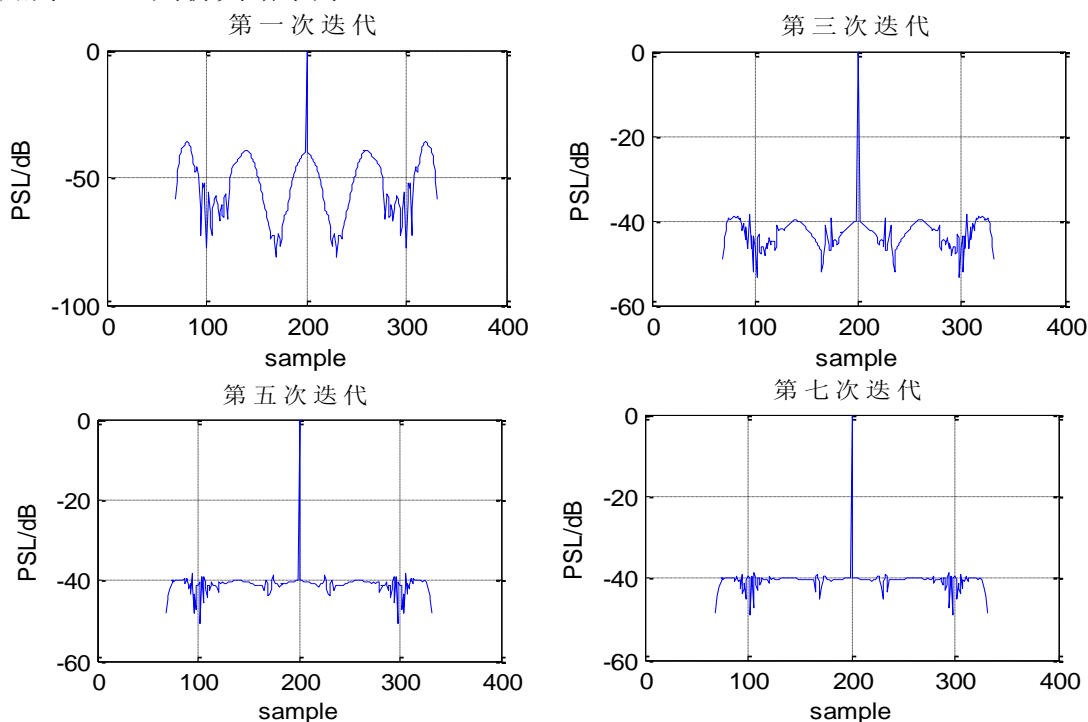


图 3-48 七次迭代波形图

通过上述仿真图可以看出，信号在经过七次不断迭代之后，有效的降低了信号副瓣；通过对比长度为 100 的失配滤波器和长度为 200 的失配滤波器的仿真图可以看出，当失配滤波器的长度增大时，对应的旁瓣抑制效果也会增强。当 **P4** 码的码长为 64 时，如果使用长度为 100 的失配滤波器，则可以将旁瓣电平抑制到 -30dB 左右；如果将失配滤波器的长度增大到 200，则此时的主副瓣比可以达到 -40dB。但是随着失配滤波器的长度增加，运算量将会成指数式增长。由于在运算过程中，矩阵运算过多，并且失配滤波器的长度过长，因此运算时间会比较长，但是总体来说，该方法在旁瓣抑制方面还是具有一定的研究意义的。

3.7 相位编码信号的多普勒容限

由相位编码信号的特点可知，二相编码信号的多普勒容限很差，一旦在发射信号中添加非常少量的多普勒频率，都会对最终的脉压结果产生很大的影响，甚至起不到脉冲压缩的作用^[37-38]。正因为此，人们才开始大肆研究多相编码序列，希望研究出一些能同时具有低旁瓣并且多普勒容限很好的信号类型。由 **LFM** 信号推导出的 **P3** 码和 **P4** 码就是这样出现的，这类信号同时拥有 **LFM** 信号和相位编码信号的优点。

3.7.1 对巴克码的影响以及仿真结果分析

假设仿真条件为：子脉冲宽度 $T=1.5\mu s$ ，多普勒频率 f_d 分别为：5KHz、10KHz、15KHz，则仿真结果如下所示。

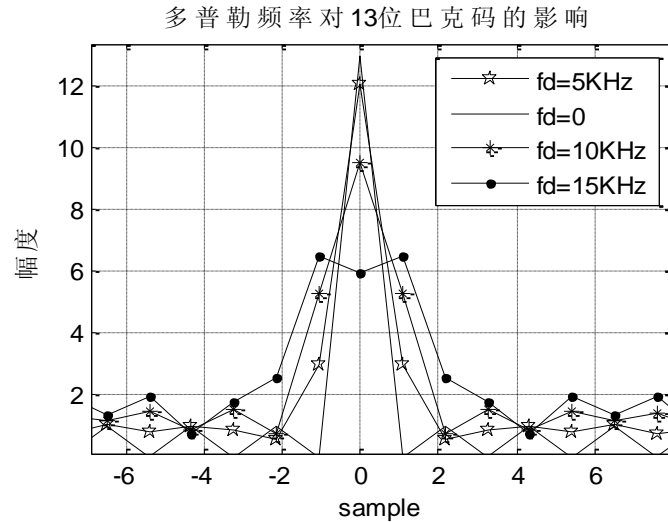


图 3-49 多普勒频率对 13 位 Barker 码的影响

从图中可以看出，在子脉冲宽度为 $1.5\mu s$ 的条件下，当多普勒频率为 10KHz 时，峰值下降明显，当多普勒频率超过 15KHz 后，起不到脉冲压缩的作用。因此说，Barker 码的多普勒容限性能很差。

3.7.2 对 P3、P4 码的影响以及仿真结果分析

假设仿真条件为：码长 $N=400$ ，多普勒频率 f_d 为 $\pm 5\text{KHz}$ 、 $\pm 10\text{KHz}$ ，则可以得到如图 3-50 的仿真结果。

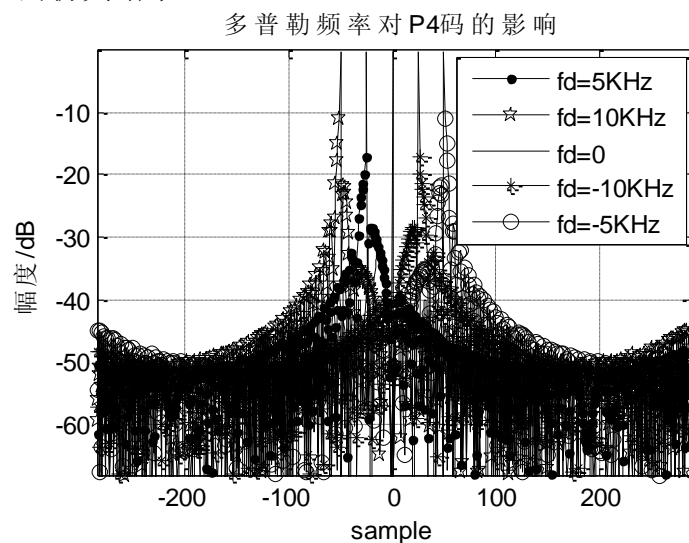


图 3-50 多普勒频率对 P4 码脉压的影响

图 3-50 表明, f_d 对 P4 码的脉压结果影响不大; 当多普勒频率越大时, 其输出对应的时延越大, 并且正的多普勒频率峰值左移, 负的多普勒频率峰值右移。

从上图还可以看出, 即使引入较大的多普勒频率, 最终还是可以得到比较理想的脉压波形; 不过还是对脉压波形造成了一些影响: 首先就是对信号幅值的影响, 信号幅值会下降; 其次, 主副瓣比减小, 还有就是会导致一定程度的波形失真以及主瓣宽度展宽, 但是相较于二相码的多普勒敏感特性, 其多普勒容限要明显好很多。

3.8 本章小结

本章主要是对两种常规信号的脉冲压缩进行仿真验证, 主要做了以下工作:

(1) 首先仿真分析了 LFM 信号的基本特性以及脉冲压缩; 然后仿真验证了三种常用的旁瓣抑制方法; 最后还分析了信噪比损失情况以及多普勒容限性能。

(2) 介绍了几种现在比较普遍的相位编码信号, 其中重点介绍了 Barker 码和 P3、P4 码; 首先对 Barker 码进行了简要介绍, 然后研究了它的脉冲压缩和旁瓣抑制性能; 接着对 P3、P4 码进行了脉压分析, 并介绍了两种经典的多相码旁瓣抑制技术, 并同时进行了 MATLAB 仿真结果分析; 最后还利用 MATLAB 仿真分析了相位编码信号的多普勒容限性能。

第四章 NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩以及仿真结果分析

线性调频信号由于易于产生、处理简单，因而应用广泛，但是它有一个严重的缺点，就是直接匹配滤波之后的旁瓣过高，而通过窗函数加权技术虽然可以一定程度抑制信号旁瓣，但是同时信噪比损失和主瓣展宽问题也接踵而来。而相位编码信号中的 P3 和 P4 码，虽然直接匹配滤波之后主副瓣比可以达到-30dB 左右，但是在很多雷达系统中还是远远不能满足要求，即使对其采用窗函数或者迭代加权最小二乘的方法来抑制旁瓣，也只能将旁瓣电平降低到-40dB 左右，因此，为了满足低旁瓣的需求，NLFM 信号被提出。

NFLM 信号是在 LFM 信号的基础上进行的改进，主要是对信号频谱进行一定程度的变化，使得此时的频率函数由与时间的线性关系变为非线性关系，从而改善信号的脉压性能。NLFM 信号的一个最大优点就是可以获得比 LFM 信号低得多的旁瓣电平，并且还是在没有加权网络引入的情况下得到，所以此时的信噪比不会损失，而且主瓣也不会被展宽，这在很多雷达系统中很有优势。但是，在某些测量天气的雷达中，由于地面能反射高达-55dB 的杂波，为了得到降雨量的多少，就必须要求归一化旁瓣电平至少要达到-60dB 以下，因此研究如何进一步降低旁瓣电平就变得很有必要。

本章主要对 NLFM 信号的波形优化进行讨论以及仿真验证。首先介绍了一种通用的设计信号波形的方法：利用相位逗留原理来设计信号波形，这是目前应用最广泛的设计 NLFM 信号的方法；然后利用谱修正技术对波形进行进一步优化；由于谱修正之后的主副瓣比对于某些雷达来说还是太高，本文在 E.De Witte 和 H.D. Griffiths^[21]的启发下，同时参考尹红刚^[22]的博士论文中关于 NLFM 信号的设计部分的撰写，提出了一种基于连续非线性调频函数设计 NLFM 信号波形的方法，通过大量仿真结果发现，使用该方法可以很好的抑制信号的旁瓣；最后，通过参考 T.Collins 和 P.Atkins^[23]的文献以及结合相位逗留原理，给出了一种基于幅度加权的 NLFM 信号的波形设计方法，该方法的难点在于如何设计一个与矩形窗逼近的窗函数，因为如果直接对信号利用理想窗函数进行加权的话，将严重降低雷达发射信号的能量，所以要设计一个不断逼近矩形窗的窗函数，仿真结果表明，通过该方法设计的信号波形，可以获得很低的主副瓣比。

4.1 相位逗留原理简介

假设有如下的积分表达式^[2]：

$$\begin{aligned} I &= \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \cos[P\varphi(t)] dt \\ Q &= \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \sin[P\varphi(t)] dt \end{aligned} \quad (4-1)$$

其中，相位函数 $\varphi(t)$ 和幅度函数 $a(t)$ 都关于时间 t 缓慢变化，由于 P 是一个很大的数，因此， $P\varphi(t)$ 的取值范围会超出 2π ，此时， $\cos[P\varphi(t)]$ 的值就会在正负区间快速震荡，如图 4-1 所示。

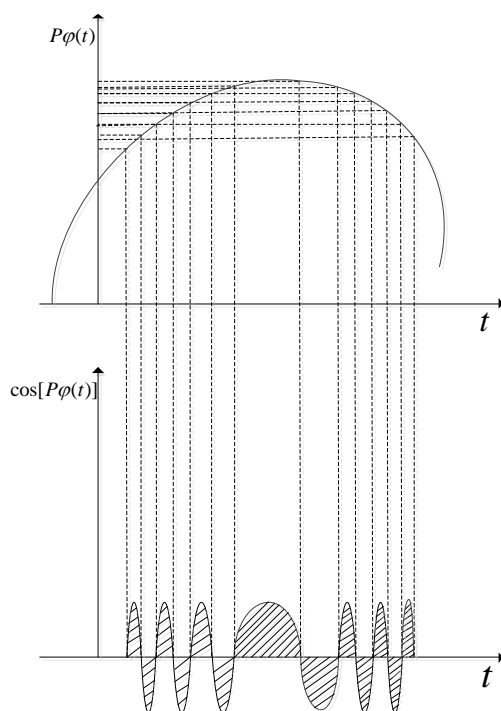


图 4-1 逗留相位原理图

从上图可以看出，虽然相位 $P\varphi(t)$ 变化比较缓慢，但是 $\cos[P\varphi(t)]$ 会在正负区间快速震荡，并且除了在 $\varphi'(t)=0$ 的附近之外，其他区间的正负两半周的面积几乎可以互相抵消，因此该积分值将主要取决于相位函数的导数为零的附近区域的积分值，由于在相位函数的导数为零的区域， $\cos[P\varphi(t)]$ 的相位变化率很小，震荡的频率趋近于零，所以将该点称为相位逗留点，该定理就是所谓的相位逗留原理^[2]。将上述 I 、 Q 两路信号进行合并，则可以得到如下所示表达式：

$$Y = I + jQ = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{j\varphi(t)} dt \quad (4-2)$$

在求解该积分的过程中，我们假设此时相位函数只有一个相位逗留点，设为 t_0 ，由相位逗留点的定义可知，相位函数在该点的导数为 0，即：

$$\varphi'(t_0) = 0 \quad (4-3)$$

为了化简表达式，将相位函数 $\varphi(t)$ 在 $t=t_0$ 点用泰勒 (Taylor) 级数进行展开，

为了简化计算，此处只取它的前面三项，则可以得到一个近似的表达式有：

$$\varphi(t) \approx \varphi(t_0) + \frac{1}{2} \varphi''(t_0)(t-t_0)^2 \quad (4-4)$$

将式（4-4）代入到式（4-2）中，则有：

$$\begin{aligned} Y &= \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{j\varphi(t)} dt \\ &\approx a(t_0) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j[\varphi(t_0) + \frac{1}{2} \varphi''(t_0)(t-t_0)^2]} dt \\ &\approx a(t_0) e^{j\varphi(t_0)} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\frac{1}{2} \varphi''(t_0)(t-t_0)^2} dt \end{aligned} \quad (4-5)$$

由泊松定理可知，会有如下的积分表达式成立：

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j u^2} du = \sqrt{\pi} e^{\pm j \frac{\pi}{4}} \quad (4-6)$$

利用式（4-6），可以将式（4-5）进行化简，从而得到：

$$Y = \sqrt{2\pi} \frac{a(t_0)}{\sqrt{|\varphi''(t_0)|}} e^{j[\varphi(t_0) \pm \frac{\pi}{4}]} \quad (4-7)$$

在式（4-7）中， $\varphi''(t_0)$ 的取值可以是大于零的数也可以是小于零的数。由傅里叶变换的性质可知，信号 $s(t)$ 可以用 $S(f)$ 表示为：

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [S(f) e^{j\theta(f)}] e^{j2\pi f t} df \quad (4-8)$$

则信号 $s(t)$ 的相位函数为：

$$\phi(f) = \theta(f) + 2\pi f t \quad (4-9)$$

对相位函数求导可以得到：

$$d\phi(f)/df = \theta'(f) + 2\pi t \quad (4-10)$$

此时根据相位逗留原理可知，相位函数在 $f = f_0$ 点处为一个相位逗留点，则有：

$$\phi'(f)|_{f=f_0} = 0 \quad (4-11)$$

所以式（4-10）可以简化为：

$$\theta'(f_0) = -2\pi t \quad (4-12)$$

将此相位函数在相位逗留点进行展开，展开成泰勒级数，同样只取展开式的前三项，则可以得到：

$$\phi(f) = \phi(f_0) + \frac{1}{2} \phi''(f_0)(f-f_0)^2 \quad (4-13)$$

将式 (4-13) 代入到式 (4-8) 中, 并利用泊松公式进行简化运算, 则最终可以得到如下的近似表达式:

$$s(t) \approx \sqrt{2\pi} \frac{S(f_0)}{\sqrt{|\theta''(f_0)|}} e^{j[\theta(f_0)+2\pi f_0 t \pm \pi/4]} \quad (4-14)$$

所以信号 $s(t)$ 的振幅函数就是对上式取模, 即:

$$|s(t)| = \sqrt{2\pi} \frac{S(f_0)}{\sqrt{|\theta''(f_0)|}} \quad (4-15)$$

此时的相位函数变为:

$$\phi(t) = 2\pi f_0 t + \theta(f_0) \pm \pi/4 \quad (4-16)$$

一般情况下, 为了保证发射机的发射功率, 都是假设信号具有矩形包络, 即满足 $|s(t)|=1$, 所以, 式 4-15 可以化简:

$$\theta''(f_0) = K S^2(f_0) \quad (4-17)$$

其中, K 是一个常数。由 4-17 可以将相位函数 $\theta(f)$ 求出来, 即:

$$\theta(f) = K \int_{-\infty}^f \int_{-\infty}^x S^2(u) du dx \quad (4-18)$$

由于 $\theta(f)$ 已知, 因此群时延可以求出来, 其表达式如下所示:

$$T(f) = -\theta'(f) / 2\pi = K_a \int_{-\infty}^f S^2(u) du \quad (4-19)$$

式 4-19 中, K_a 是一个常数。

假设 *NLFM* 信号具有如下所示的表达式:

$$y(t) = a(t) \exp(j\phi(t)) \quad (4-20)$$

式 4-20 中, $a(t)$ 为信号的幅度函数, 一般情况下假设其为 1, $\phi(t)$ 为信号的相位函数, 从上式可以看出, 要设计非线性调频信号, 则只要将相位函数求解出来即可。因此, 通过对式 (4-16) 中 t 进行积分, 则可以得到:

$$\phi'(t) = 2\pi f_0 + 2\pi t \frac{df_0}{dt} + \frac{d\theta(f_0)}{df_0} \frac{df_0}{dt} = 2\pi f_0 + (2\pi t + \frac{d\theta(f_0)}{df_0}) \frac{df_0}{dt} \quad (4-21)$$

由式 4-12 可知, $\theta'(f_0) = -2\pi t$, 因此, 式 4-21 可以简化为:

$$\phi'(t) = 2\pi f_0 \quad (4-22)$$

由瞬时频率的定义, $f(t) = \phi'(t) / 2\pi$, 联立 4-22 和 4-23 可以得到:

$$f(t) = f_0 \quad (4-23)$$

从 4-23 可以看出,在某时刻 t 的瞬时频率会等于该相位逗留点的频率,又由于:

$$t = -\frac{1}{2\pi} \theta'(f_0) \quad (4-24)$$

因为群时延 $T(f) = -\theta'(f)/2\pi$, 所以式 (4-24) 可以改写为:

$$t = T(f_0) \quad (4-25)$$

又因为 $f(t) = f_0$, 所以有:

$$f[T(f_0)] = f_0 \quad (4-26)$$

或者是:

$$T(f_0) = f^{-1}(f_0) \quad (4-27)$$

从上述推导可以看出,对群时延函数求反就可以得到频率函数。由于 $f(t) = T^{-1}(t)$, 而 $f(t) = \phi'(t)/2\pi$, 所以:

$$\phi'(t) = 2\pi T^{-1}(t) = 2\pi f(t) \quad (4-28)$$

从 4-28 可以看出,对频率函数进行积分就可以得到相位函数的表达式,即:

$$\phi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx \quad (4-29)$$

由于 NLFM 信号的表达式为: $y(t) = \exp(j\phi(t))$, 所以,将相位函数 $\phi(t)$ 代入,就可以得到 NLFM 信号的表达式。

4.1.1 基于相位逗留原理的 NLFM 信号的设计

在实际的设计过程中,最常使用的设计信号波形的方法就是利用相位逗留原理来设计^[39-45]。假设 NLFM 的表达式为:

$$s(t) = a(t) \exp(j\phi(t)) \quad (4-30)$$

其中, $a(t)$ 为信号幅度,一般情况下,为了保证发射机的最佳工作状态,都假设 $a(t) = 1$, $\phi(t)$ 是信号的相位函数,所以此时信号的形式直接取决于 $\phi(t)$, 也就是说,只要相位函数的表达式确定,则 NLFM 信号就可以得到确定。假设信号的频谱为:

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (4-31)$$

由于匹配滤波器的传输函数 $h(t)$ 与输入信号 $s(t)$ 之间满足如下所示关系:

$$h(t) = k s^*(t_0 - t) \quad (4-32)$$

其中， k 为一个常数，一般令它的值为 1， t_0 表示回波信号的时延，一般情况下为了简化都假设时延为 0，因此，匹配滤波器的传输函数可以简写为：

$$h(t) = s^*(-t) \quad (4-33)$$

则 $h(t)$ 对应的频域表达式为：

$$H(f) = S^*(f) \quad (4-34)$$

因此，信号经过频域脉压之后的频域输出为：

$$Y(f) = S(f) \cdot H(f) = S(f) \cdot S^*(f) = |S(f)|^2 \quad (4-35)$$

根据相位逗留原理，脉压输出 $Y(f)$ 会与一个理想的窗函数 $W(f)$ 等价，即：

$$Y(f) = |S(f)|^2 = W(f) \quad (4-36)$$

其中， $W(f)$ 为窗函数的频域表达式。由式 (4-19) 可知，群时延具有如下表达式：

$$T(f) = K_a \int_{-\infty}^f S^2(u) du = K_a \int_{-\infty}^f W(u) du \quad -B/2 \leq f \leq B/2 \quad (4-37)$$

B 是信号带宽， K_a 是常数，它的表达式为：

$$K_a = \frac{T}{\int_{-B/2}^{B/2} W(f) df} \quad (4-38)$$

T 为信号脉冲宽度，由于频率函数是群时延函数的反函数，因此，对 4-37 求反，可以得到频率函数的表达式：

$$f(t) = T^{-1}(f) \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (4-39)$$

由于常用的窗函数的表达式都是由正弦余弦项组成的，因此，通过对这些窗函数进行积分之后得到的结果也必定是一些跟正弦余弦相关的项，因此，对它求反函数一般不太容易，所以，一般情况下，对群时延求反都需要借助数值分析的方法来近似。通过对群时延函数利用插值拟合的方法可以将频率函数求解出来，然后再根据相位函数与频率函数的关系，则可以得到相位函数的表达式：

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(t) dt \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (4-40)$$

至此，NLFM 信号的波形设计完成。

假设在 NLFM 信号的设计过程中所用的窗函数为 Hamming 窗，则它的频域表达式为：

$$W(f) = 0.54 + 0.46 \cos(2\pi f / B) \quad (4-41)$$

通过群时延表达式可以将群时延求解出来，即：

$$T(f) = \frac{T}{B}f + \frac{0.23T}{0.54\pi} \sin\left(\frac{2\pi f}{B}\right) \quad -B/2 \leq f \leq B/2 \quad (4-42)$$

由于群时延的表达式中含有 \sin 部分，因此直接对其求反函数不太容易，所以在实际仿真过程中一般都采用数值分析的方法来近似求解，此时会得到一条 S 型的频率函数曲线。

假设仿真条件为：脉冲宽度 $T = 20\mu\text{s}$ ，信号带宽 $B = 10\text{MHz}$ ，采样频率 $f_s = 40\text{MHz}$ ，在仿真过程中采用 Hamming 窗函数来进行波形设计，则最终的脉压结果如下所示：

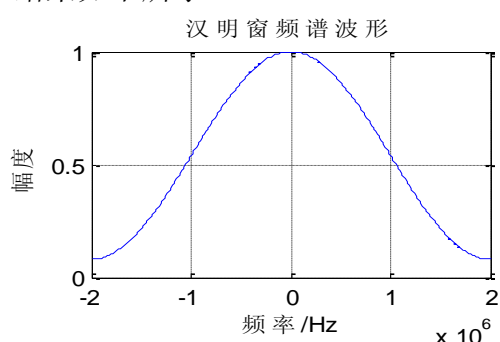


图 4-2 Hamming 窗频域波形

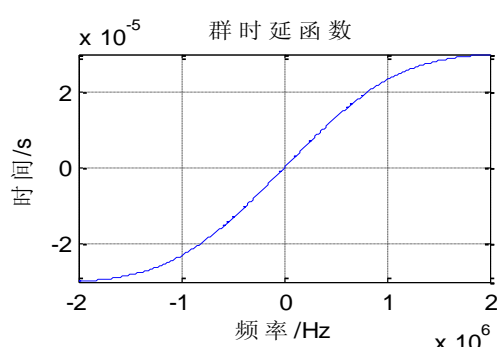


图 4-3 群时延曲线

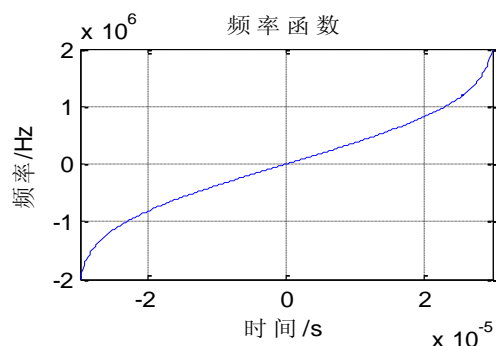


图 4-4 频率函数

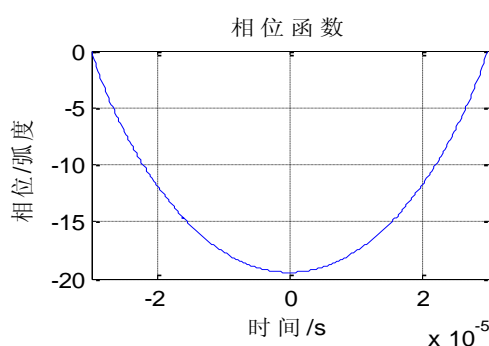


图 4-5 相位函数

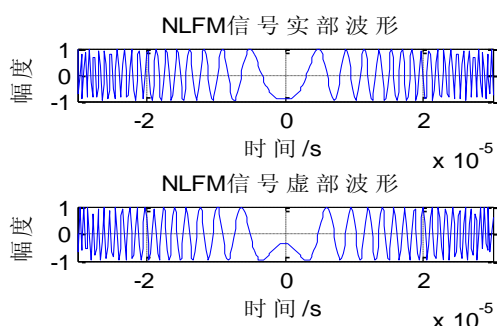


图 4-6 实部、虚部信号

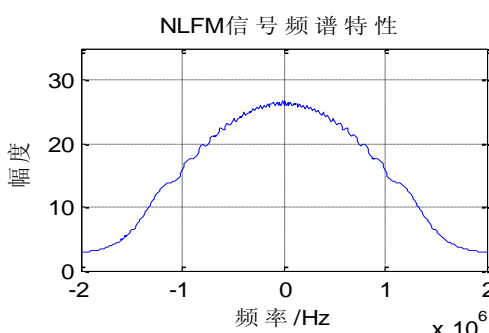


图 4-7 NLFM 信号频谱图

其中，图 4-2 为 Hamming 窗的频谱波形图，图 4-3 为信号的群时延，图 4-4 为信号的频率函数，图 4-5 表示 NLFM 信号的相位波形图，图 4-6 为 NLFM 信号 I、Q 两路正交信号的波形，图 4-7 为设计出来的 NLFM 信号的频谱图。

4.1.2 基于相位逗留原理的 NLFM 的低旁瓣脉冲压缩

由于最终的脉压结果受多种因素的影响，特别是波形设计过程中所选择的窗函数，对最终的结果影响甚大，下面分别使用不同的窗函数来进行仿真，并假设时宽为 $80\mu\text{s}$ ，带宽为 6MHz ，采样率为 24MHz ，则仿真结果如下所示：

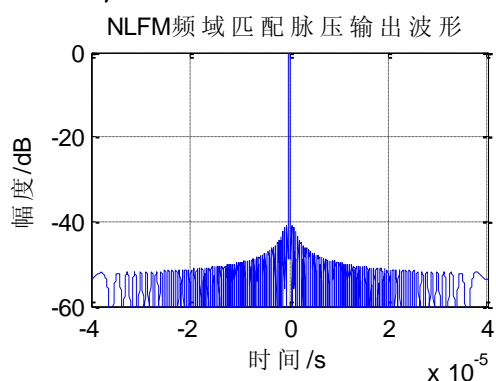


图 4-8 Hamming 窗 NLFM 脉压结果

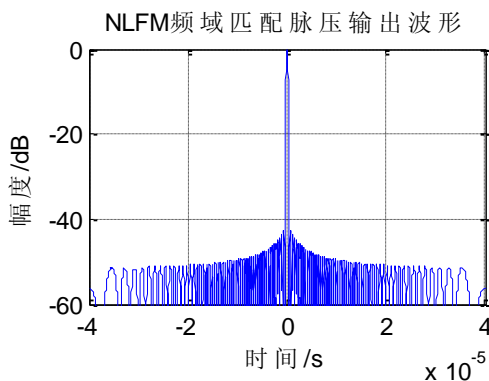


图 4-9 Blackman 窗 NLFM 脉压结果

从图 4-8、4-9 可以看出，在其他仿真条件一定的情况下，当选择的窗函数不同时，脉冲压缩之后的主副瓣比会有较大差异。Blackman 窗具有比 Hamming 窗要好的旁瓣抑制性能，利用 Blackman 窗设计的 NLFM 信号进行脉冲压缩，可以得到 -44dB 的主副瓣比。而 LFM 信号要想使旁瓣被抑制到 -40dB 以下，则必须进行加权处理，而加权又不可避免的会造成信噪比损失和主瓣展宽等问题，从而影响雷达性能。因此，虽然 NLFM 信号设计起来非常复杂，并且最终的结果还受很多因素的影响，但确实要比 LFM 信号的脉压性能好。

4.1.3 NLFM 信号的谱修正仿真

由于在设计非线性调频信号波形的过程中，采用了各种近似折中，因此最终得到的信号波形与理论难免存在各种差距，并且在实际的雷达系统中，很可能 -40dB 的主副瓣比还是不能满足雷达系统的需求，因此就必须采取措施进一步降低信号的旁瓣电平，对信号的频谱进行修正使其可以更加逼近理想的窗函数将是一个不错的建议。Jr.Sinsky^[46]提出了一种频谱修正的思想，但是在他的文献中，是针对小时带积的线性调频信号，在此处将该思想应用于非线性调频信号中。正是由于将信号直接匹配脉压的结果没有达到某些雷达应用的需要，如果像 LFM 信号

那样通过加权技术来降低旁瓣又会影响到信号的其他性能，因此人们就想到了可以采用谱修正^[47]的方法来进一步的降低信号的旁瓣电平。其设计的要点就在于谱修正滤波器的实现，它的原理框图如下图所示：

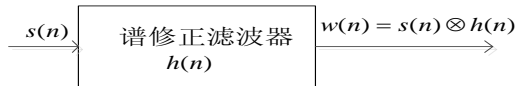


图 4-10 谱修正技术原理框图

其中，符号 \otimes 表示对信号求卷积， $s(n)$ 为输入信号的离散表示， $h(n)$ 表示匹配滤波器的离散形式， $w(n)$ 为窗函数的离散表达式。从图 4-10 可以看出，谱修正之后的信号输出为一个理想的窗函数，因此，谱修正滤波器的频域表达式为：

$$H'(f) = \begin{cases} \frac{W(f)}{S(f)} = \frac{S^*(f)}{|S(f)|^2} W(f) & -B/2 \leq f \leq B/2 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4-43)$$

其中 $W(f)$ 为输出信号的窗函数表达式， $S(f)$ 是信号的频域表达式。仿真结果表明，谱修正滤波器可以一定程度改善信号脉压性能。

假设仿真条件为： $T = 80\mu s$ ， $B = 6MHz$ ， $f_s = 2B$ ，谱修正的输出为理想的 Hamming 窗，则仿真结果为：

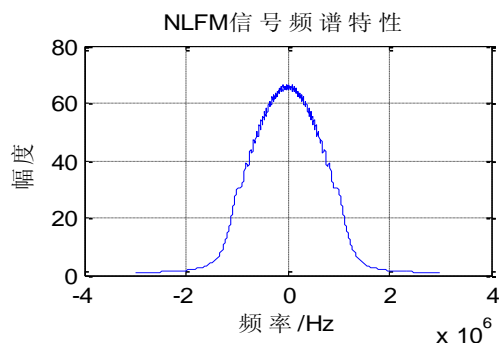


图 4-11 NLFM 信号频谱特性

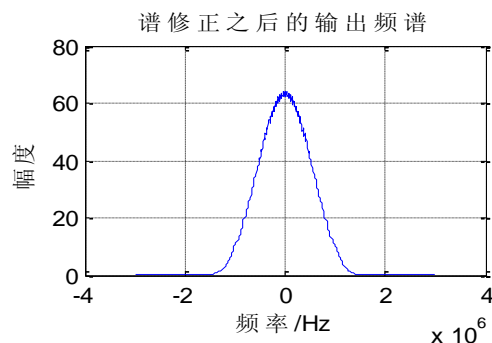


图 4-12 谱修正后的频谱特性

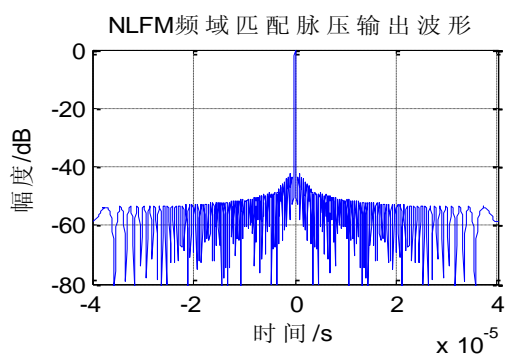


图 4-13 Hamming 窗脉压结果

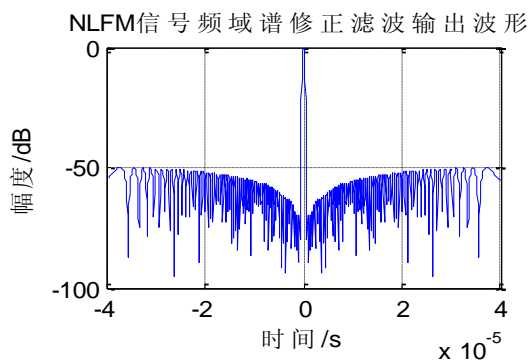


图 4-14 Hamming 窗谱修正后的脉压结果

通过对比图 4-13 和图 4-14，可以看出，在没有谱修正之前，也就是对非线性调频信号直接匹配脉压输出，信号的主副瓣比为-42dB 左右，然而经过一个谱修正滤波器进行修正之后，信号的主副瓣比可以达到-50dB 左右，降低了 8dB 的样子，更重要的一点是，这样操作之后主瓣展宽很小，并且信噪比损失也少，所以说，与 LFM 信号的窗函数加权法进行对比的话，该方法更显优越。

但是在仿真的过程中，脉压结果受到很多因素的影响，比如信号的时宽带宽积，通过仿真结果可以发现，时带积越大，最后谱修正的效果会越好；其次还有采样率也会很大程度的影响最后的脉压结果，当信号的采样率增加时，由于采样点数也会跟着增加，所以最终的脉压效果也会受到影响，其影响情况如表 4-1 所示。

表 4-1 不同因素对匹配脉压和谱修正脉压的影响结果对比

时代积	采样率	窗函数	匹配脉压输出		谱修正脉压输出		最终结果对比	
			主副瓣比	主瓣宽度	主副瓣比	主瓣宽度	旁瓣降低	主瓣展宽
480	2B	汉明窗	-42dB	0.2us	-50dB	0.32us	8dB	1.6倍
		布莱克曼窗	-44dB	0.26us	-51.33dB	0.35648us	7.33dB	1.37倍
		汉宁窗	-31.3dB	0.22368us	-51dB	0.3131us	19.7dB	1.4倍
	4B	汉明窗	-40.87dB	0.2126us	-45dB	0.23254us	4.13dB	1.09倍
		布莱克曼窗	-42.5dB	0.27128us	-46.1dB	0.29us	3.6dB	1.07倍
		汉宁窗	-30.86dB	0.238us	-36.8dB	0.25412us	5.94dB	1.07倍
600	2B	汉明窗	-42.95dB	0.2us	-52dB	0.32us	9.05dB	1.6倍
		布莱克曼窗	-45.4dB	0.26us	-53.2dB	0.357us	7.8dB	1.37倍
		汉宁窗	-31.5dB	0.2237us	-52.9dB	0.3144us	21.4dB	1.4倍
	4B	汉明窗	-41.5dB	0.2134us	-45.5dB	0.233us	4dB	1.09倍
		布莱克曼窗	-43.9dB	0.2712us	-47.7dB	0.29us	3.8dB	1.07倍
		汉宁窗	-31.1dB	0.238us	-37.1dB	0.254us	6dB	1.07倍

从表 4-1 可以得出如下结论：

- 1) 随着时带积的增大，脉冲压缩的性能会越来越好。
- 2) 在三种窗函数中，Blackman 窗虽然具有最好的旁瓣抑制性能，但它的主瓣展宽最多。
- 3) 通过引入谱修正滤波器之后，可以将旁瓣电平进一步降低，但是同时也导致了一定的主瓣展宽。
- 4) 通过对比匹配脉压和谱修正滤波的结果可以看出，Hanning 窗的前后对比是最大的，即在谱修正的时候使用 Hanning 窗的效果是最好的。

所以说，谱修正还是对旁瓣抑制有一定作用的，虽然不可避免的会导致一定的主瓣展宽，但是它换取了一定程度的旁瓣下降，综合来考虑还是有一定价值的。

4.2 基于连续非线性调频函数的 NLFM 信号的设计

虽然利用相位逗留法设计的非线性调频信号，通过合理选取时带积和采样率，对其进行脉冲压缩可以获得-40dB 左右的主副瓣比，然后在此基础上，再经过一个谱修正滤波器，可以使旁瓣电平降低到-50dB 左右，但是，在某些新型的测量天气的雷达中，由于地面能反射高达-55dB 的杂波，为了得到降雨量的多少，就必须要求归一化旁瓣电平至少要达到-60dB 以下。因此，研究进一步降低旁瓣抑制的方法，对于某些新型的天气雷达来说，很有必要。

一种改进的设计 NLFM 信号的方法是基于连续非线性调频函数^[48-50]得到的，该方法是在分段非线性调频函数的基础上进行改进得到的，图 4-15 给出了分段非线性调频函数的曲线图。从图 4-15 可以看出，该波形由三段线性曲线链接而成。通过对该曲线首尾两端的线性部分进行改进，则可以得到一种新的频率函数，即连续非线性调频函数，其波形如图 4-16 所示。

从图 4-16 可以看出，连续非线性调频函数波形图就是在现有的线性频率函数的基础上，通过在首尾添加小部分的非线性高频成分得到的。添加的这一小部分高频成分可以减轻信号频谱的菲涅尔波纹的抖动影响，从而能使信号的旁瓣性能进一步改善。

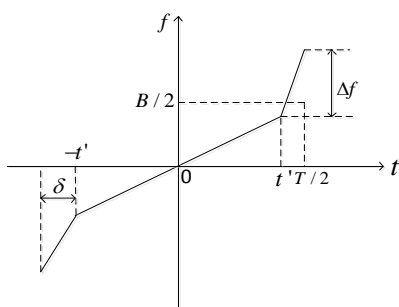


图 4-15 分段非连续调频函数波形

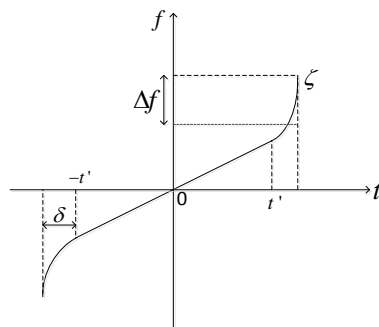


图 4-16 连续非线性调频函数波形

因此，本节主要对这一方法进行介绍并进行相应的仿真。从图 4-16 可以看出，频率函数的表达式满足：

$$f(t) = \begin{cases} -\frac{\chi}{t + T/2 + \chi/\zeta} & -T/2 \leq t \leq -t' \\ Kt & -t' < t < t' \\ -\frac{\chi}{t - T/2 - \chi/\zeta} & t' \leq t \leq T/2 \end{cases} \quad (4-44)$$

其中， T 为信号脉宽， $K = B/T$ 是线性调频率， ζ 是在时间为 $T/2$ 时的瞬时频率，即：

$$\zeta = f(T/2) \quad (4-45)$$

参数 τ 满足：

$$\tau = f(T/2 - t') = K \cdot (T/2 - t') \quad (4-46)$$

χ 具有如下表达式：

$$\chi = \tau \zeta \cdot (T/2 - t') / (\zeta - \tau) \quad (4-47)$$

通过大量的仿真结果发现， t' 在 $0.452T \sim 0.496T$ 之间取值效果更佳，但在实际仿真过程中，应在这个范围附近上下波动取一下值，以期得到一个最佳的效果； ζ 在 $(2B-1) \sim (2B+1)$ 之间取值脉压效果比较好。由于参数 t' 和 ζ 没有准确的表达式，上述结论也是基于大量的仿真实验推导出来的。因此在实际仿真过程中，必须通过仿真实验利用逐次逼近的方法来最终确定各参数的取值。

4.2.1 基于连续非线性调频函数的 NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩

假设仿真条件为：信号带宽 $B=10\text{MHz}$ ，脉冲宽度 $T=20\mu\text{s}$ ，采样率 $f_s=40\text{MHz}$ ， $t'=0.46T=9.2\mu\text{s}$ ， $\tau = K \cdot (T/2 - t') = (B/T) \cdot (T/2 - t') = 0.4\text{MHz}$ ， $\zeta = 2B+1=21\text{MHz}$ ，在实际仿真过程中发现，当 $\tau=0.44\text{MHz}$ 的时候仿真结果更好，因此实际仿真时选 $\tau=0.44\text{MHz}$ ，所用窗函数为 Blackman 窗，则将该信号进行脉冲压缩的仿真结果为：

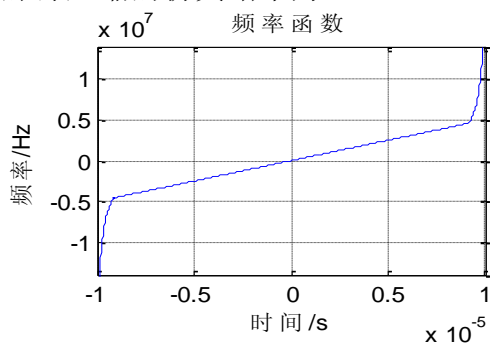


图 4-17 频率函数

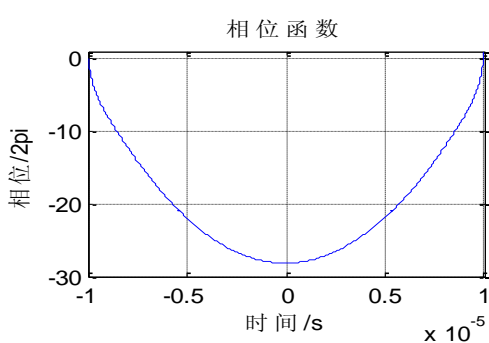


图 4-18 相位函数

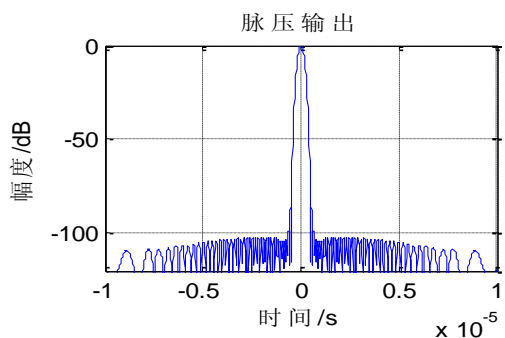


图 4-19 基于连续非线性调频函数脉压结果

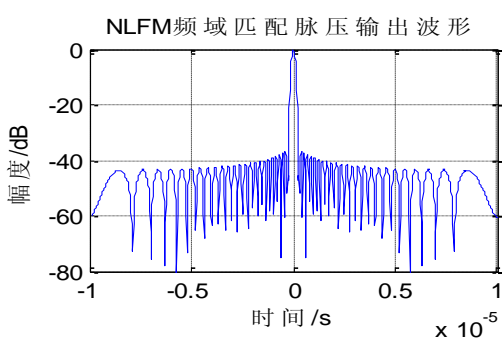


图 4-20 相位逗留原理脉压结果

从图 4-19 可以看出, 通过利用连续非线性调频函数设计出来的 NLFM 信号进行脉冲压缩, 只要窗函数选取合适, 最终可以获得很低的主副瓣比, 不过由于窗函数的引入, 最终会造成一定的主瓣展宽, 通过对比图 4-19 和图 4-20 可以发现, 主瓣宽度由原来的 $0.5\mu\text{s}$ 展宽到现在的 $1.0\mu\text{s}$, 也就是展宽了两倍, 但是主副瓣比由原来的 -39dB 下降到现在的 -86dB , 所以说相当于是用主瓣展宽换取了旁瓣的下降, 因此在实际过程中, 应该根据情况在主瓣展宽、信噪比损失和主副瓣比这三者之间进行折中。

通过对相位逗留法设计的非线性调频信号进行加权脉压, 仿真条件如前所述, 仿真结果如图 4-21、4-22 所示。通过与图 4-19 进行对比可以看出, 传统的相位逗留法设计的 NLFM 信号, 虽然脉压之后的主副瓣比很低很低, 但是它的主瓣展宽非常之大, 表 4-2 列出了它们之间的性能对比。

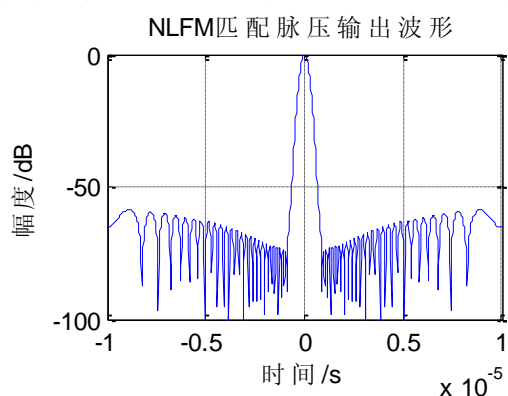


图 4-21 相位逗留法 Hamming 窗加权

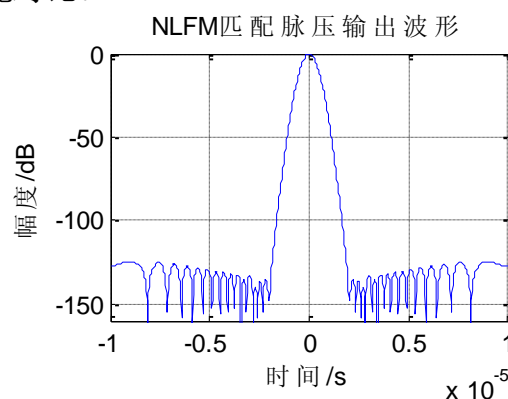


图 4-22 相位逗留法 Blackman 窗加权

图 4-21、4-22 是基于相位逗留原理设计的 NLFM 信号, 然后分别用 Hamming 窗和 Blackman 窗进行加权, 再对该加权信号进行脉冲压缩进行仿真的结果, 它们的对比结果如下表 4-2 所示。

表 4-2 各种波形的脉压结果对比

信号类型	窗函数	主副瓣比	主瓣宽度
NLFM 相位逗留法	hamming	-58.6dB	0.3us
	hanning	-119dB	0.35338us
	blackman	-124.4dB	0.50868us
NLFM 连续非线性 调频函数	hamming	-52.9dB	0.1704us
	hanning	-47dB	0.1835us
	blackman	-86dB	0.22us

从表 4-2 可以看出, 通过连续非线性调频函数设计的波形, 对其进行脉冲压缩, 与通过相位逗留法设计的波形, 再用窗函数加权的信号进行脉冲压缩的结果对比,

虽然后者旁瓣抑制性能更好，但是它的主瓣展宽的更多，所以在主副瓣比、主瓣宽度之间进行折中的话，还是用非线性调频函数设计的非线性调频信号进行脉冲压缩的结果要好一些。

本小节在已有的设计 NLFM 信号的基础上，提出了一种新的设计 NLFM 信号的方法，该方法直接从频率函数的设计出发，相较于传统的相位逗留法，由于没有前序对群时延函数的设计，因此减少了设计的步骤，但是设计频率函数却不是一个简单的过程，由于频率函数的表达式中涉及很多的参数，而有些参数的取值还没有明确的表达式，因此不得不基于逐次逼近的方法来反复计算，所以在设计频率函数的过程中，大量的仿真实验是很有必要的。仿真结果表明，通过选取合适的窗函数，可以使最终的主副瓣比达到 -80dB 以下，这大大满足了现代新型雷达的需要。

4.2.2 多普勒频率的影响

假设仿真条件为：脉冲宽度 $T = 40\mu s$ ，信号带宽 $B = 10MHz$ ，采样率 $f_s = 4B$ ，窗函数为 Blackman，多普勒频率 f_d 分别为 $\pm 10KHz$ 、 $\pm 50KHz$ ，则仿真结果如下所示。

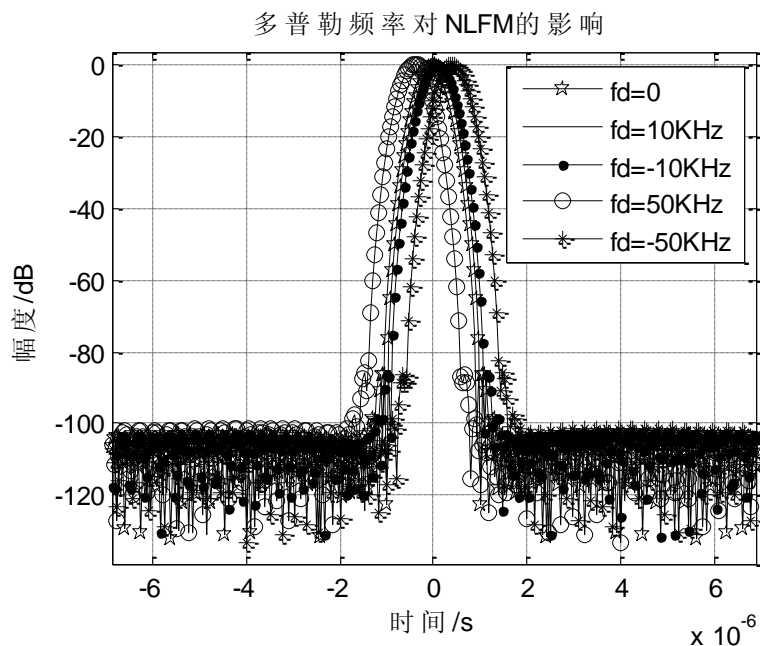


图 4-23 多普勒频率对 NLFM 信号的影响

图 4-23 表明，多普勒频率对脉压结果影响不大，只是信号峰值会进行相应的时延而已，因此，该信号的多普勒容限比二相编码信号要好。

4.3 基于窗函数加权的 NLFM 信号的波形设计

虽然基于连续非线性调频函数的方法设计出来的 NLFM 信号的性能较好，还是不可避免的带来了一定的信噪比损失和主瓣展宽，因此性能还有待于进一步优化。基于此，另一种设计信号波形的方法被提出：基于窗函数加权的 NLFM 信号的设计。该方法的重点在于设计一个既能降低旁瓣电平同时又对脉冲宽度和信噪比损失影响不大的窗函数，其设计的过程如下。

令 NLFM 信号的表达式为^[51-53]：

$$s(t) = a(t) \exp[j\phi(t)] \quad (4-48)$$

在上式中， $a(t)$ 控制信号幅度， $\phi(t)$ 是相位函数，对信号进行傅里叶变换可以得到对应的频域表达式为：

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) \exp[j(-\omega t + \phi(t))] dt \quad (4-49)$$

由于相位函数 $\phi(t)$ 是一个未知的复合函数，所以对上式进行求解十分困难，除非相位函数 $\phi(t)$ 像线性调频信号的相位函数那样简单。为了求解 $a(t)$ 跟 $\phi(t)$ 的关系，我们假设跟相位相比 $a(t)$ 变化缓慢，因此通过相位逗留原理可以得到一个渐进性逼近的结果。由相位逗留原理可知，假设相位函数 $\phi(t)$ 仅在 $t = t_0$ 处有一个相位逗留点，则有 $\phi'(t_0) = 0$ ，则将相位函数 $\phi(t)$ 在 $t = t_0$ 按照泰勒级数进行展开，并且为了简化计算，只取前三项，则有：

$$\phi(t) = \phi(t_0) + \frac{1}{2} \phi''(t_0)(t - t_0)^2 \quad (4-50)$$

将 4-50 带入到 4-49 中，则有：

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t_0) \exp[j(\phi(t_0) + \frac{1}{2} \phi''(t_0)(t - t_0)^2 - \omega t_0)] dt \quad (4-51)$$

又由于有如下泊松公式：

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j u^2} du = \sqrt{\pi} e^{\pm j \frac{\pi}{4}} \quad (4-52)$$

则 $S(\omega)$ 可以化简为：

$$S(\omega) \cong a(t_0) e^{j\phi(t_0)} e^{-j\omega t_0} \frac{\sqrt{2\pi}}{\sqrt{|\phi''(t_0)|}} \exp[j(\phi(t_0) \pm \frac{\pi}{4})] \quad (4-53)$$

由于信号的幅度就是对 $S(\omega)$ 求绝对值，则可以得到幅度函数的表达式为：

$$|S(\omega)| \cong \sqrt{2\pi} \frac{a(t_0)}{\sqrt{|\phi''(t_0)|}} \quad (4-54)$$

而功率谱密度就是幅度函数的平方，即功率谱密度为：

$$|S(\omega)|^2 \cong 2\pi \frac{a^2(t_0)}{|\phi''(t_0)|} \quad (4-55)$$

从上式可以看出， $a(t)$ 跟功率谱密度的表达式和相位函数都有关，因此，为了求解 $a(t)$ ，功率谱密度的表达式必须给定。由于许多常用的窗函数是由一系列 \cos 函数的和组成的，所以功率谱密度的表达式可以综合为：

$$|S(\omega)|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} k_n \cos\left(\frac{n\omega}{B}\right) \quad (4-56)$$

将式(4-56)带入式(4-55)，则幅度函数 $a(t)$ 可以求解出来：

$$a(t) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} |\phi''(t)| \sum_{n=0}^{N-1} k_n \cos\left(\frac{n\omega}{B}\right)} \quad (4-57)$$

假设使用高斯窗^[3]作为设计过程中的窗函数，其表达式为：

$$|S(\omega)|^2 = e^{-\frac{\omega^2}{B^2}} \quad (4-58)$$

由于幅度函数 $a(t)$ 还与相位函数相关，所以要将幅度函数确定下来，相位函数也必须已知。

通过文献^[23]可知，相位函数由 $\sin \omega$ 和 $\tan \omega$ 的组合能够取得不错的效果。因为它们能够取得相当高的加权效率并且仅仅需要相当简单的计算。迄今为止一个比较好的组合是将一个线性函数和一个正切-线性函数进行组合，也就是说：

$$\phi'(t) = \pi B \left[\frac{\alpha \tan(2\gamma t / T)}{\tan \gamma} + \frac{2(1-\alpha)t}{T} \right] \quad (4-59)$$

其中，常数 γ 控制 $\tan x$ 曲线的比例， α 控制 \tan - FM 和 LFM 之间的平衡。 B 是信号的带宽， t 在 $-T/2 \sim T/2$ 之间取值， $\phi'(t)$ 是基带调制信号的相位调制函数的一阶导数。在实际仿真过程中，由于 α 和 γ 没有特定的取值范围，所以要想取得比较好的脉压效果，就必须进行大量的仿真实验来确定这两个参数的取值。

由于 $\phi'(t)$ 已知，所以再对 t 进行求导，则可以得到 $\phi''(t)$ ，其表达式为：

$$\phi''(t) = \frac{2\pi B}{T} \left[\frac{\alpha \gamma [1 + \tan^2(2\gamma t / T)]}{\tan \gamma} + 1 - \alpha \right] \quad (4-60)$$

通过仿真可知，当 α 的值太小时，调频函数变成线性的；当 α 和 γ 的值较大时，

调频函数逼近 S 型，并且 $a(t)$ 变得更像矩形，此时的加权损失更小。所以为了获得更好的脉压，大量的仿真实验是必须的。

由于相位函数在 t_0 点的导数为零，所以根据 $S(\omega)$ 的表达式有 $[-\omega t + \phi(t)]' = 0$ ，也就是 $\omega = \phi'(t)$ ，所以将 ω 用 $\phi'(t)$ 替换掉，则幅度加权函数 $a(t)$ 的表达式可以改写为：

$$a(t) = \sqrt{\frac{|S(\phi'(t))|^2 |\phi''(t)|}{2\pi}} \quad (4-61)$$

一旦 $a(t)$ 和 $\phi(t)$ 得到确定，则 NLFM 信号 $s(t)$ 的表达式就可以求解出来：

$$s(t) = a(t) \exp[j\phi(t)] \quad (4-62)$$

根据式 4-62 可以将信号 $s(t)$ 确定，然后用这个信号进行脉冲压缩即可。

4.3.1 基于窗函数加权的 NLFM 信号的低旁瓣脉冲压缩

设仿真条件为： $T = 40\mu s$ ， $B = 5MHz$ ， $f_s = 4B$ ， $\alpha = 0.88$ ， $\gamma = 1.36$ ，则仿真结果如下所示：

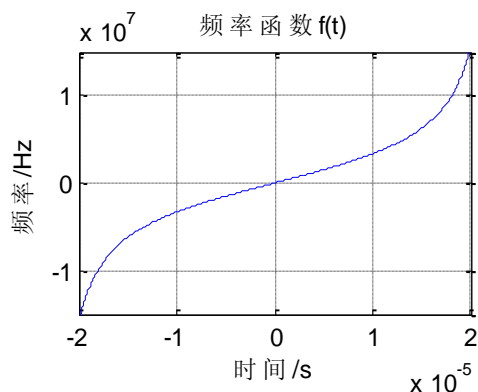


图4-24 NLFM 信号的频率函数

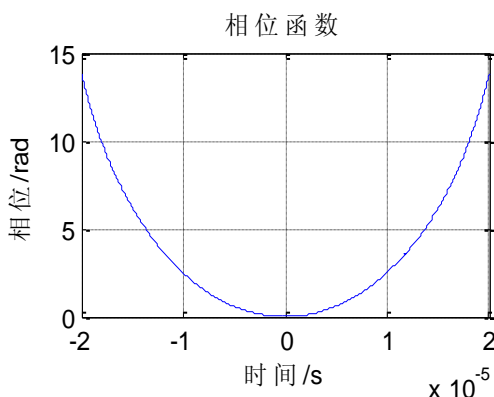


图4-25 NLFM 信号的相位函数

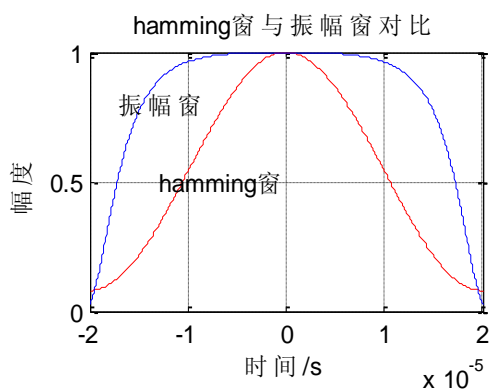


图4-26 振幅窗与 Hamming 窗的频谱对比

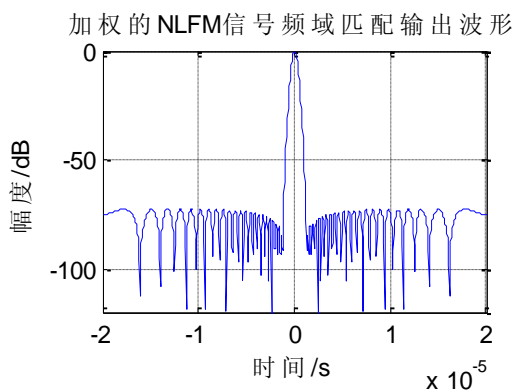


图4-27 脉冲压缩仿真结果

图 4-24 表示频率函数，从图中可以看出，一旦参数 α 和 γ 选择合适，其频率函数曲线与S型曲线吻合；图 4-25 为信号相位函数；图 4-26 为本文设计的振幅窗函数与 Hamming 窗的对比，通过图 4-26 的对比可以看出，通过利用本小节介绍的方法设计的振幅窗函数相比 Hamming 窗性能要好，因为它更接近矩形窗，所以在同等条件下，该窗所能包含的能量更多，雷达所能探测到的距离更远，因此，为了使最终的效果逼近最优，大量的仿真试验是必须的。图 4-27 为将非线性调频信号与改进的窗函数进行加权之后再脉冲压缩的结果，从图中可以看出输出信号的主副瓣比为-73dB，通过对比没有加权之前的脉压结果，主瓣展宽 1.6 倍，由于加权不可避免的会导致信噪比的损失，通过计算可以知道其信噪比损失为 0.7891dB，也就是说这种方法相当于是利用信噪比损失换取主副瓣比的提高。但是在实际应用中，为了达到所要求的主副瓣比，就不得不在信噪比损失上做出妥协。所以在实际情况下，应该根据具体问题来合理进行取舍。

下面将加权的 NLFM 信号进行脉冲压缩的结果与加权的 LFM 信号进行脉冲压缩的结果作一个对比，其中主要涉及到了 Hamming 窗、Hanning 窗以及 Blackman 窗^[5]，仿真条件一致，其结果如表 4-3 所示：

表 4-3 不同窗函数性能对比

信号形式	窗函数	主副瓣比	主瓣展宽	信噪比损失
LFM	Hamming窗	-50	2.78倍	1.1006dB
LFM	Hanning窗	-47	2.78倍	1.3223dB
LFM	Blackman窗	-85	4.4倍	2.2344dB
NLFM	本文的振幅窗	-73	1.65倍	0.7891dB

从表 4-3 可以看出，通过与 LFM 信号进行对比，虽然 LFM 信号产生和处理都较简单，但是简单带来的效果却不尽如人意，Blackman 窗虽然可以很好的抑制旁瓣电平，但是由此带来的信噪比损失太大，并且主瓣宽度展宽很多，通过对比可以发现，利用本节设计的振幅窗函数加权的方法来设计 NLFM 信号，虽然最终得到的主副瓣比不是最低的，但是它的主瓣展宽最小，信噪比损失最少，所以在这几个参数之间进行权衡的话，其最终的效果还是比较理想的。

因此，在 NLFM 信号的设计过程中，我们应该充分考虑到主副瓣比、主瓣展宽、信噪比损失这多方面因素所带来的影响；通过该方法进行仿真可以获得 -73dB 的主副瓣比，不过由于幅度加权的原因，还是引入了一定的信噪比损失，但

是对比没有幅度加权的情况下，主副瓣比只能达到-40dB 左右，对很多的特殊雷达来说还是无法满足要求，所以综合考虑各方面的话还是有一定价值的。

4.3.2 多普勒频率的影响

假设仿真条件为： $T = 40\mu s$ ， $B = 5MHz$ ， $f_s = 4B$ ，多普勒频率 f_d 分别为 $\pm 10KHz$ 、 $\pm 20KHz$ ，则仿真结果如下。

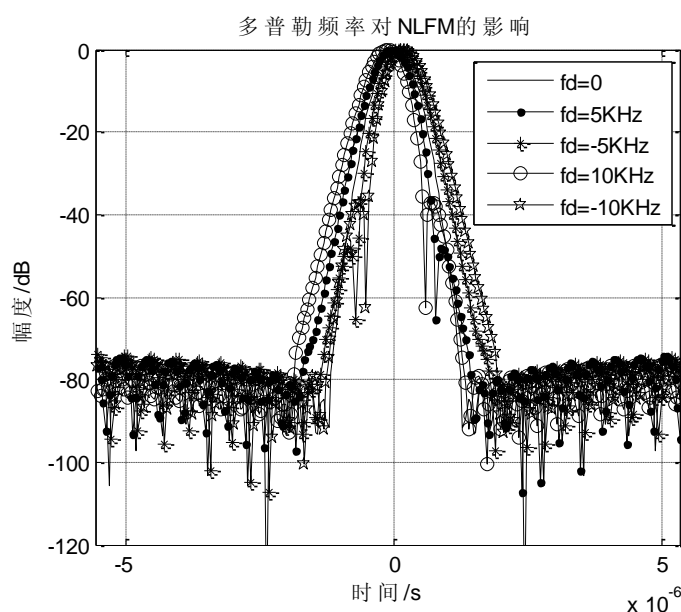


图 4-28 多普勒频率对 NLFM 信号的影响

从上图可以看出，当多普勒频率为 10KHz 的时候，就开始对脉压结果产生比较大的影响了，此时输出信号的波形发生了改变，并且主副瓣比明显提高，所以该信号是一种多普勒敏感信号。

4.4 本章小结

本章主要介绍了几种 NLFM 信号的波形设计以及优化方法，首先讲述了传统的相位逗留原理设计 NLFM 信号波形的的方法，仿真结果表明，通过合理选取时宽带宽积、信号采样率以及窗函数，脉压之后信号的主副瓣比可以达到-42dB 左右。该结果相较于 LFM 信号直接匹配脉压的旁瓣抑制性能要好的多。不过由于在某些测量天气的雷达中，地面可以反射高达-55dB 的杂波强度，为了测量降水量的多少，-40dB 的主副瓣比压根就满足不了雨水测量的要求，所以必须采取措施进一步降低旁瓣电平。随后介绍了一种谱修正方法，所谓的谱修正，就是将压缩输出的信号再通过一个谱修正滤波器，使得输出端与一个理想的窗函数能够更好的吻合，通过该方法之后，信号的旁瓣可以得到一定程度的降低，在合理选取信号采样率以

及时带积的情况下,可以使信号的旁瓣降到-50dB 以下,该方法虽然不能满足新型天气雷达的需要,但是对抑制旁瓣有一定的作用;然后提出了一种改进的设计 NLFM 信号波形的方法:基于连续非线性调频函数来设计。该方法直接从频率函数的设计出发,一旦频率函数的波形得以确定,则相位函数也就相应被求解,因而最终的信号波形也就被设计出来了。但是该频率函数的设计却有一定难度,由于在它的表达式中,包含多个参数,而这些参数又没有明确的表达式,因此在仿真过程中,只能通过大量的实验来逐次逼近,最终得到一个相对最优的值,所以在该函数的设计过程中,大量的仿真实验是必须的,并且最终的结果也显示,通过该方法设计的波形,在进行脉冲压缩的时候,通过合理的选取窗函数,可以使最终的主副瓣比达到-80dB 以下,因此可以很好的满足新型天气雷达测量雨水的需要;基于此,另一种设计 NLFM 信号波形的方法被提出:基于窗函数加权的 NLFM 信号的波形设计,该方法设计的重点和难点就在于加权函数,之所以不用已有的理想窗函数进行加权,原因在于,在雷达发射端发射加权的信号会大大损失发射机的发射功率,因为理想的窗函数跟矩形窗的频谱形状相差太远,发射这样的信号出去将使发射机的功率大打折扣,所以如果能够设计出一种窗函数,它不仅可以使它的频谱形状跟矩形窗形状逼近,而且还对脉冲压缩的结果有利,而仿真结果表明,通过这种方法设计的振幅窗函数,它的频谱介于矩形窗形状与理想窗函数之间,并通过合理调整某些参数,可以逐渐向矩形窗形状逼近,因此,性能相比 Hamming 窗或者 Blackman 窗要好很多,通过该方法设计的波形,其最终的主副瓣比可以达到-70dB 以下,不过后两种设计信号波形的方法中,由于都有窗函数的引入,所以不可避免的导致了一定的信噪比损失和主瓣展宽,所以在实际应用中,应该在主瓣展宽、信噪比损失以及主副瓣比这三者之间进行折中。

第五章 全文总结与展望

由于在某些特殊的天气雷达中,地面可以反射高达-55dB 的杂波强度,为了得到降雨量的多少,就必须要求归一化的旁瓣电平在-60dB 以下,因此对低旁瓣脉冲压缩的研究就变得很有必要。由于 LFM 信号就算在一个窗函数加权的情况下也还是无法满足上述要求,因此本文重点研究了 NLFM 信号,主要是对 NLFM 信号的波形进行优化设计,重点介绍了两种波形优化设计方法:基于连续非线性调频函数来设计以及基于幅度加权来设计,这两种优化设计的方法可以很大程度的降低信号的旁瓣电平,但是由于窗函数的引入,还是使信噪比损失了一部分以及主瓣被一定程度的展宽。本文主要对这两种优化方法进行了大量仿真分析,并给出了最终的仿真结果。

5.1 全文总结

由于在星载降水雷达和新型天气雷达系统中,低旁瓣脉冲压缩的研究工作刻不容缓,因此本文在基于该实际需求下,主要做了以下工作:

- (1) 研究和分析了 LFM 信号的脉冲压缩性能,并仿真分析了现在常用的几种旁瓣抑制方法,主要有:时域加权、频域加权和收发两端同时加权,最后还研究了 LFM 信号的多普勒容限。
- (2) 然后研究了相位编码信号的脉冲压缩性能,重点研究了 Barker 码以及 P3、P4 码。首先介绍了 Barker 码的脉冲压缩性能以及旁瓣抑制方法;然后对 P3、P4 码的脉冲压缩性能和旁瓣抑制方法进行了仿真研究,最终还研究了相位编码信号的多普勒容限。
- (3) 重点研究了 NLFM 信号的波形优化设计方法,首先介绍了现在常用的设计 NLFM 信号波形的的方法:基于相位逗留原理来设计;然后提出了一种改善脉压性能的波形设计方法:基于连续非线性调频函数来设计信号波形,并给出了大量的仿真结果来对其进行验证;接着,另一种优化脉压性能的方法被提出:基于幅度加权的 NLFM 信号的设计,同时仿真分析了该方法的正确性。

5.2 后续工作展望

由于对课题的理解程度不够深,并且研究的时间和精力也有限,因此,对于该课题的研究程度还远远不够,还有很多其他的工作有待完善:

- (1) 在基于连续非线性调频函数设计信号波形的方法中，由于窗函数的引入，还是导致了一定的信噪比损失和主瓣展宽，这对于雷达来说是很致命的。因为信噪比的损失，就意味着雷达功率的损失，这会严重影响雷达检测目标的能力，因此必须进一步进行深入研究。
- (2) 在基于幅度加权设计非线性调频信号的方法中，虽然通过大量仿真实验，最终设计的加权函数可以跟矩形窗无限逼近，但是毕竟还是无法完全吻合，因此损失在所难免。所以，进一步深入研究很有必要和意义。
- (3) 由于脉压结果与时宽带宽积、采样率以及窗函数等各种雷达参数有关，而本文的仿真结果基本只使用一种固定的雷达参数，因此，在后续的研究中，应该在变换雷达参数的基础上进行大量仿真分析。

致 谢

时光有如白驹过隙，眨眼之间，研究生生活就要结束了。

在这三年的研究生涯中，我最最要感谢的就是我的导师汪学刚教授。在汪老师的帮助下，不管是在学术上还是生活上，都让我终生受益。汪老师不仅知识储备丰富，而且一点也没有架子，让人不自觉的就想亲近。正是由于有一个这样的好老师，才能让我如此顺利的完成自己的学业，不仅懂得了如何快速解决科研难题，而且还学会了如何待人处事。可以说，汪老师绝对是我们进行科研工作的楷模和榜样。

与此同时，我还要感谢邹林老师对我的课题研究的悉心指导，在我的课题研究中，正是在邹老师无数次的点拨和指导下，避免我少走了不少弯路，课题研究才可以进展的如此顺利。还要感谢周云老师对我最终论文的撰写的指导和督促，以及于雪莲老师对我课题的不间断的指导和帮助。可以说，论文的顺利完成，离不开各位老师悉心的指导和及时的帮助。

还要感谢教研室的各位同学和师弟师妹对我的关心和照顾，特别是罗旭、魏国华、曾祥东、蒋易松等，他们不仅在学术上对我帮助极大，而且在生活上也照顾有加，在一个这样的大家庭中生活和学习，我感到莫大的荣幸。

最后还要特别感谢我的爸妈，感谢你们一直以来对我的支持和鼓励，感谢你们对我孜孜不倦的教诲，感谢你们，让我拥有了一颗感恩的心，拥有你们，是我今生最大的财富。如果没有你们做我坚强的后盾，我绝对不会有今天的成绩，正是因为有你们在我后面无怨无悔的付出，才让我可以披荆斩棘，勇敢前行。

再次谢谢在成长道路上给予我关心和帮助的老师、同学、家人和朋友。

最后还要特别谢谢对我论文提出宝贵意见的评审专家和答辩老师，谢谢你们在百忙之中抽出时间对我的论文进行批评和指正。

参考文献

- [1] 丁鹭飞, 张平. 雷达系统[M]. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1973, 13-25
- [2] 皮亦鸣, 杨建宇. 合成孔径雷达成像原理[M]. 成都: 电子科技大学出版社. 2007, 6-15
- [3] 吴顺军, 梅晓春. 雷达信号处理和数据处理技术[M]. 北京: 电子工业出版社. 2008
- [4] 张静. 脉冲压缩及其旁瓣抑制技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2005, 4-33
- [5] 李攀. 多普勒频移对脉冲压缩雷达的影响及其补偿研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2007, 1-50
- [6] 刘春鸣. 雷达信号脉冲压缩及多普勒敏感性分析[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2013, 5-45
- [7] 陈岳明. 线性调频脉冲压缩相关技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2008, 4-13
- [8] 魏广雷. 相位编码信号脉压技术的研究与实现[D]. 南京: 南京理工大学, 2012, 11-40
- [9] B.L. Lewis, F.F. Kretschmer. Linear Frequency Modulation Derived Polyphase Pulse Compression Codes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1982, 18(5):637-641
- [10] J.A. Johnston, A.C. Fairhead. Wavwform design and Doppler sensitivity analysis for nonlinear FM chirp pulses[J]. IEEE Proceedings on Radar and Signal Processing Communications, 1986, 133(2):163-175
- [11] P.S. Brandon. The design of a nonlinear pulse compression system to give a low loss high resolution radar performance[C]. IEEE International Conference, 1973, 62-92
- [12] 张良. 一种 NLFM 脉压波形的优化设计方法[J]. 现代雷达, 1994, 16(5):27-34
- [13] 肖开健, 井伟, 肖战牛. 基于动态优化的非线性调频信号设计[J]. 火控雷达技术, 2011, 40(2):35-37
- [14] 黄勇, 彭应宁, 张颢等. 基于调频函数和遗传算法的非线性调频信号产生方法[J]. 电子学报, 1999, 27(11):77-79
- [15] 鉴福升, 陈图强. 非线性调频信号设计中的组合窗优化法[J]. 雷达与对抗, 2001, (2):19-24
- [16] 阮黎婷, 韩建莉, 罗丰等. 基于多组合窗函数的 NLFM 信号匹配滤波器设计[J]. 空间电子技术, 2010, (3):11-14
- [17] 朱迪. 星载降水雷达在超低副瓣脉冲压缩算法的研究与实现[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2008, 19-32
- [18] 杨斌, 武剑辉, 向敬成. 谱修正数字旁瓣抑制滤波器设计[J]. 系统工程与电子技术, 2002, 22(9):90-94
- [19] 阮黎婷, 张志强, 罗丰等. 基于双组合窗函数的非线性调频信号谱修正滤波器设计[J]. 电子信息对抗技术, 2010, 25(1):69:72

- [20] 尹彩玲, 罗丰, 高媛媛等. S 型非线性调频信号的谱修正脉压研究[J]. 雷达科学与技术, 2008, 6(2):134-137
- [21] E.De White, H.D. Griffiths. Improved ultra-low range sidelobe pulse compression waveform design[C]. Electronics Letters, 2004, 1448-1450
- [22] 尹红刚. 星载降水雷达技术研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2008, 34-43
- [23] T. Collins, P. Atkins. Nonlinear frequency modulation chirps for active sonar[C]. Radar Sonar and Navigation, IEEE Proceedings, 1999, 312-316
- [24] Yin Hong-gang, Dong Xiao-long. Pulse compression with ultra-low range sidelobe for spaceborne meteorology radars[C]. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008, 796-798
- [25] Zhiqiang Ge, Peikang Huang, Weining Lu. Matched NLFM pulse compression method with ultra-low sidelobes[C]. IEEE Radar Conference, European, 2008, 92-95
- [26] Masoud Farshchian, Gregory E.Coxson.Multi-Rate Convolution for LFM and NLFM[C]. IEEE Radar conference, 2009, 1-5
- [27] 王萱芬, 李巍, 王子立. 一种实现超低旁瓣的脉冲压缩算法[J]. 现代电子技术, 2009, (23):5-7
- [28] 杨静. 相位编码信号的脉冲压缩及旁瓣抑制[D]. 南京: 南京理工大学, 2007, 5-38
- [29] Toblas Felhauer. Design and Analysis of New $P(n,k)$ Polyphase Pulse Compression Codes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1994, 30(3):865-874
- [30] 俞璐璐. 多相编码信号研究[D]. 南京: 南京理工大学, 2012, 7-46
- [31] 徐健. 多相编码脉冲压缩雷达信号的优化设计与仿真[D]. 南京: 河海大学硕士论文, 2007, 29-70
- [32] B.L. Lewis. Range-time-sidelobe reduction technique for FM-derived polyphase PC codes[C]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 834-840
- [33] A.W. Rihaczek, R.M. Gilden. Range Sidelobe Suppressing for Barker Codes[C]. IEEE Transactions, 1971, 7(11):1087-1092
- [34] S. Zoraster. Minimum Peak Range Sidelobe Filters for Binary Phase-Coded Waveforms[C]. IEEE Transactions, 1980, 16(1):112-115
- [35] M.H. Akroyd, F. Ghani. Optimum Mismatched Filters for Sidelobe Suppression[C]. IEEE Transactions, 1973, 9(3):214-218
- [36] F.F.Kretschmer, L.R. Welch.Sidelobe reduction techniques for polyphase pulse compression codes[C]. The Record of the IEEE 2000 International Radar Conference, 2000, 416-421
- [37] F.F. Kretschmer, B.L. Lewis. Doppler Properties of Polyphase Coded Pulse Compression

- Waveforms[C]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic, 1983, 19(6):521-531
- [38] Yu Gen-miao, Wu Shun-jun, Luo Yong-jian. Doppler properties of polyphase pulse compression codes under different side-lobe reduction techniques[C]. CIE International Conference on Radar Proceedings, 2001, 524-528
- [39] Pan Yichun, Peng Shirui, Yang Kefeng. Optimization design of NLFM signal and its pulse compression simulation[C]. IEEE International Radar conference, 2005, 383-386
- [40] 范树凯. 非线性调频信号的时频分析及其应用[D]. 无锡: 江南大学, 2008, 28-33
- [41] 武剑辉, 杨斌, 向敬成. 大时带积非线性调频脉压信号及其性能分析[J]. 信号处理, 2001, 17(2):139-142
- [42] 阮黎婷. 非线性调频信号的波形设计与脉冲压缩[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010, 1-45
- [43] 李康. 非线性调频信号设计[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009, 11-38
- [44] 蔚宇. 线性调频和非线性调频信号的检测与参数估计[D]. 武汉: 华中科技大学, 2005, 1-9
- [45] Song Lizhong, Wang Miao. Study on a Nonlinear Frequency Modulation Signal with Polarization-Coded Modulation[C]. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2007, 1-4
- [46] Jr. Sinsky, T.H. Powell. A Time Sidelobe Reduction Technique for Small Time-Bandwidth Chirp[C]. IEEE Transactions on AES, 1974, 10-14
- [47] Luo Feng, Ruan Liting, Wu Shunjun. Design of Modified Spectrum Filter Based on Mismatched Window for NLFM signal[C]. 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, 2009, 274-277
- [48] 朱宇涛, 王力宝, 段克清. 直接用调频函数设计 NLFM 信号的构想[J]. 空军雷达学院学报, 2005, 19(2):44-46
- [49] H.D. Griffiths. Ultra-low range sidelobe pulse compression for satellite-borne rain radar[C]. Record of the IEEE National of Radar Conference, 1993, 28-33
- [50] 付启众, 陈忠先. 一种超低副瓣非线性调频脉压信号的性能分析[J]. 雷达科学与技术, 2007, 5(1):60-64
- [51] Mariusz Luszczczyk, Aleksander Labudzinski. Sidelobe level reduction for complex radar signals with small base[C]. 13th International Congress on Radar Symposium, 2012, 146-149
- [52] Shi Zhao, He Jianxin. Study of side lobes suppression for using pulse compression in weather radar[C]. 2nd International Congress on Image and Signal Processing, 2009, 1-3
- [53] H.D. Griffiths, L. Vinagre. Design of low-sidelobe pulse compression waveforms[C]. Electronics Letters, 1994, 1004-1005

攻读硕士学位期间取得的成果

- [1] Ping LIU, Xue-gang WANG, Lin ZOU, Yun ZHOU, Xue-lian YU. Au ultra-low sidelobe suppression method about NLFM[C]. CSPA 2014 (已录用, 待刊)
- [2] 刘萍, 邹林, 周云, 于雪莲, 汪学刚. 基于 NLFM 的超低旁瓣脉冲压缩方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2014, 12(5): 527-531