

南京理工大学

硕士学位论文

相位编码信号脉冲压缩旁瓣抑制技术研究

姓名：蔡凤丽

申请学位级别：硕士

专业：通信与信息系统

指导教师：谢仁宏;江力

20090108

摘 要

脉冲压缩是现代雷达广泛应用的一种先进技术,它有效地解决了雷达距离分辨力与平均功率之间的矛盾,并广泛应用于现代雷达中。特别是二相编码信号具有近似于图钉的模糊图,而且其脉冲压缩容易实现,因而得到广泛的应用。然而,距离旁瓣限制了相位编码信号脉冲压缩的实际应用。因此,如何更好的抑制距离旁瓣成为相位编码信号脉冲压缩实际应用的关键问题。

本文主要介绍和分析了相位编码信号的脉冲压缩及其旁瓣抑制技术。首先从脉冲压缩基本原理出发,综述了脉冲压缩的特点及其实现方法;讨论了相位编码信号的特点,并详细分析了巴克码、 m 序列、MAC码等典型的二相码信号,简单介绍了Taylor码、弗兰克码、P3、P4码等多相码,研究了小波神经网络的结构和学习方法,并研究了利用Pseudo-Haar小波函数的小波神经网络解决二相编码信号旁瓣抑制问题的方法。接着采用了线性规划法和迭代加权最小二乘算法来设计旁瓣抑制滤波器以达到相位编码信号的旁瓣抑制目的,用Matlab7.4.0进行了相应的仿真,并对仿真结果进行了比较。研究了多目标叠加对脉冲压缩的影响及其处理方法,发现采用旁瓣抑制技术可以降低多目标之间的严重干扰。并研究了其FPGA实现原理。

关键词: 相位编码信号 脉冲压缩 旁瓣抑制 小波神经网络 LP法 LS法 RLS法 旁瓣抑制滤波器

Abstract

The pulse compression is the Modern Radar widespread application one kind of vanguard technology, it has solved between the radar range resolution and the average power contradiction effectively, and widely applies in the Modern Radar. Specially the two phase coded signal has is approximate in the map tacks fuzzy chart, moreover its pulse compression easy to realize, thus obtains the widespread application. However, has limited the phase encoding signal pulse compression practical application from the side lobe. Therefore, how better does a suppression become the phase encoding signal pulse compression practical application from the side lobe the key question.

This article mainly introduced and has analyzed the phase encoding signal pulse compression and the side-lobe suppression technology. First embarked from the pulse compression basic principle, summarized the pulse compression characteristic and the realization method; Discussed the phase encoding signal characteristic, and multianalysis model and so on Barke code, m sequence, MAC code two phase code signals, introduced simply heterogeneity codes and so on Taylor code, franker code, P3, P4 code, have studied the wavelet neural network structure and the study method, and studied has used the Pseudo-Haar wavelet function the wavelet neural network solution two phase coded signal side-lobe cancellation question method. Then has used the linear programming law and the iterative weighting is smallest two rides the algorithm to design the side-lobe cancellation filter to achieve the phase encoding signal the side-lobe suppression goal, has carried on the corresponding simulation with Matlab7.4.0, and has carried on the comparison to the simulation result. Has studied the multi-objective superimposition to the pulse compression influence and the processing method, discovered uses the side-lobe suppression technology to be possible to reduce between the multi-objectives the serious disturbance. And has studied its FPGA realization principle.

Keywords: phase coded signal pulse compression sidelobe suppression

Wavelet neural network iteratively reweighted least-square

声 明

本学位论文是我在导师的指导下取得的研究成果，尽我所知，在本学位论文中，除了加以标注和致谢的部分外，不包含其他人已经发表或公布过的研究成果，也不包含我为获得任何教育机构的学位或学历而使用过的材料。与我一同工作的同事对本学位论文做出的贡献均已在论文中作了明确的说明。

研究生签名：蔡凤丽

2009年1月9日

学位论文使用授权声明

南京理工大学有权保存本学位论文的电子和纸质文档，可以借阅或上网公布本学位论文的部分或全部内容，可以向有关部门或机构送交并授权其保存、借阅或上网公布本学位论文的部分或全部内容。对于保密论文，按保密的有关规定和程序处理。

研究生签名：蔡凤丽

2009年1月9日

1 绪论

1.1 研究背景和意义

雷达信号理论形成于二十世纪四、五十年代, Wiener 1924 年建立了最佳线性滤波和预测理论^[1], North 1943 年提出了匹配滤波器理论^[2], Urkowitz 把匹配滤波器推广到色噪声场合, 建立了“白化滤波器”和“逆滤波器”的概念^[3]。特别是 Woodward 于 1953 年提出了著名的模糊函数理论^[4], 奠定了雷达分辨理论的基础, 并首次对脉冲雷达的分辨率问题进行系统地研究, 使人们对雷达信号形式及处理的认识上升到一个新的高度, 这些具有划时代意义的科学成就影响广泛深远, 极大地推动了雷达技术理论的发展, 从而进一步促进了对雷达波形的设计及雷达信号检测的深入研究, 由此推动了脉冲压缩技术的发展和应用。

随着现代武器和现代飞行技术的发展, 对雷达的作用距离、分辨力和测量精度等性能指标提出了越来越高的要求。为增加雷达系统的检测能力, 要求增大雷达的平均发射功率。在峰值功率受限时, 要求发射脉冲尽量宽, 而为提高系统的距离分辨力, 又要求发射脉冲尽量窄, 提高雷达距离分辨力与增加检测能力是一对矛盾。通常解决的方法是在发射机端发射时间展宽了的信号, 信号内部进行必要的调制, 在接收端通过压缩滤波器处理而产生窄的时间脉冲, 这一过程称为脉冲压缩。

脉冲压缩技术能有效地解决雷达的作用距离和距离分辨力之间的矛盾, 可以在不损失雷达威力的前提下提高雷达的距离分辨力, 是实现雷达高分辨力的有效途径; 也是雷达反隐身抗电子干扰以及对抗反辐射导弹(ARM) 的有力手段。由于脉冲压缩信号在雷达系统中的广泛应用, 旁瓣抑制问题也随之备受关注。在多目标环境中, 脉冲压缩信号的旁瓣会淹没附近较小目标的主信号, 引起目标丢失。为了提高分辨多目标的能力, 必须采用旁瓣抑制或简称加权技术。常用的二相编码脉压信号旁瓣抑制的方法有小波神经网络法、线性规划(LP)法、最小均方滤波(LS)法。

相位编码脉冲压缩是脉冲压缩的一种重要形式, 小时宽带宽积(TB)的脉冲压缩信号通常采用相位编码形式。相位编码脉冲压缩信号在时域通过对信号和相位调制来获得很大的等效带宽, 从而提高雷达的距离分辨力。脉冲压缩技术是通过匹配滤波实现的, 但这只适用于 TB 值较大的情况, 当 TB 值较小时, 其主副比将达不到要求。必须采用失配滤波的方法, 来进一步降低副瓣电平, 以信噪比损失和分辨力降低为代价, 换取实际需要的主副比。鉴于雷达在军事中所起的重要作用, 各国纷纷投入大量的人力物力, 借助现代电子科技的不断进步来发展自己的雷达技术, 使雷达技术和理论得到了迅猛的发展, 同时也促进了其民用领域的应用。因此, 本论文的研究具有深远的意义。

脉冲压缩技术是大时间带宽积(BT) 信号经匹配滤波实现的。但不同的信号形式具有不同的压缩性能。遗憾的是压缩输出并非是理想的单一脉冲,同时还存在一些不希望的主瓣,即距离旁瓣。在多目标环境下,强目标的旁瓣过高就有可能淹没弱目标的主瓣,造成目标的丢失及对低可观测目标的探测,在隐身技术不断发展的今天其后果是不堪设想的。所以降低脉冲压缩信号的旁瓣一直是研究人员关注的课题。一方面人们致力于波形综合和编码方法的研究,寻求具有优良的非周期自相关性能的信号。另一方面引入失配滤波器来抑制旁瓣,使信号满足实际的需要,所以研究失配滤波具有非常实际的意义。二相编码信号作为一种相位编码脉冲压缩信号,一般用在目标多普勒变化较窄的场合,由于非周期自相关函数中旁瓣过高限制了其实际应用。纵观国内外,在抑制二相编码信号旁瓣的研究中,国外从 60 年代末开始,一直到现在,大致经历了以下几个过程:

1. 匹配滤波器后面使用加权网络来降低旁瓣的方法。1959 年,Key^[5]等较早研究了巴克码的旁瓣压缩技术。他们先算出巴克码的能量密度谱,然后再计算旁瓣压缩滤波器的传递函数,这种滤波器容易用抽头延迟线实现。1971 年,Rihaczek 和 Golden^[6]提出了简化的、易实现的降低旁瓣滤波器。他们的目的是降低数字处理器的复杂性,在延迟线上只用很少的权重,则可达到目的。这两者都是在匹配滤波器后面用加权网络,来降低旁瓣,但两者所得的旁瓣抑制比都不高。

2. 最佳不匹配滤波器阶段^{[7] [8]}。为了继续降低成本和增加滤波器的紧奏性,值得寻求更好的方法;另外,也需要能应用于除巴克码之外的其它码型的旁瓣压缩。基于以前都是在匹配滤波器后面级联一个旁瓣压缩滤波器,来降低旁瓣,1973 年,Ackroyd 和 Ghanills 提出直接设计一个不匹配滤波器^[9]来代替匹配滤波器和后面用加权网络,以减小旁瓣。当处理器的复杂性不是最重要的问题时,此方法对旁瓣压缩是一个有用的尝试。1977 年,Mese 和 Giuli 提出了一种递归线性的最小估计器^[10],能产生递归、线性的最小估计,同时此估计不需要噪声和信号的统计先验知识,因此特别适合于雷达应用。当伪随机序列用作编码序列时,估计过程变得特别简单和易于实现。1980 年,Zoraster 利用线性规划技术获得降低二进制编码旁瓣的滤波器权值^[11]。

3. 人工神经网络阶段^[12]。1993 年,Kwan 和 Lee 将多层前向神经网络用于脉冲压缩。这种方法可以获得 40dB 的输出信噪比,大大的优于前面介绍的两种方法。同时此方法还有很好的抗干扰能力,并具有实现速度快,权值可以调整等优点。同年,Guest 考虑了存在多谱勒频移时的影响,讨论了神经网络方法在存在多谱勒频移时的性能。很多学者还在探索着其他的一些方法。小波变换,小波神经网络方法都有进一步提高脉冲压缩性能的可能。

总之,脉冲压缩是一个很有挑战性,很实用的课题。本学位论文主要就是研究如何对雷达接收信号进行脉冲压缩和旁瓣抑制,大大提高雷达接收信号性能的方法。

1.2 论文的主要工作及内容安排

论文的主要工作有以下几个方面:

1. 分析了二相编码信号的脉冲压缩原理,详细探讨了线性调频信号、非线性调频信号和二相编码信号的脉冲压缩性能。详细分析了相位编码信号的基本原理和信号特点。并从模糊函数的性能分析,以巴克码、 m 序列、最小旁瓣电平码等为例,介绍了其产生原理和自相关函数特性,说明了相位编码信号能达到比较大的主副瓣比水平。

2. 对于相位编码信号中比较典型的码序列进行了分析和研究。首先针对巴克码序列,分别采用了线性规划算法和最小二乘算法来设计经过匹配滤波器后的 R-G 旁瓣抑制滤波器,随着巴克码长度的减小,滤波器性能变差。接着针对巴克码序列,分别采用这两类算法来设计失配滤波器,对于长度相同的码来说,旁瓣抑制滤波器随着滤波器阶数的增加,性能变好。

3. 针对最小旁瓣电平码,分别研究了对长度为 28、34、40、46、68、88 的最小旁瓣电平码的非周期自相关函数;接着分别采用了线性规划算法和最小二乘算法来设计最小旁瓣电平码的失配滤波器,这里采用的是长度为 3 倍码长和长度取 250 的滤波器。结果发现信噪比损失指标对最大旁瓣峰值电平和积累旁瓣电平的影响是非线性的。

4. 在脉冲压缩中,多目标叠加后,大信号的旁瓣较高,容易将小信号淹没,在检测小信号时会带来困难;本文采用线性规划法来设计 R-G-2 旁瓣抑制滤波器来减弱大信号对小信号的影响,以利于检测到我们需要的小信号。

主要章节安排:

第一章 绪论 主要讲述本课题的研究背景,简要介绍了雷达的脉冲压缩技术和旁瓣抑制技术。

第二章 脉冲压缩技术 主要介绍脉冲压缩技术的基本原理、特点及其发展,介绍了相位编码信号的主要特点,首先分析脉冲压缩技术的原理和模糊理论,利用模糊函数来分析二相编码信号的脉冲压缩原理,详细探讨了线性调频信号、非线性调频信号和二相编码信号的脉冲压缩性能。

第三章 相位编码信号的产生与自相关函数分析 详细介绍二相码中的巴克码、 m 序列、MAC 序列和最小旁瓣电平码的产生及其自相关函数特性;最后简单介绍了多相码。

第四章 相位编码信号旁瓣抑制技术 研究相位编码信号的各种旁瓣抑制技术。首先分析直接加窗法旁瓣抑制技术,接着研究了小波变换在脉冲压缩中的应用,研究了小波变换原理和小波神经网络在二相编码信号旁瓣抑制中的应用。在旁瓣抑制问题上,重点针对巴克码和最小旁瓣码研究了基于线性规划法和最小二乘法的旁瓣抑制滤

波器的设计方法。并对每种方法做了比较。

第五章 各种技术比较及其仿真分析 研究各种旁瓣抑制方法对相位编码信号和最小旁瓣电平码进行滤波器设计与 Matlab 仿真，并作比较。采用迭代加权最小二乘算法可以对其副瓣进行优化；接着研究在增益处理损失一定的情况下，最佳积累旁瓣电平滤波器的设计；讨论在脉冲压缩中多目标叠加后输出信号经过旁瓣抑制滤波器后的改善性能。并针对 LP 法和 LS 法设计 R-G-2 旁瓣抑制滤波器，研究其 FPGA 实现原理和过程。

结束语 对本论文工作进行了总结，并对本课题做了展望。

2 脉冲压缩技术

2.1 脉冲压缩技术概述

随着飞行技术的发展,对雷达站的作用距离、分辨能力、测量精度和单值性等性能指标提出越来越高的要求而在实现最佳处理并保证一定信噪比的前提下,测量精度和分辨力对信号形式的要求是一致的。测距精度和距离分辨力^[13]主要取决于信号的频率结构,为了提高测距精度和距离分辨力,要求信号具有大的带宽。而测速精度和速度分辨力则取决于信号的时间结构,为了提高测速精度和速度分辨力,要求信号具有大的时宽。为了提高距离-速度联合分辨力,信号模糊函数的最佳形式是二维冲击函数或理想的图钉型模糊函数,故信号不仅必须在频域内占有大的持续宽度,也必须在时域内占有大的持续宽度。

除此之外,为了提高雷达的作用范围,要求信号具有大的能量。综合这几方面的要求,可见为了提高雷达系统的发现能力、测量精度和分辨能力,要求雷达信号具有大的时宽、带宽、能量乘积。但是在系统的发射峰值功率受到限制的情况下,大的信号能量只能依靠增大发射信号时宽来得到,因此,大的时宽带宽积信号就变得非常重要。

2.1.1 脉冲压缩的原理

为了提高雷达系统的发现能力、测量精度和分辨能力,要求雷达信号具有大的时宽、带宽、能量乘积。但是在系统的发射峰值功率受到限制的情况下,大的信号能量只能依靠增大发射信号时宽来得到,因此,大的时宽带宽积信号就变得非常重要。

对于单载频脉冲信号的时宽和带宽乘积接近于的信号来说,测距精度和距离分辨力同测速精度和速度分辨力以及作用距离之间存在着不可调和的矛盾。在匹配滤波器理论指导下,产生了脉冲压缩的概念。所谓脉冲压缩,就是采用宽脉冲发射以提高发射的平均功率,保证足够的最大作用距离,而在接收时则采用匹配滤波器进行脉冲压缩,获得窄脉冲信号,使雷达提高检测能力的同时又不降低距离分辨力,因而能较好地解决作用距离和分辨力之间的矛盾。

在脉冲压缩系统中,发射波形往往在相位上或频率上进行调制,接收时将回波信号加以压缩,使其等效带宽 B 满足 $B \gg 1/\tau$

我们可以把一个雷达系统的距离分辨率表示为

$$\delta_r = \frac{c}{2B} \quad (2.1)$$

其中 c 是光速, B 是发射波形的带宽。

对普通的单载频脉冲信号雷达而言, $B\tau = 1$, τ 是发射脉冲的宽度。

将 $B=1/\tau$ 带入到式(2.1)中, 得到

$$\delta_r = \frac{c\tau}{2} \quad (2.2)$$

对于脉冲压缩信号, 发射波形在相位上或频率上被调制, 因此它的 $B \gg 1/\tau_0$ 。

如果令系统经脉冲压缩后的有效脉冲宽度为 τ_0 , 则

$$\tau_0 = 1/B \quad (2.3)$$

脉冲压缩雷达的距离分辨力可以表示为

$$\delta_r = \frac{c\tau_0}{2} \quad (2.4)$$

将式(2.4)与(2.2)比较, 我们将发射脉冲的宽度 τ 和系统的有效发射脉冲宽度 τ_0 的比值称为系统的脉冲压缩比(D), 由下式表示

$$D = \frac{\tau}{\tau_0} \quad (2.5)$$

将(2.3)代入(2.5)可以得到

$$D = \tau B \quad (2.6)$$

可以看出, 脉冲压缩比等于系统的时间带宽乘积。

脉冲压缩信号具有大时宽带宽积的性能, 这个性能大多是从非线性相位调制获得的。如:非线性调频、相位编码、频率编码等都是通过采用非线性相位调制来加大信号的时宽带宽乘积。脉冲压缩技术实际上是匹配滤波器和相关接收理论^[14]在实际中的应用。图 2.1 是实现脉冲压缩的原理方框图。

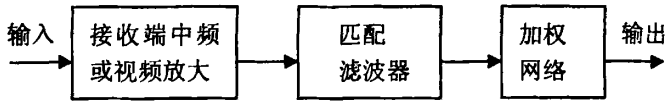


图 2.1 脉冲压缩系统框图

在多目标环境中, 旁瓣会淹没附近较小目标的主信号, 引起目标丢失, 为了提高多目标的分辨能力, 必须采用旁瓣抑制技术或简称加权技术。加权可以在发射端、接收端或者收和发两端上进行, 方式可以是频域幅度或相位加权, 也可以是时域幅度或相位加权, 此外, 加权可以在射频、中频或者视频中进行。为了使发射机工作在最佳功率状态, 一般不在发射端进行幅度加权。目前引用较广泛的是在接收中频级或者视频级采用频域幅度加权。脉冲压缩的加权网络在系统中的位置通常如图 2.1 所示。

图 2.2 给出采用“共轭滤波器对”实现脉冲压缩原理方框图。

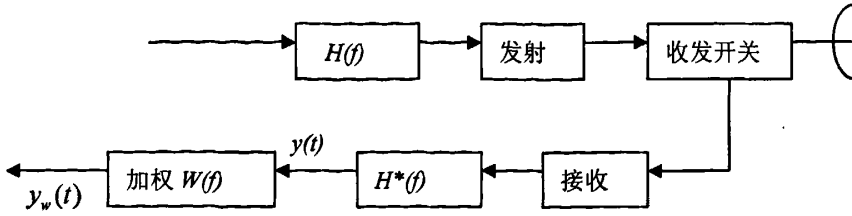


图 2.2 采用“共轭滤波器对”实现脉冲压缩

上图中采用“共轭滤波器对”实现脉冲压缩，其频率特性可以写成

$$H(f) = |H(f)|e^{j\theta(f)} \quad (2.7)$$

和

$$H^*(f) = |H(f)|e^{-j\theta(f)} \quad (2.8)$$

其中 $\theta(f)$ 为非线性相位谱，它是脉冲展宽的原因，通过压缩滤波器非线性相位谱得到校直，输出窄脉冲为

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 e^{j2\pi ft} df \quad (2.9)$$

经过加权网络抑制旁瓣后输出

$$y_w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 W(f) e^{j2\pi ft} df \quad (2.10)$$

脉冲压缩是宽度为 T 的信号通过匹配滤波器后形成的，它在滤波器之外的响应时间大约是 $2T$ ，而不是压缩脉冲宽度 τ 。因此，它在 $|t| < \tau$ 之外的时间里，滤波器也会产生响应，这些响应被称为距离旁瓣。距离旁瓣会像一个信号一样出现在邻近的距离分辨单元里，造成雷达的虚警。因此，任何一个脉冲压缩系统必须对这些距离旁瓣进行抑制。

2.1.2 脉冲压缩技术的特点

脉冲压缩处理时必须解决降低距离旁瓣问题^[15]，用模拟技术实现时实际结果与理论值相差很大。而用数字技术实现脉冲压缩时实际输出的距离旁瓣与理论值非常接近。脉冲压缩是获得大的时宽带宽积的重要手段，它既可以达到宽脉冲雷达的检测能力，又能保持窄脉冲系统的距离分辨力。脉冲压缩的大时宽带宽性能，大多是从非线性相位调制中获得，如脉内线性调频、非线性调频、相位编码、频率编码等。脉压体制具有以下一些主要优点：

第一，宽脉冲的发射允许更有效地利用雷达所具有的平均功率，避免了高峰值功率信号。特别是现代雷达越来越多地采用固态发射机，脉冲压缩降低了对发射管的峰值功率要求。

第二，采用脉压技术在不增加脉冲重复频率情况下，增加雷达的平均功率，因

而减少了雷达的距离模糊。

第三，可以独立地选择波形参数以保证系统的检测性能、距离分辨力和测量精度。通常脉宽根据检测性能选取，而距离分辨力和测距精度则靠选择适当的信号频谱来保证。由于应用宽脉冲，系统的多普勒分辨力得以提高。

第四，可具有波形捷变的能力。

第五，采用捷变、高占空比的宽带发射波形把辐射能量扩大到极宽的频域内，可以减少信号被截获的可能性，使雷达提高了生存能力。

第六，采用编码信号使系统抗干扰能力提高。对于有源干扰，由于信号带宽增大，使得干扰机发射宽带噪声，干扰的谱密度降低；由于分辨力提高，使得消极干扰也得到了抑制。

当然，脉冲压缩信号也存在一些缺点，主要表现在以下几点：

第一，收发系统较为复杂，在信号产生和处理过程中的任何失真，都将增大旁瓣的高度。

第二，波形参数控制和处理的要求较高。

第三，雷达的最小作用距离受脉宽限制。

第四，存在距离旁瓣和自身杂波的干扰，某些情况下还必须进行必要的压缩和抑制副瓣，增加了信号处理的难度。

总之，脉冲压缩体制的优越性超过了它的缺点，已成为近代雷达广泛应用的一种体制。脉冲压缩的实现方法通常有两类：一类是用模拟器件实现的模拟方式，另一类主要采用数字器件实现。早期脉冲压缩常用模拟电路来完成，随着数字技术的发展，脉冲压缩已广泛采用数字技术。数字脉冲压缩是现代脉压系统的发展趋势，在工程中得到了广泛应用。

2.1.3 数字脉冲压缩技术

数字脉冲压缩技术是现代脉压系统的发展趋势，在工程中得到了广泛应用。

数字技术实现脉冲压缩可采用时域方法也可以采用频域方法^[16]。一般而言，对于大时宽带宽积信号，用频域脉压较好；对于小时宽带宽积信号，用时域脉压较好。随着集成电路技术的不断发展，各种高速 DSP 芯片和各种专用 FFT 芯片的性能越来越好，使用越来越方便，使得频域脉压法得到越来越广泛的应用。

脉冲压缩的过程是通过对接信号 $s(t)$ 与匹配滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 求卷积的方法实现的。而处理数字信号时，脉压过程是通过对接回波序列 $s(n)$ 与匹配滤波器的脉冲响应序列 $h(n)$ 求卷积来实现的。匹配滤波器的输出为：

$$y(n) = s(n) * h(n) = \sum_{i=0}^{N-1} s(i)h(n-i) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)s(n-i) \quad (2.11)$$

式中 N 为匹配滤波器冲激长度。

依据式 (2.11) 的实现方法叫做时域相关法。根据傅里叶变换理论, 时域卷积等效于频域相乘, 因此, 式 (2.11) 可以采用快速傅里叶变换 (FFT) 及反变换 (IFFT) 在频域内实现, 称为频域快速卷积法。

按上式构成的滤波器是一种非递归的横向滤波器^[17]。当然该横向滤波器还有其它等效的网络结构, 应当指出, 图 2.3 所示仅是原理性的, 在实际应用中往往在复数域进行滤波处理, 因此实际应用中应采用正交双通道滤波器。

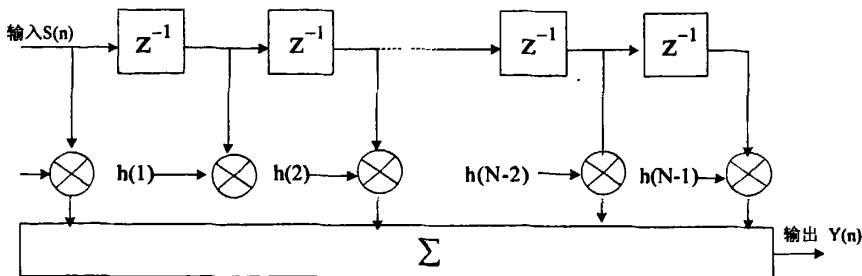


图 2.3 经典横向滤波器

用频域方法实现数字脉压, 其基本原理是先对外部采样信号进行快速傅里叶变换 (FFT) 以求得回波信号频谱, 再将 $S(\omega)$ 与匹配滤波器频谱 $H(\omega)$ 进行乘积运算, 最后对乘积结果进行快速傅里叶逆变换 (IFFT) 得到脉压结果 $Y(n)$, 用公式表示为

$$y(n) = \xi^{-1} \{ \xi [s(n)] \xi [h(n)] \} \quad (2.12)$$

频域快速卷积法^[18]的原理如图 2.4 所示, 存储器中存储的是匹配滤波器传递函数 $H(k)$ 。

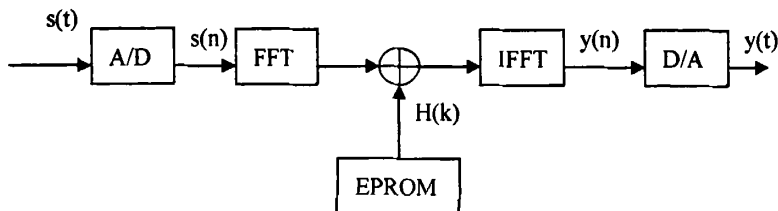


图 2.4 频域脉冲压缩原理框图

依据匹配滤波理论, 数字匹配滤波器的脉冲响应 $h(n)$ 及传递函数 $H(k)$ 为:

$$h(n) = s_1(-n), H(k) = s_1(k) \quad (2.13)$$

其中, $s(n)$ 为雷达发射信号序列; $S(k)$ 为信号序列频谱。

在时域用横向滤波器实现数字脉压, 对于 N 点长度的输入信号, 需要进行 N^2 次复数乘法, 而采用频域快速卷积法实现数字脉压, 可以大大减少复数乘法的次数^[19], 两种方法复数乘法次数的对比如下: 时域卷积法复数乘法次数为 N^2 , 频域法复数乘法次数为 $N + N \log_2 N$ 。

2.2 线性调频信号与非线性调频信号的脉冲压缩

现代雷达系统中常用的脉冲压缩信号有四类^[20]：线性调频（LFM）脉冲信号、非线性调频（NLFM）脉冲信号、频率编码脉冲信号和相位编码（PHC）脉冲信号。前面三种可归结为调频脉冲压缩信号，均是通过频率调制实现非线性相位调制，从而获得大的时宽和带宽。下面讨论线性调频信号，非线性调频信号的时频特性以及频域脉压性能。

1、线性调频信号（LFM）

线性调频矩形脉冲信号的瞬时频率与时间成线性关系，因此称为线性调频信号。TB 越大，菲涅耳波纹越小^[21]，幅频特性在 $-B/2$ 到 $B/2$ 之间越平坦，幅度频谱接近于矩形，信号脉压处理的结果越理想。在这个频带之外幅度下降越快，信号能量主要集中在该频带范围内。一般在时宽带宽积 $TB > 30$ 以上，可近似认为线性调频脉冲具有矩形振幅频谱和平方率相位频谱（略去常数项 $\pi/4$ ），于是其匹配滤波器应具有矩形带通振幅特性以及平方率相频特性。为了简化分析，将高频带通系统化为等效的低通系统，将不会改变所得结论的正确性。当多普勒 $\xi = 0$ 时，输出脉冲具有 sinc 函数型包络，-4dB 主瓣宽度为 $1/B$ ，第一旁瓣高度约为 -13.49dB。如果输入脉冲幅度为 1，匹配滤波器在通带内传输系数为 1，则输出脉冲幅度为 $\sqrt{KT^2} = \sqrt{BT} = \sqrt{D}$ 这里 $D = BT = T/(1/B)$ 表示输入脉冲和输出脉冲的宽度比，称为压缩比。当 $\xi \neq 0$ 时，输出包络将产生位移，引起测距误差。而且输出主瓣幅度下降、宽度加大、信噪比和距离分辨力降低，系统检测能力下降。

线性调频的缺点：(1)经匹配滤波器的输出信号旁瓣会大大增加虚警率，严重影响目标的自动录取和自动上报，因此需要采取幅度加权来抑制副瓣，不可避免的有一定的信噪比损失；(2)对于距离和速度均未知的目标，只能正确测定其联合值，却不能确切知道距离和速度分别为多少；(3)对于相对速度和相对距离位于倾斜轴附近的多目标无法分辨；(4)抗回答式干扰能力很差；(5)信号捷变能力不强。

2、非线性调频信号（NLFM）

非线性调频脉冲信号(NLFM)是针对线性调频信号需要加窗来抑制距离副瓣以获得实际应用需要的主副瓣比^[22]而提出的，NLFM 的设计是以使信号频谱具有某种窗的形式为目标的。它采用一种调频斜率可变的方式，即在脉冲边沿调频变化快，而在脉冲中央变化稍慢。NLFM 信号的载频在 T 内由低到高非线性变化，其具体实现的方法是窗函数反求法，在此不做详细介绍。

由于 NLFM 可以看作是由 LFM 经加权得到的，因此具有较低的旁瓣电平，即匹配滤波器输出波形不再需要抑制旁瓣的失配加权。因此可以避免信噪比的损失。当 $BT \gg 1$ 时，NLFM 脉压信号的频谱宽度等于频偏 B ，与脉冲宽度无关。所以宽的 NLFM 脉冲只要脉内调频范围 B 很大，同样可以获得较高的距离分辨力。由分析可

知信号包络恒定的条件为：

$$|u(t)| = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (2.14)$$

可得： $Te = T$ 。可见，NLFM 脉压信号的持续时宽 Te 等于脉冲宽度 T ，因此也具有较高的速度分辨力。采用 NLFM 信号进行频域脉压处理的突出优点在于减少对 LFM 信号的加窗失配能量损失而影响雷达的作用距离，通常对 NLFM 信号脉压处理只需进行匹配滤波就可以取得满意的效果。但是 NLFM 信号的时带积 TB 、处理系统所选择的采样频率 f_s 以及目标的多普勒频移对其脉压性能均有影响。

非线性频率调制函数(时域函数)是对称的，它的模糊图不再是倾斜刀刀形的，而更接近于图钉型，因此，非线性调频信号具有很高的测距和测速分辨力，不存在测量多值性。它的频谱保持了矩形包络，有利于提高发射机功率。它通过匹配滤波器压缩输出的波形具有较低的距离副瓣，和线性调频要进行加权处理(失配处理)相比，避免了 $1 \sim 2\text{dB}$ 的信噪比损失。非线性调频信号克服了线性调频的缺点，但是它对多普勒频移却是灵敏的。线性调频信号和非线性调频信号都属于调频脉冲压缩信号，它们都是通过非线性相位调制获得大时宽带宽积的。由于所要求的调频波形由给定的输出信号谱直接确定，故对距离副瓣而言非线性调频不需要时域或频域加权，仅使用匹配滤波器就可以得到较低的副瓣电平。因为匹配滤波器接收同要求低副瓣在设计中是一致的，所以可减少不必要的信噪比损失。

非线性调频信号用于脉冲压缩雷达，主要优点体现在：一、不需要任何加权就可以获得良好的副瓣抑制性能，而且没有信噪比损失；二、在小时宽带宽积的情况下仍能得到较好的主副比。其缺点是实现起来有一定困难。

2.3 相位编码信号(PHC)的脉冲压缩

线性调频信号、非线性调频信号调制函数是连续的，属于“连续型”信号，而相位编码信号，其相位调制函数是离散的有限状态，属于“离散型”编码脉冲压缩信号。由于相位编码采用伪随机序列，因此这类信号也称为伪随机编码信号。在相位编码中（以二相码为例），二相编码信号是常用的脉压信号形式之一，它是将宽脉冲分为许多短的等宽度子脉冲，每个子脉冲以 $0, \pi$ 两种相位调制。其调制的顺序由指定的编码序列决定。

设子脉冲宽度为 T ， q_k 为第 k 个码的取值（1 或 -1），码长 P ，二相码信号的表达式为：

$$u(t) = \begin{cases} \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} q_k v(t - kT), & 0 < t < PT \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2.15)$$

同时还可以写成：

$$u(t) = v(t) \otimes \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} q_k \delta(t - kT) = u_1(t) \otimes u_2(t) \quad (2.16)$$

其中,

$$u_1(t) = v(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T}, & 0 < t < T \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2.17)$$

$$u_2(t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} q_k \delta(t - kT) \quad (2.18)$$

根据傅里叶变换卷积规则, 我们分析其频谱特性, 由式 (2.16) 可以求得:

$$U(f) = U_1(f) U_2(f) = \sqrt{\frac{T}{P}} \operatorname{sinc}(fT) e^{-j\pi fT} \sum_{k=0}^{P-1} q_k e^{-j2\pi f kT} \quad (2.19)$$

其中,

$$U_1(f) = \sqrt{T} \operatorname{sinc}(fT) e^{-j\pi fT} \quad (2.20)$$

$$U_2(f) = \sqrt{\frac{1}{P}} \sum_{k=0}^{P-1} q_k e^{-j2\pi f kT} \quad (2.21)$$

式 (2.19) 表明二相编码信号的频谱主要取决于子脉冲频谱 $U_1(f)$, 至于附加因子

$\sum_{k=0}^{P-1} q_k e^{-j2\pi f kT}$ 的作用则与所采用码的形式有关。

计算表明二相编码信号的带宽与子脉冲带宽相近, 即:

$$B \approx \frac{1}{T} \quad (2.22)$$

信号的时宽带宽乘积或脉冲压缩比为:

$$D = PTB = PT \frac{1}{T} = P \quad (2.23)$$

采用长的二进制序列, 就能得到大的时宽带宽积的编码脉冲压缩信号。

由模糊函数的性质, 可求得二相编码信号的模糊函数为:

$$x(\tau, \xi) = x_1(\tau, \xi) \otimes x_2(\tau, \xi) = \sum_{m=-(P-1)}^{P-1} x_1(\tau - mT, \xi) x_2(mT, \xi) \quad (2.24)$$

其中,

$$x_1(y, \xi) = \begin{cases} \exp[j\pi\xi(T - |y|)] \frac{\sin[\pi\xi(T - |y|)]}{\pi\xi(T - |y|)}, & |y| \leq T \\ 0, & |y| > T \end{cases} \quad (2.25)$$

$$x_2(mT, \xi) = \begin{cases} \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1-m} q_k q_{k+m} \exp(j2\pi k \xi T), 0 \leq m \leq (P-1) \\ \frac{1}{P} \sum_{k=-m}^{P-1} q_k q_{k+m} \exp(j2\pi k \xi T), -(p-1) \leq m \leq 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

把 $y = \tau - mT$ 代入式 (2.25), 就可求出式 (2.24) 中的二相编码信号的模糊函数。图 2.5(c) 给出了一个 13 位巴克码的模糊图, 可看出其中心呈近似图钉形。

按模糊图的观点来看, 雷达信号可分为四种类型: 正刀刃形 (单个矩形或高斯形单载频脉冲), 剪切刀刃形 (脉内线性或非线性调频脉冲), 图钉形 (纯噪声信号是理想的图钉形, 相位编码脉冲信号和噪声调频信号是非理想的图钉形信号), 钉床形 (相关脉冲串信号), 如图 2.5 所示。

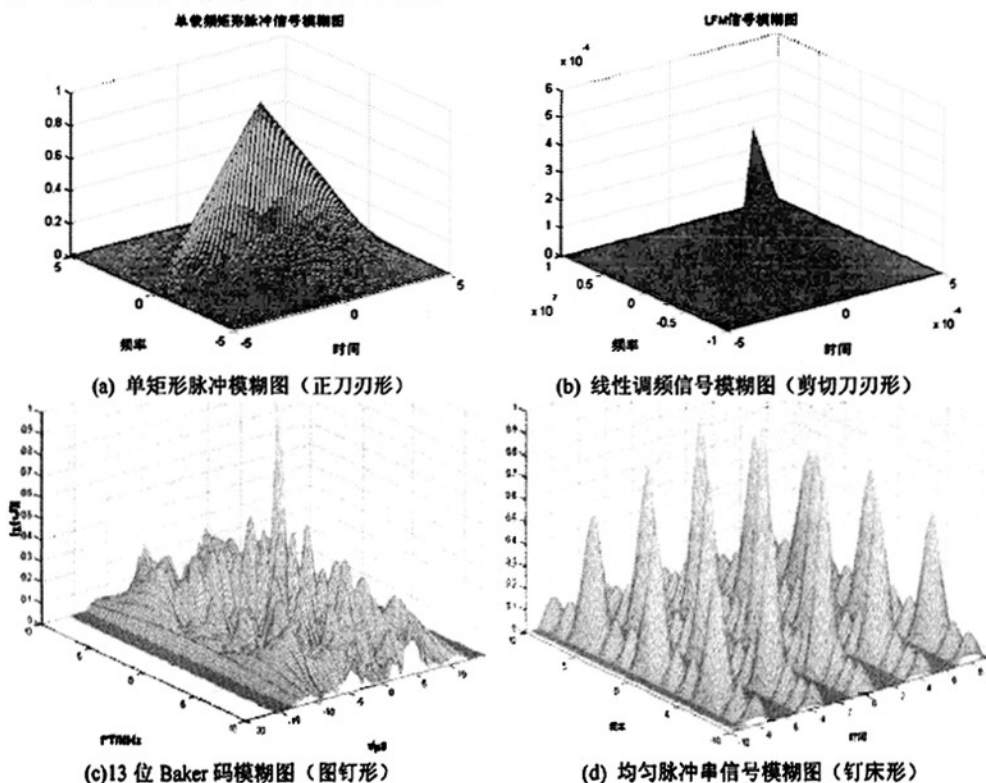


图 2.5 雷达信号模糊图举例

采用离散的相位调制技术, 也可构成复杂的大时带积脉压信号^{[23][24]}。相位编码信号, 其相位调制函数是离散的有限状态, 属于“离散型”编码脉冲压缩信号。由于相位编码采用伪随机序列, 因此这类信号也称为伪随机编码信号。伪随机编码信号的模糊函数大多呈近似图钉型, 其逼近程度随 TB 的增大而提高。可见这类信号具有很高的时延和多普勒分辨能力, 适用于近程火控雷达和精密跟踪雷达。但是这类信号与线性调频信号不同, 当回波信号与匹配滤波器有多普勒失谐时, 滤波器不能起到脉冲压缩的作用, 因此有时把这类信号称为多普勒灵敏信号, 适用于目标多普勒频率变化

范围较窄的场合。这类信号具有保密性好、反有源干扰能力强、旁瓣均匀等优点。但是实用的相位编码信号压缩比 D （即编码长度 P ）一般较小，以及长码信号的旁瓣抑制和多普勒容限等问题，限制了它的应用范围。

2.4 本章小结

本章分析讨论了线性调频信号，非线性调频信号、相位编码信号的特点以及频域脉压性能，研究了脉冲压缩的基本原理。脉冲压缩技术是指对雷达发射的宽脉冲信号进行调制，并在接收端对回波宽脉冲信号进行脉冲压缩处理后得到窄脉冲的过程。脉冲压缩有效地解决了雷达作用距离与距离分辨率之间的矛盾，可以在保证雷达在一定作用距离下提高距离分辨率。

3 相位编码信号的产生与自相关函数分析

3.1 概述

所谓相位编码信号，即相位调制函数是离散的有限状态，信号通常由伪随机序列构成，因此也称为伪随机编码信号。伪随机码信号按相移取值数目分为二相编码和多相编码。相移取值数即码所取的值的数目。如码值仅取-1、+1，则为二相编码，当多于两个时，则为多相编码。采用相位编码信号可以获得比较大的时宽带宽积^{[25][26]}，从而解决雷达检测能力和距离分辨力之间的矛盾。其码元的宽度越小，则带宽越大。二相编码信号比较容易实现，因此得到了广泛的应用，其中具有较强的实用意义的二相编码信号主要包括巴克码、m 序列、MAC 码等。

3.2 二相码

二相编码信号通常用在目标多谱勒变化范围比较小的场合，在讨论选用的码组时，主要比较其自相关函数。对二相编码信号来说， $\phi(t)$ 只有 0 和 π 两个值。如图 3.1 所示为二相 7 位 Baker 码的波形图。

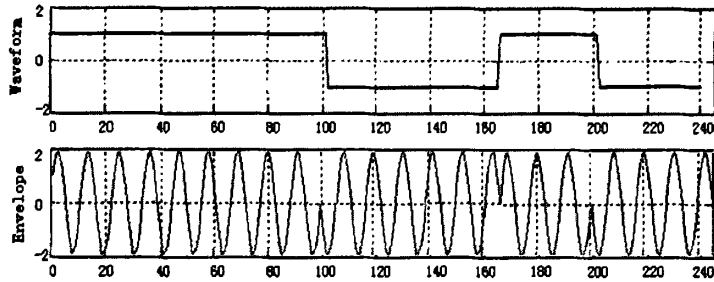


图 3.1 7 位 Baker 码信号波形图示意

如果二相编码信号的包络为矩形，则二相码信号的复包络为

$$u(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} c_k v(t-kT), & 0 < t < \Delta \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3.1)$$

其中 $V(t)$ 是子脉冲函数， T 是子脉冲宽度， P 是码长， $\Delta = PT$ 是编码信号的持续期。

在研究二相编码信号的特性时，可以用二进相位序列 $\{\phi_k = 0, \pi\}$ 表示，也可以用二进序列 $\{c_k = e^{j\phi_k} = +1, -1\}$ 表示，有时采用 $\{q_k = 0, 1\}$ 更为方便^[27]。二元伪随机序列的非周期自相关函数可由下式表示

$$\chi_b(m) = \sum_{k=0}^{P-1-m} c_k c_{k+m} \quad (3.2)$$

通常，对于自相关特性比较好的二元伪随机序列，它们的自相关函数通常具有性质为

$$\chi_b(m) = \sum_{k=0}^{P-1-m} c_k c_{k+m} = \begin{cases} P & m=0 \\ a \ll P & m=1, 2, \dots, P-1 \end{cases} \quad (3.3)$$

这种二相编码信号的带宽和子脉冲的带宽相近, 信号的时宽带宽乘积为序列的长度 P 。因此, 采用长的二元序列, 可以得到大时宽带宽积的编码脉冲压缩信号。二相编码信号的自相关函数可以用下式表示

$$\chi(\tau, 0) = \sum_{m=-(P-1)}^{P-1} \chi_1(\tau - mT, 0) \chi_2(\tau - mT, 0) \quad (3.4)$$

其中 $\chi_1(\tau, 0)$ 为单个矩形脉冲的自相关函数。 $\chi_2(mT, 0)$ 为归一化二元伪随机序列的非周期自相关函数。为简化起见, 以 $\chi(m, 0)$ 表示非归一化的二元伪随机序列的非周期自相关函数, 其表达式可以写成

$$\chi(m, 0) = \sum_{k=0}^{P-1-m} c_k c_{k+m} \quad (3.5)$$

二相编码信号的自相关函数 $\chi(\tau, 0)$ 主要取决于所用的二元伪随机序列的自相关函数 $\chi(m, 0)$ 。 $\chi(\tau, 0)$ 旁瓣特性及主旁瓣比完全取决于序列的自相关函数及序列长度。在二相编码中, 主要是巴克码、m 序列码、L 序列码等。本小节主要研究巴克码、m 序列码。

3.2.1 巴克码序列

巴克码是具有较高的时间带宽积以及良好的相关特性的二相码之一, 是雷达中较常用的一种信号^[28]。因为 $m \neq 1$ 时, $|R(m)| \leq 1$, 所以巴克码是一种最佳的二元序列码。巴克码是一种很理想的码, 它的自相关函数为

$$x(k) = \begin{cases} N, k=0 \\ \pm 1, k \neq 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

副瓣 $|x(k)| \leq 1, k \neq 0$, 非常理想。图 3.2.2(a)表示了 13 位巴克码的自相关函数(码长 $P=13$)。由于巴克码具有 0、1 相间的非周期自相关特性, 图 3.2.2 中主瓣和旁瓣均为底宽 $2T$ 的三角形。三角形高度取决于序列的自相关函数 $\chi(\tau, 0)$, 旁瓣高度为 $1/P$ 。换句话说, $\chi(\tau, 0)$ 旁瓣特性及主旁瓣比完全取决于序列的自相关函数及序列长度。

巴克码自相关函数的主副比等于压缩比, 即为码长 N 。这里主要以 13 位巴克码为例分析, 当多普勒频移为零时, 主瓣和旁瓣底部宽度都为 $2T$, 正好在主瓣的 $2T$ 的整数倍出现旁瓣, 其主瓣幅度正好为旁瓣的 13 倍。

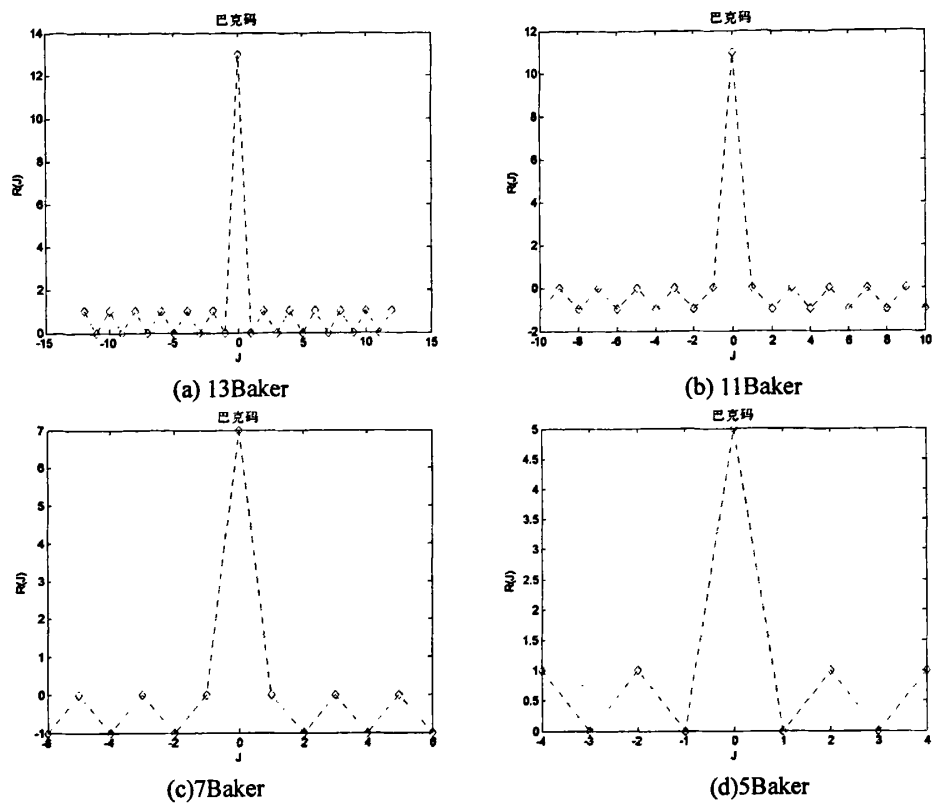


图 3.2 不同长度巴克码自相关函数比较

巴克码是一种较理想的编码压缩信号,可惜其长度有限^[29],至今现有的巴克码的序列长度有 2, 3, 4, 5, 7, 11, 13, 表 3.1 所示为已知的巴克码及其对应的副瓣电平。同时,我们给出其它不同长度巴克码自相关函数,如图 3.2 所示,其中以 13 位巴克码最具有实用价值。但是巴克码自相关函数的主副比等于码长,即使 13 位巴克码的自相关函数理论上也只有 22.3 分贝的旁瓣抑制。

表 3.1 巴克码及其对应的主旁瓣比

码长度 N	序列 $\{c_n\}$	主旁瓣比 $(-20\log N)$ (dB)
2	+ - or + +	-6.0
3	+ + - or + - +	-9.6
4	+ + + -	-12.0
5	+ + + - +	-14.0
7	+ + + - - + -	-16.9
11	+ + + - - - + - - + -	-20.8
13	+ + + + + - - + + - + - +	-22.3

在实际应用中,巴克码的长度太短,这就限制了它的实际应用,为了满足实际需要,可以采用多相巴克码序列和组合巴克码序列以扩展长度。多相巴克码序列能够保持二元巴克码序列的旁瓣特性,但长度也受限制。组合巴克码序列是以长度为 k_1 的巴克序列作为长度为 k_2 的巴克序列的码元,构造长度为 $k_1 * k_2$ 的组合巴克序列。

文献^[30]研究了多相巴克码 $\{c_n\}$; 其中 $c_n = a_n e^{j2\pi n/K}$ 为非零整数。已经证明多相巴克码能够保持二元巴克码的副瓣特性: $|\chi(m,0)| \leq 1, m \neq 0$ 。但是4相或6相巴克码的最大长度也不超过15。文献^[30]提出组合巴克码的设想以延长其长度。例如,我们以5位巴克码 $\{+ + + - +\}$ 作为13位巴克码的码元,或以13位巴克码作为5位巴克码的码元,都可以构造长度为 $P=13 \times 5=65$ 的组合巴克码,图3.3为65位巴克码结构图。这两种编码方法所得组合巴克码自相关序列不同,除了高度为1的旁瓣以外,还产生4个高度为13的旁瓣以及12个高度为5的旁瓣,第一种编码方法高度为5的12个旁瓣集中在主瓣附近,高度为13的旁瓣位于 $m = \pm 26, \pm 52$ 处;第二种编码方法高度为5的旁瓣分布比较均匀,高度为13的旁瓣位于 $m = \pm 2, \pm 4$ 处。文献^[30]比较了两种构造法所得组合巴克码的非周期自相关函数,指出组合巴克码不再保持原巴克码的副瓣特性,所以一般倾向于用短的序列作为码元,按长的序列组合编码。

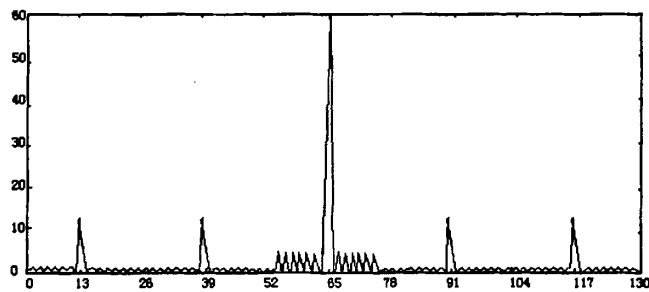


图 3.3 65 位组合巴克码

3.2.2 m 序列

1. m 序列的产生

m 序列^[31]是最长线性反馈移存器序列的简称,它是由带线性反馈的移存器产生的周期最长的一种序列。如图3.4所示为 n 级移位寄存器,其中有若干级经模2加法器反馈到第1级。不难看出,在任何一个时刻去观察移位寄存器的状态,必然是 2^n 个状态之一,其中每一状态代表一个 n 位的二进制数字;但是,必须把全0排斥在外,因为一旦出现全0状态,则以后的序列将恒为0,所以,寄存器的起始状态可以是非全0的 $2^n - 1$ 状态之一。这个电路的输出序列是从寄存器移出的,即为 m 序列。

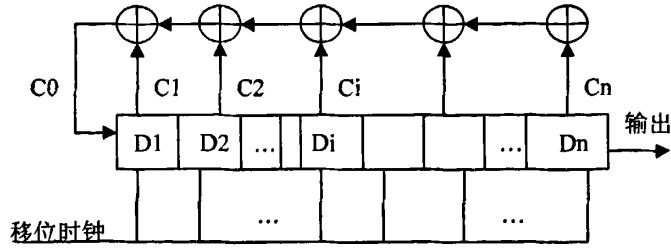


图 3.4 最长线性移位寄存序列的产生

要用 n 级移位寄存器来产生 m 序列，关键在于选择哪几级移位寄存器作为反馈，这里扼要陈述选择的方法，但不予证明。将移位寄存器用一个 n 阶的多项式 $f(x)$ 表示，这个多项式的 0 次幂系数或常数为 1，其 k 次幂系数为 1 时代表第 k 级移位寄存器有反馈线；否则无反馈线。注意这里的系数只能取 0 或 1，本身的取值并无实际意义，也不需要去计算 x 的值。称 $f(x)$ 为特征多项式。例如特征多项式

$$f(x) = 1 + x + x^4 \quad (3.7)$$

对应于图 3.5 所示的电路。

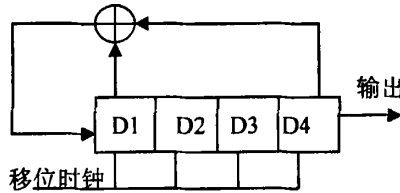


图 3.5 15 位 m 序列的产生

我们可以使用 MATLAB^[32] 的 Simulink 工具箱^[33] 对 m 序列的硬件生成电路仿真。以 $n = 4$ 为例，本原多项式为 $f(x) = 1 + x + x^4$ ，先在 MATLAB 中画出硬件生成电路图，通过仿真作出信号波形图如图 3.6 所示。

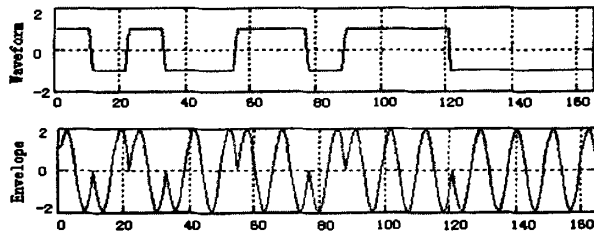


图 3.6 15 位 m 序列码信号波形图（每位采 11 个点）

理论分析证明：当特征多项式 $f(x)$ 是本原多项式时，与它对应的移位寄存器电路就能产生 m 序列，如果加、减法采用模 2 运算，那么 $f(x)$ 的倒数

$$g(x) = 1/f(x) \quad (3.8)$$

就代表所产生的 m 序列，这个 m 序列各位的取值按 $f(x)$ 式中各项的幂次自低至高取它们的系数。所谓“本原多项式”，即 $f(x)$ 必须满足以下条件：

- 1) $f(x)$ 为既约的，即不能被 1 或它本身以外的其他多项式除尽；

2) 当 $q = 2^n - 1$ 时, 则 $f(x)$ 能除尽 $1 + x^q$;

3) 当 $q < 2^n - 1$ 时, 则 $f(x)$ 不能除尽 $1 + x^q$;

只要找到了本原多项式, 就能由它构成 m 序列产生器^[34]。但是寻找本原多项式并不是很简单的。经过前人大量的计算, 已将常用本原多项式列成表备查, 在此不做详细阐述。

2. m 序列的自相关特性

周期函数 $s(t)$ 的自相关函数定义为:

$$R(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} s(t)s(t+\tau)dt, \text{ 式中 } T_0 \text{ 是 } s(t) \text{ 的周期。}$$

定义序列 $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ 的自相关函数为:

$$\begin{aligned} R(j) &= \frac{1}{nT_0} \sum_{i=1}^n \int_{(i-1)T_0}^{iT_0} s(t)s(t+jT_0)dt = \frac{1}{nT_0} \sum_{i=1}^n x_i x_{i+j} \int_{(i-1)T_0}^{iT_0} dt = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i x_{i+j} \\ &= \frac{A-D}{n} = \frac{[x_i + x_j = 0] \text{ 的数目} - [x_i + x_j = 1] \text{ 的数目}}{n} \end{aligned} \quad (3.9)$$

m 序列的自相关函数:

由 m 序列的性质, 移位相加后还是 m 序列, 因此 0 的个数比 1 的个数少 1 个。

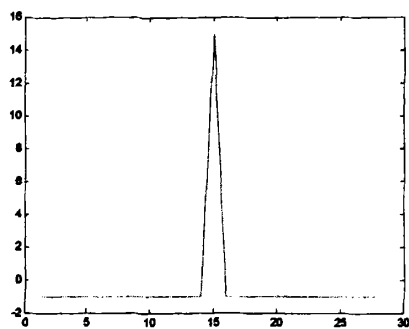
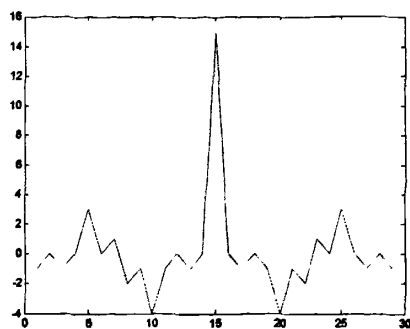
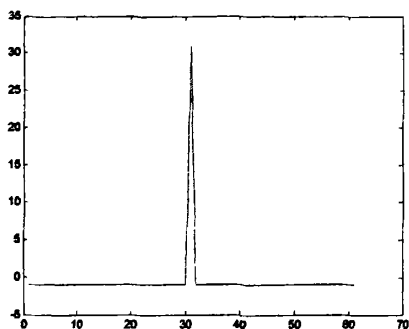
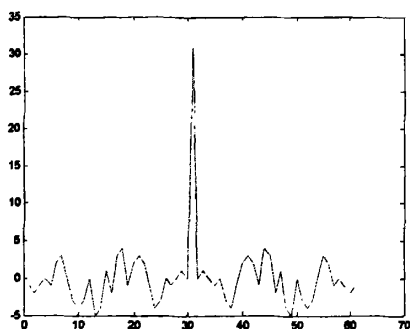
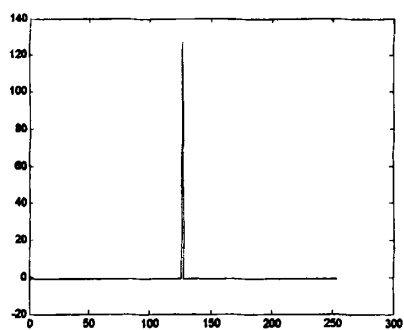
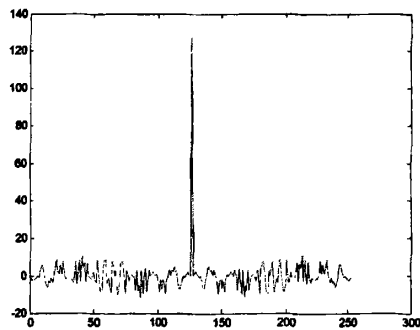
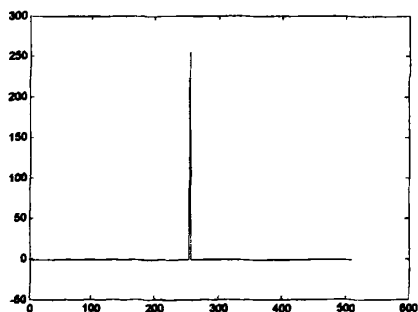
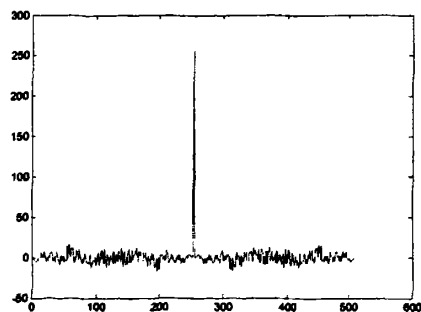
所以, 当 $j \neq 0$ 时, $R(j) = -\frac{1}{n}$

$$R(j) = \begin{cases} 1, & j = 0 \\ -1/n, & j = 1, 2, \dots, n-1 \end{cases} \quad (3.10)$$

连续的表达

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{p+1}{T_0} |\tau - iT_0|, & 0 \leq |\tau - iT_0| \leq T_0/p, i = 0, 1, 2, \dots \\ -1/p \end{cases} \quad (3.11)$$

由于 m 序列有周期性, 故其自相关函数也有周期性, 周期也是 m 。 m 序列的自相关函数只有两种取值 (1 和 $-1/n$)。有时把这类自相关函数只有两种取值的序列, 称为双值自相关序列。如图 3.7 所示, 它的周期自相关函数很理想, 而且模糊函数成各向均匀的钉靶形。但是非周期工作时自相关函数将有较高的副瓣, 若码长为 P , 则当 $P \gg 1$ 时, 主副比接近 \sqrt{P} 。由于它的理论比较成熟, 实现比较简便, 实际应用也比较广泛。

15 位 m 序列的周期自相关函数15 位 m 序列非周期自相关函数31 位 m 序列的周期自相关函数31 位 m 序列非周期自相关函数127 位 m 序列的周期自相关函数127 位 m 序列非周期自相关函数255 位 m 序列的周期自相关函数255 位 m 序列非周期自相关函数图 3.7 m 序列的相关函数

我们关心的是 m 序列的自相关特性, 作为脉冲压缩信号, 我们更关心的是序列的非周期自相关函数。具有良好的周期自相关特性的序列并不一定具有良好的非周期特性。 m 序列的非周期自相关函数不如巴克码序列理想^[35]。对某一长度的 m 序列而言, 由于初始状态不一样, 得到的码元排列也不一样, 由此得到的自相关函数的主旁瓣比也有所不同。以 31 位 m 序列为例, 其自相关函数的主旁瓣比主要有 14.26dB, 18.85dB, 17.79dB 等。

3.2.3 MAC 码

目前, 巴克序列最长的才 13 位; 由 n 级反馈移存器产生的 m 序列, 最长周期等于 $2^n - 1$, 这些序列长度的限制都影响了它们的应用, 这里我们引入一种任意长度的理想相关峰值二元序列: MAC 序列, 由 MAC 序列调相的雷达信号不仅易于实现, 而且具有较好的测距测速性能以及抗干扰能力。

MAC(Multimode Arbitrary Code)序列是具有理想相关特性和抗遮挡能力的伪随机二元序列, 长度不受限制而且易于产生, 其模糊函数类似图钉形。采用 MAC 序列设计雷达, 可以根据具体应用灵活选取波形参数, 满足信号对最大作用距离、多普勒容限以及占空比等性能的要求。

1、MAC 码的产生

1) 产生任意长度的 MAC 码

MAC 码长 $l = p + u + v$ 用户设定 ($l \leq 1000$), 改变参数 p (核心序列长度尽量大, $W = 4t - 1$, t 为正整数)、 u (截取核心序列末尾 u 个元素)、 v (截取核心序列开始 v 个元素) 得到码长为 l 的不同 MAC 码组。

2) MAC 码产生方法

对于码长为 l 的 MAC 序列, 首先确定素数 $p = 4t - 1$, 应用二次剩余算法得到核心序列 $\{a_n, 0 \leq n \leq p - 1\}$, 截取核心序列末尾的 u 个元素和前端的 v 个元素分别放在核心序列的前端和末尾, 形成长度 l 的 MAC 序列 $\{c_n, 0 \leq n \leq l - 1\}$ 。

二次剩余算法 (Legendre 序列产生):

$p = 4t - 1$ (t 为整数) 的素数, 若 $(x^2)_p = i$ 有解, 则整数 i 为模 p 的二次剩余, 否则 i 叫模 p 的二次非剩余。

a) 计算 $(1^2)_p, (2^2)_p, \dots, ((\frac{p-1}{2})^2)_p$

b) 令 $a_0 = +1$, 查找 $i = 1, 2, \dots, p - 1$ 是否在 a) 计算出的 $(p - 1)/2$ 个数中出现, 若出现令 $a_i = +1$, 否则 $a_i = -1$, 即得到周期为 p 的 L 序列 $\{a_0, a_1, \dots, a_{p-1}\}$ 。

2、自相关函数分析

1) 核心序列和 MAC 序列的周期自相关函数

核心序列周期自相关函数 $R(n) = \sum_{i=0}^{p-1} a_i a_{i+n}, n = 0, 1, \dots, p - 1, n = -1, -2, \dots, -(p - 1)$ 对称。

MAC 序列的周期自相关函数 $R(n) = \sum_{k=0}^{l-1} c_k c_{k+n}, n=0,1,\dots,l-1, n=-1,-2,\dots,-(l-1)$ 对称。

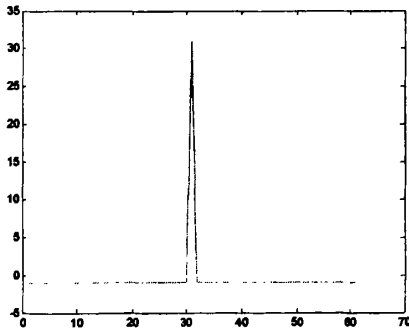
2) 计算核心序列和 MAC 序列的非周期自相关函数 (Aperiodic Autocorrelation Function)

核心序列非周期自相关函数 $c(n) = \sum_{k=0}^{p-n-1} a_k a_{k+n}, n=0,1,\dots,p-1, n=-1,-2,\dots,-(p-1)$ 对称。MAC 序列的非周期自相关函数 $c(n) = \sum_{k=0}^{l-1} c_k c_{k+n}, n=0,1,\dots,l-1, n=-1,-2,\dots,-(l-1)$ 对称。

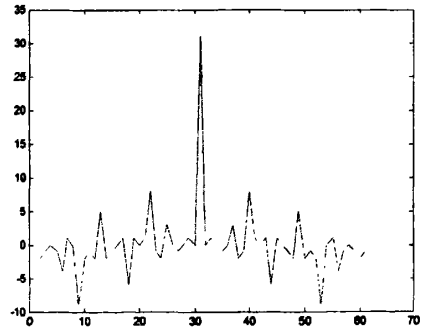
3) 计算 MAC 序列的互相关函数

序列 $\{x_n, 0 \leq n \leq l-1\}$ 和 $\{y_n, 0 \leq n \leq l-1\}$ 的互相关函数 $R(n) = \sum_{k=0}^{l-1} x_k y_{k+n}, n=0,1,\dots,l-1$ 。

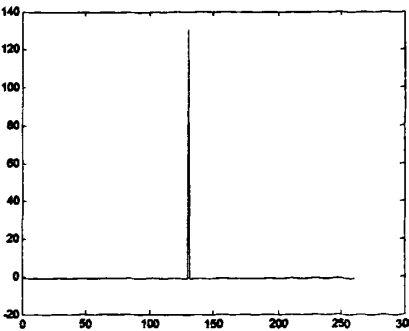
MAC 序列具有良好相关特性和任意长度。特别是, MAC 序列的相关峰值为 p , 相关值在其他的位置上为 -1。另外, 对于相同长度的 MAC 序列, 选择不同的 p 、 u 、 v , 峰值的大小和位置也不一样。 p 、 u 、 v 的选择要考虑实际应用, 在通信系统中, 传送到接收终端的 MAC 序列, 通常要选择足够大的、来覆盖时域的不确定域。但是在间断连续波雷达信号设计中, 通过调整 u 、 v 的大小, 能够形成比较尖的相关尖峰, 有利于在噪声中检测到目标, 在受到遮挡效应影响的情况下, 对于残缺的回波信号, 相关器仍能够得到良好的相关峰值。所以, MAC 序列的应用是广泛而又灵活的。图 3.8 中分析了几种 MAC 序列的相关函数。



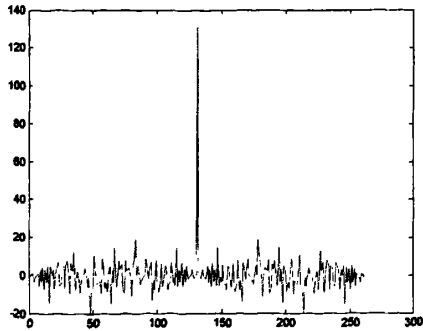
MAC 序列 ($l=100$) 的周期自相关函数



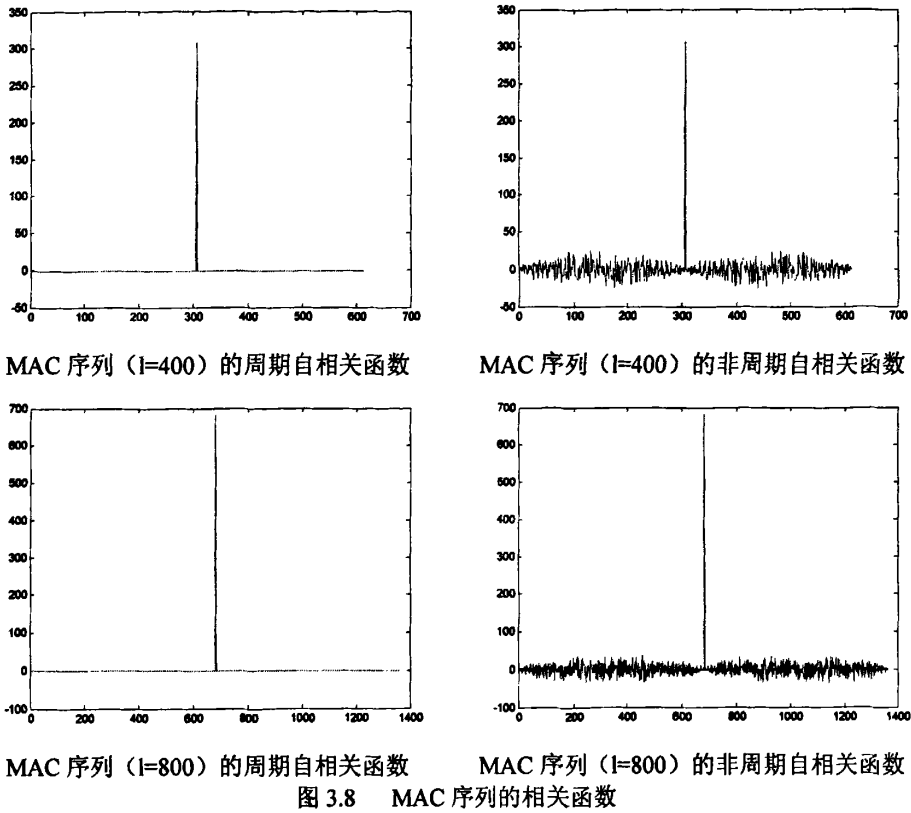
MAC 序列 ($l=100$) 的非周期自相关函数



MAC 序列 ($l=200$) 的周期自相关函数



MAC 序列 ($l=200$) 的非周期自相关函数



3.2.4 最小旁瓣电平码

巴克码被认为是理想的二相码波形。但是，巴克码长的最大长度只有 13，换句话说，用巴克码进行脉冲压缩允许的最大脉冲压缩比为 13。于是人们尝试着去衍生巴克码的长度，可是这项尝试并没有成功^[36]。就现状而言，任何长度大于 13 的巴克码都必须是偶数位，事实证明巴克码的长度必须是 $4K^2$ (K 为自然数)，长度为 6084 的码是不存在的^[37]。1975 年，Linder^[44]发现了长度到 40 位的最小峰值旁瓣电平码。

表 3.2 给出了不同长度的最小旁瓣电平码的各项性能指标，从表 3.2 中可以看出，长度 25 的码和长度 28 的码的自相关旁瓣为 2，对于码长为 26、27、29、30 等来说，最小旁瓣电平为 3。对于最小旁瓣电平码而言，通过压缩峰值后，它的积累旁瓣电平在 8~10dB 之间。

表 3.2 最小旁瓣电平码

长度	个数	PSL(dB)	ISL(dB)	码举例
25	2	2	-8.51	12540E7
26	484	3	-8.76	238AD9
27	774	3	-9.93	25BBB87
28	4	2	-8.94	DA44478

29	561	3	-8.31	164A80E7
30	172	3	-8.82	2315440F
31	502	3	-8.56	2A498C0F
32	844	3	-8.52	1D8D3BF3
33	278	3	-9.30	CCAA587F
34	102	3	-9.49	333FE1A55
35	222	3	-8.79	D796AB33
36	322	3	-8.38	3314A083E
37	110	3	-8.44	574276F9E
38	34	3	-9.19	3C34AA66
39	60	3	-8.06	13350BEF3C
40	114	3	-8.70	2223DC3A5A

如果 N 值非常大，被要求的计算量也会非常的大。在这种情况下，对于以自相关的所有 N 比特码为依据来找寻最小峰值旁瓣码则是不成立的，人们找到了一种新的运算法。树形结构图来推算出潜在的最小峰值旁瓣码，在这里就不介绍这种方法了。根据最小旁瓣码的特性，在此分析了一些最小旁瓣电平码的非周期自相关函数。

1. 最大副瓣为 2，最大长度为 28 的最小旁瓣电平码如图 3.9 所示，主副瓣比为 14。

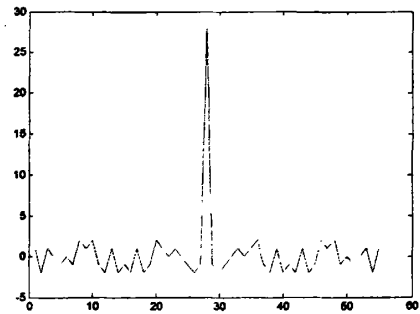
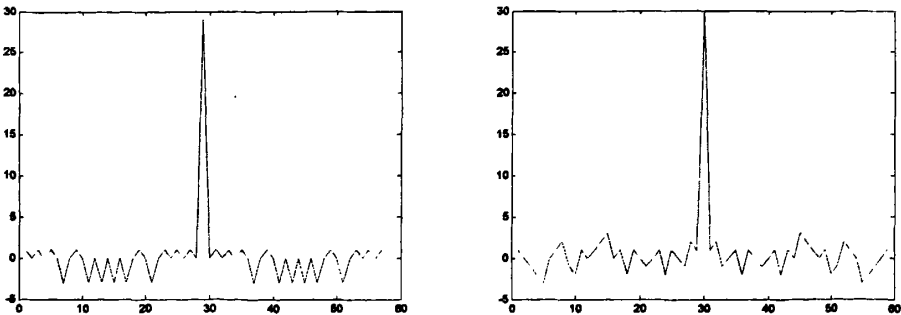
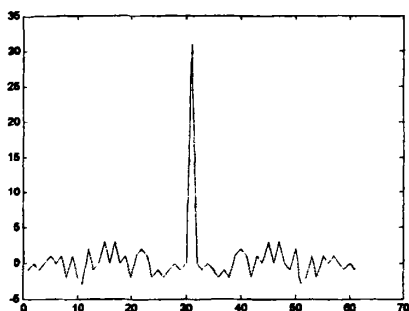


图 3.9 N=28 非周期自相关函数（主副比=14）

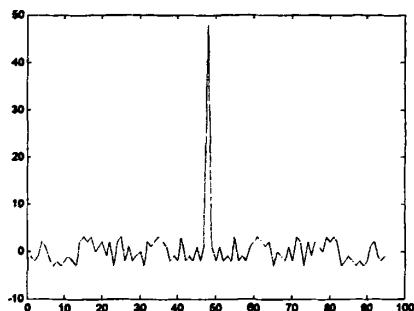
2. 最大副瓣为 3，最大长度为 29、30、31、48 时非周期自相关函数比较。如图 3.10 所示。



N=29 非周期自相关函数 (主副比=9.6667)



N=30 非周期自相关函数 (主副比=10)

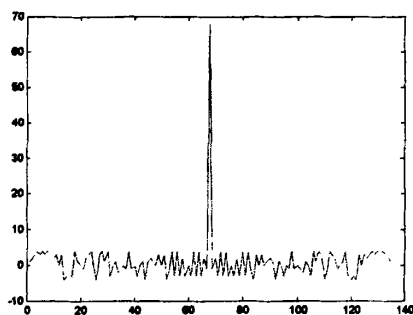
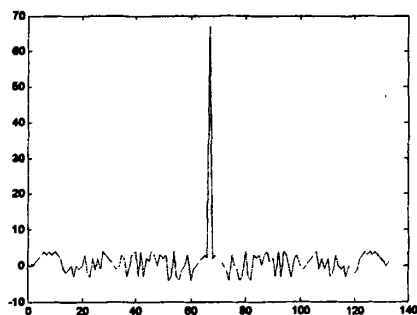


N=31 非周期自相关函数 (主副比=10.3333)

N=48 非周期自相关函数 (主副比=16)

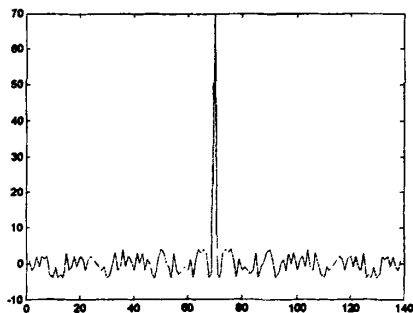
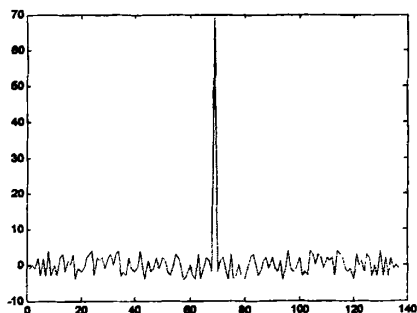
图 3.10 取最大副瓣为 3 的四种最小旁瓣电平码的非周期自相关函数比较

3. 最大副瓣为 4, 最大长度为 67、68、69、70 时非周期自相关函数。如图 3.11 所示。



N=67 非周期自相关函数 (主副比=16.75)

N=68 非周期自相关函数 (主副比=17)



N=69 非周期自相关函数 (主副比=17.25)

N=70 非周期自相关函数 (主副比=17.5)

图 3.11 取最大副瓣为 4 的四种最小旁瓣电平码的非周期自相关函数比较

4. 最大副瓣为 5, 最大长度为 88 的最小旁瓣电平码如图 3.12 所示, 主副瓣比 17.6

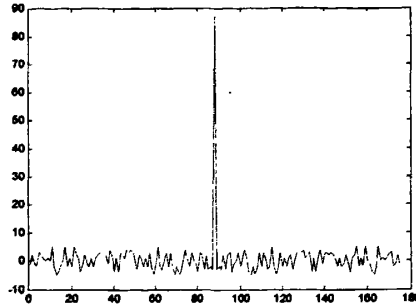


图 3.12 N=88 非周期自相关函数（主副比=17.6）

3.3 多相码

二相码除了巴克码外，其他几种码的非周期自相关函数都不太理想，多相编码采用 M 个可能的相位状态 $\varphi = \frac{2\pi}{M}k, (k=0 \dots M-1)$ 来对长的、幅度恒定的脉冲进行编码，能得到良好的自相关特性，多相编码通常是复数多元序列。常见的多相码有 Taylor 码、弗兰克码、霍夫曼码、P1、P2 码、P3、P4 码等，本小节我们主要分析其中的几种：Taylor 四相码、弗兰克码和 P3 和 P4 码。

3.3.1 Taylor 四相码

Taylor 四相码信号^[38]是 J W. raytort 提出的一种新型相位编码雷达信号，其子脉冲形状为半余弦形，相邻了脉冲的相位变化限制为 $+90^\circ$ 。较之采用矩形子脉冲的相位编码信号，它具有辐射频谱衰降快，接收机滤波器失配损失和数字脉压时距离采样损失小等独特的优点，因而得到广泛的关注。但是由于这种四相码信号由二相原型码变换得到，其实现相对容易，且具有与二相原型码信号相近的相关特性、积累特性和多谱勒性能，已在雷达系统中成功应用。但是，Taylor 四相码信号进行匹配滤波脉压处理时，其输出的峰值旁瓣电平 PSL (Peak sidelobe Level) 同样较高，难以满足现代雷达的实际工作需要。图 3.13 为 13 位 Taylor 四相码多普勒频移为 0 时的自相关函数。

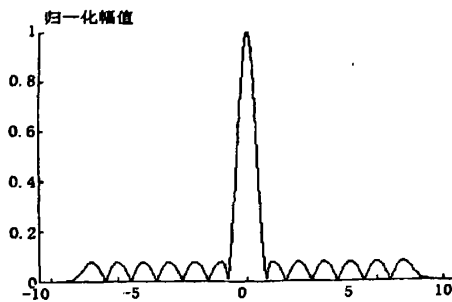


图 3.13 13 位 Taylor 四相码多普勒频移为 0 时的自相关函数

由于 Taylor 四相码是通过二相原型码变换得到的^[39]，具有与二相原型码信号相近的相关特性、积累特性和多谱勒性能。要使用 Taylor 四相码必须解决的问题是 Taylor 四相码的脉压以后的旁瓣抑制问题，有关文献针对 Taylor 四相码旁瓣抑制滤

波器(SSF)的设计进行了专门的探讨。

3.3.2 弗兰克码(Frank)

弗兰克码^[40]是线性调频波形的不连续的近似,在有多普勒频移出现时,弗兰克码的自相关函数将会比二相编码减少得慢些。因此,在二相编码的多普勒敏感度成问题时,便应当考虑弗兰克码。其序列 $\{a_n\}$ 根据下面的矩阵导出。

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & \cdots & N-1 \\ 0 & 2 & 4 & \cdots & 2(N-1) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ 0 & (N-1) & 2(N-1) & \cdots & (N-1)^2 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

矩阵中 N 表示序列的相数, $2\pi s/N$ 表示基本相移; S 是与 N 互质的整数,通常取 $S=1$ 即可。矩阵元素表示基本相移的倍乘系数。根据矩阵按行(或列)依次串起来,就得到弗兰码的基本相移的倍乘系数 $\{0, 0, 0, 0, 1, 2, 0, 2, 1\}$,长度 $P=N^2$ 。作为脉冲压缩信号,我们关心的是它的非周期自相关函数。图3.3.2为3相弗兰克码的自相关函数波形。

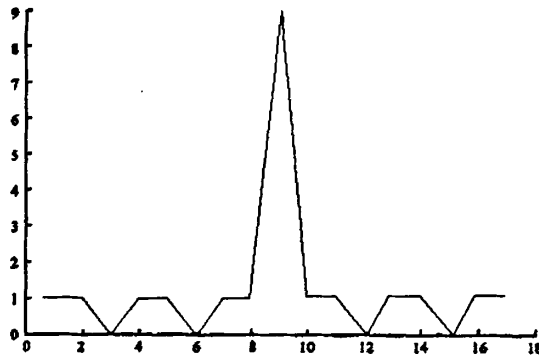


图 3.14 弗兰克码自相关函数波形

弗兰克码的非周期自相关函数主瓣高度为 $P=N^2$,与其码长度相等。旁瓣高度的上限为 $1/\sin(\pi/N)$ 。当 N 很大时, $\sin(\pi/N) \approx \pi/N$,旁瓣高度趋于 $N^2/(N/\pi) = \pi N$,和同样长度的 M 、 L 序列相比,主旁瓣比提高大约10dB。

3.3.3 P3、P4 码

P3、P4多相码是常见的编码脉压信号,和二相码信号相比,具有较大的多普勒容限;另外多相码间还具有低的互相关特性等,因此一直受到人们的重视。不过,由于其信号产生及压缩处理都比二相码复杂,其应用受到限制。近几年来,随着数字技术和集成电路技术的发展,特别是直接数字合成(DDS)技术以及超大规模数字信号处理器的出现,使得多相码信号的产生和压缩处理成为可能。P3码和P4码^[41]从概念上都是从线性调频信号导出的多相码信号,其定义如下:

(1) P3 码的第 i 个码元的相位可表示为

$$\theta(i) = \pi(i-1)^2 / D, i=1,2,\dots, D \quad (3.13)$$

(2) P4 码的第 i 个码元的相位可表示为

$$\theta(i) = \pi(i-1)^2 / D - \pi(i-1), i=1,2,\dots,D \quad (3.14)$$

式中 D 为脉冲压缩比。

P3、P4 码的自相关函数具有较低的旁瓣电平，因此对旁瓣电平要求不高，而对信噪比损失要求苛刻的情况下，可直接采用匹配滤波处理。不过，在实际应用中，为保证强目标信号附近弱目标信号的检测，通常需要更低的旁瓣电平，可以采用在接收端进一步降低旁瓣电平的失配处理技术。关于 P3、P4 码的旁瓣抑制技术主要有三种：经典的窗函数幅度加权，最小二乘幅度和相位加权以及压缩后两采样滑窗处理。

多相码可以由非线性调频信号通过直接采样，然后对其进行相位量化而得到。这样得到的信号不可能是最优码，其脉压副瓣比较高，必要时可采用遗传算法来优化。讨论二相编码脉冲压缩信号时，我们主要关心所选择码组的自相关函数。当做为发射码组的二元 PN 序列具有很好的非周期自相关特性时，所得到的二相编码信号会具有很好的压缩比。多相码和二相编码信号相比，距离副瓣更低，但多谱勒频移更灵敏，因而多相编码信号只限于用在多普勒频移可以忽略的场合。

3.4 本章小结

论文主要研究的是相位编码信号的脉冲压缩及旁瓣抑制，因此，本章主要针对相位编码信号做了详细的介绍。首先分析了相位编码信号的产生及特点，重点研究了二相编码信号中的巴克码序列、m 序列、MAC 序列、最小旁瓣码等的自相关函数；简单介绍了多相码的特点以及应用情况。

4 相位编码信号旁瓣抑制技术

4.1 旁瓣抑制技术概述

脉冲压缩处理时必须降低距离旁瓣,否则强信号脉压的旁瓣会掩盖或干扰附近的弱信号的反射回波。在多目标环境中,脉冲压缩信号的旁瓣会淹没附近较小目标的主信号,引起目标丢失。为了提高多目标分辨能力,必须采用旁瓣抑制技术,我们可以通过采用加权的方法来降低旁瓣。

消除旁瓣的方法可分别采用时域加权^[42]^[43]和频域加权^[44]。由于频域加权时需要知道信号功率谱的解析式,所以其应用受到了一定的限制,更多的是采用时域加权的方式,结构上是设计一个 FIR 滤波器,来达到旁瓣抑制的目的,设计方法主要有线性规划法、最小二乘法以及迭代算法等等。但是这些方法的计算都较为复杂,求解的滤波器性能也不是十分理想。而频域的设计方法由于 FFT 的应用,信号处理时的运算和系统实现相对简单,运算的效率也会得到相应的提高。

在设计旁瓣抑制滤波器的时候,我们还要考虑滤波器性能,衡量旁瓣抑制滤波器性能的指标主要有三项:

(1) 峰值旁瓣电平(PSL: Peak Sidelobe Level),指最大旁瓣功率与峰值响应的比值。

(2) 积累旁瓣电平(ISL: Integrated Sidelobe Level),定义为旁瓣总功率与峰值响应的比值。

(3) 增益处理损失(LPG: Loss in ProcessGain),指与匹配滤波器相比,失配引起的信噪比损失。

所谓峰值响应是指实际旁瓣抑制滤波器输出的峰值能量。

旁瓣抑制滤波器的设计方法通常有两种:一种是在匹配滤波器之后级联一个旁瓣抑制滤波器^[53],另一种是直接设计失配滤波器^[45],见图 4.1。

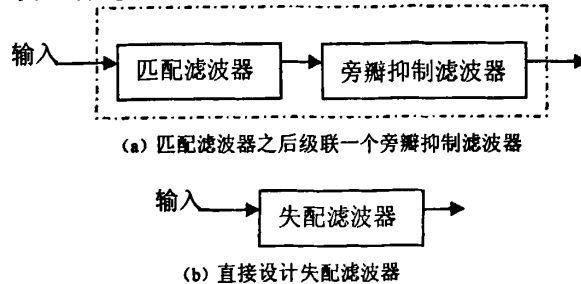


图 4.1 旁瓣抑制滤波器设计示意图

若将前一种方法中的匹配滤波器和与之级联的旁瓣抑制滤波器等效为一个滤波器,则该滤波器相对输入信号也是一个失配滤波器,因此,除了某些容易引起歧义的

情况，我们不特别区分旁瓣抑制滤波器和失配滤波器，两种方法各有优缺点，匹配滤波器可以获得最大的输出峰值信噪比，由于采用失配滤波器代替匹配滤波器，在获取旁瓣抑制能力的同时将引起信噪比的损耗，这种失配损耗就是增益处理损失。前者实现起来简单，后者性能相对优良，主要是因为设计的目标函数直接和旁瓣抑制指标相联系。另外，图 4.1 (a)图滤波器中的旁瓣抑制滤波器放在取模之后，可以得到更大的多普勒容限^[46]。

本学位论文主要研究的是对于相位编码信号经过脉冲压缩后级连一个旁瓣抑制滤波器的设计，或者是相位编码信号直接经过一个失配滤波器的设计，这两种滤波器的设计都是根据系统所需要的旁瓣抑制滤波器性能指标的不同而设计出不同性能的滤波器。

4.2 直接加窗加权法

在实际应用中，对于时宽带宽积较小的相位编码信号，如果直接采用匹配滤波，其输出主副比可能仍然不够大而无法满足不同要求^[47]。此时，我们还必须采取措施来降低其输出副瓣，增大主副比。

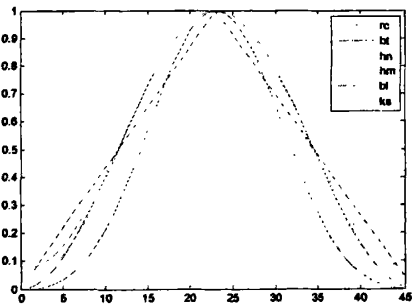


图 4.2 常见的几种窗函数

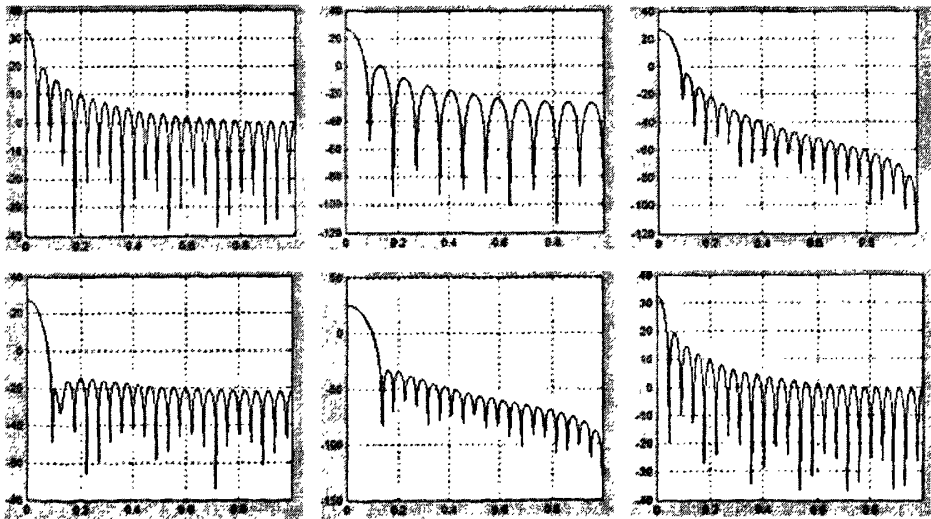


图 4.3 常见的 6 种窗函数的频谱特性

(第一行从左至右依次是 RC、Bt、Hn, 第二行从左至右依次是 Hm、Bl、Ks。)

最一般、最常用的降低副瓣方法就是加窗, 常见的窗函数有矩形窗(Rectangular)、巴特利特窗(Bartlett)、汉宁窗(Hanning)、海明窗(Hamming)、布莱克曼窗(Blackman)、kaiser 窗等, 如图 4.2。

从图 4.3 中可以看出, 巴特利窗函数的旁瓣比较高; Hn 窗的最大旁瓣比巴特利窗的旁瓣低, 但是主瓣宽度比它宽; Hm 窗函数的最大旁瓣值比 Hn 窗的低, 但主瓣宽度是一样的; Bl 窗最大旁瓣值是最低的, 但主瓣宽度却最宽。

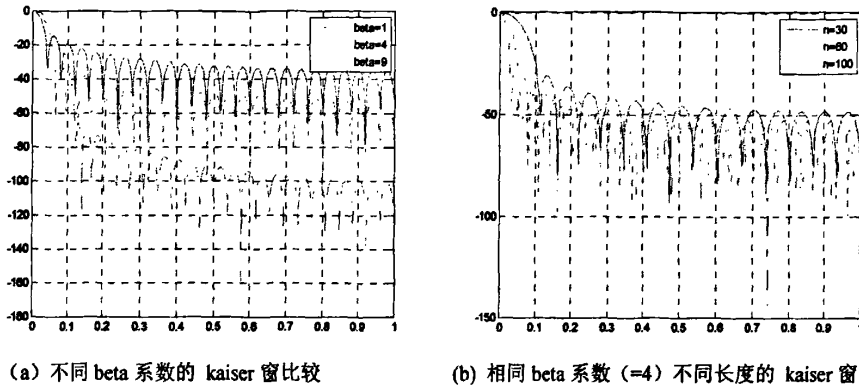


图 4.4 kaiser 窗频谱特性比较

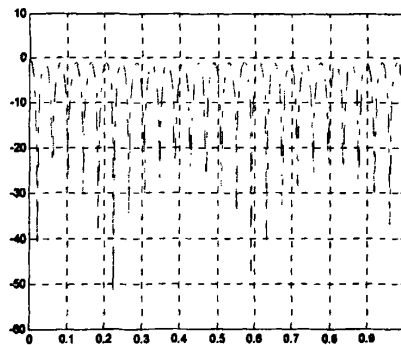


图 4.5 chebwin 的等纹波性

我们分析得到: 几种窗函数在获得旁瓣抑制的同时却增加了主瓣的宽度, 而 kaiser 窗定义了一组可调的窗函数, 它是由零阶贝赛尔函数构成的, 主瓣能量和旁瓣能量的比例是近乎最大的。这种窗函数可以在主瓣宽度和旁瓣高度之间自由的选择它们的比重, 使用户的设计变得更加灵活。在图 4.4 kaiser 窗频谱特性比较图中, n 是窗函数的长度, β 用来控制旁瓣的高度。可以看出, n 一定时, β 越大, 频谱旁瓣就越小, 但是主瓣的宽度相应的增加; 当 β 一定时 n 取不同的数值, 而旁瓣高度不发生变化, 对于给定的旁瓣高度, 切比雪夫窗的主瓣宽度最小, 是因为它具有等纹波性, 如图 4.5 所示, 也就是说它的旁瓣具有相同高度。同时脉冲压缩还得考虑多普勒频率的影响。文献^[48]首次将迭代算法用于相位编码信号的峰值副瓣抑制中, 使主副比得到了

比较好的改善。文献^[49]通过求最小特征值对应特征矢量的方法来求最优权,但是在实际中,该矩阵的特征值可能是负的,所以会产生一些问题。

4.3 小波神经网络法

4.3.1 神经网络与小波变换理论

直接用多层感知器(MLP)网络处理接收信号,实现二相编码信号的旁瓣抑制^[50]。其原理为当接收信号为所选发射码时,其输出为1,否则为0。这样二相编码信号的自相关旁瓣抑制问题可以转化为对输入信号的模式分类。利用多层感知器网络的非线性分类能力,来达到对输入信号的模式分类。小波变换起源于Fourier变换,是Fourier分析的新发展。

设 $\psi(x) \in L^2(R)$, 且 $\psi(x)$ 满足允许条件,

$$C_\psi = 2\pi \int_{\mathbb{R}} \frac{|\hat{\psi}(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (4.1)$$

这里 $\hat{\psi}(\omega)$ 是 $\psi(x)$ 的Fourier变换,则称 $\psi(x)$ 为基本小波函数或母小波函数。对 $\psi(x)$ 进行伸缩、平移就得到一族函数:

$$\psi_{ab}(x) = |a|^{-\frac{1}{2}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right), a, b \in \mathbb{R}, a \neq 0 \quad (4.2)$$

这里 a 是伸缩系数, b 是平移分量, $\psi_{ab}(x)$ 称为由基本小波 $\psi(x)$ 生成的连续小波函数。通常情况下,基本小波 $\psi(x)$ 以原点为中心,因此 $\psi_{ab}(x)$ 就以 $x=b$ 为中心。

1. 连续小波变换

连续小波变换也称积分小波变换。

设 $f(x) \in L^2(R)$, ψ 为基本小波函数,定义其连续小波变换为:

$$W_f(a, b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = |a|^{-1/2} \int_{\mathbb{R}} f(x) \overline{\psi\left(\frac{x-b}{a}\right)} dx \quad (4.3)$$

且在 f 的连续点处,有如下重构公式:

$$f(x) = \frac{1}{C_\psi} \int_{\mathbb{R}} \int_{\mathbb{R}} W_f(a, b) \psi_{a,b}(x) \frac{da db}{a^2} \quad (4.4)$$

2. 离散小波变换

连续小波变换在理论分析中具有很重要的意义,然而在实际问题及数值计算中更为重要的是其离散形式,为了使离散化后的函数覆盖整个 a, b 所表示的平面,我们取 $a_0 > 1, b_0 > 0$,使得

$$a = a_0^{-m}, b = nb_0 a_0^{-m}, m, n \in \mathbb{Z}$$

且将 $\psi_{a,b}(x)$ 改记为 $\psi_{m,n}(x)$,即

$$\psi_{m,n}(x) = a_0^{m/2} \psi\left(\frac{x - nb_0 a_0^{-m}}{a_0^{-m}}\right) = a_0^{m/2} \psi(a_0^m - nb_0) \quad (4.5)$$

相应的离散小波变换为:

$$C_f(m, n) = \int_{\mathbb{R}} f(t) \overline{\psi_{m,n}(t)} dt \quad (4.6)$$

特别地, 取 $a_0 = 2, b_0 = 1$, 就得到了二进小波:

$$\psi_{m,n}(x) = 2^{m/2} \psi(2^m x - n) \quad (4.7)$$

上式可知, $\psi_{m,n}(x)$ 是对基本小波的二进伸缩(以 2 为因子的伸缩)和二进平移来构成。二进平移指每次移动 $n/2^m$, 这是二进尺度因子和小波宽度的整数倍。

3. 紧支正交小波变换

对于函数 $f(x) \in L^2$, 可以看作某一逐级逼近的极限。每级逼近都是用某一个低通滤波函数 $\varphi(x)$ 对 $f(x)$ 作平滑的结果, 当然逐级逼近的低通滤波函数 $\varphi(x)$ 也作逐渐伸缩, 也就是说用不同的分辨率或不同尺度来逐级逼近 $f(x)$, 这就是多分辨(multi-resolution)或多尺度(multi-scaling)分析的基本思想。它的分析路径是: 先从 L^2 的某个子空间出发, 并在此子空间中建立一个基底; 然后利用极为简单的变换, 将此基底扩充到 L^2 中的其他子空间中去。从构造正交小波基的多尺度分析方法可知, 要构造空间 $L^2(\mathbb{R})$ 中的正交小波基, 关键是寻找与它相应的多尺度分析生成元 $\varphi(x)$ 使之满足多尺度方程。从而得到用于分解和重构算法的系数 $\{h_n\}$, 但是一般来讲, 通过 $\varphi(x)$ 确定 $\{h_n\}$ 比较困难, 而由 $\{h_n\}$ 确定 $\varphi(x)$ 则比较容易。从上可知, 数列 $\{h_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ 在双尺度方程起相当重要的作用。显然 $\{h_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ 中非零个数越少, 计算越简单, 因此实际计算中, 希望 $\{h_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ 仅有有限个为非零, 这时多尺度方程可写成:

$$\varphi(x) = \sqrt{2} \sum_{n=0}^N h_n \varphi(2x - k) \quad (4.8)$$

上式称为有限长度的双尺度方程。

容易知道, 若 $\varphi(x)$ 是多尺度分析中具有紧支集的多尺度分析生成元, 由此构成出来的 $\psi(x)$ 为一具有紧支集的正交小波函数。由于紧支正交小波基由于支集长度有限, 因而, 满足空间局部性的要求, 此外, $\{h_n\}$ 只有有限个非零, 因而在计算上十分简单。因此, 紧支集正交小波基在解决实际问题中具有十分重要的作用。

Doubeehie 构造了一个具有紧支集的正交归一小波族 $\{r, \psi(x)\}$ 。

$$\{r, \psi_{j,k}(x)\} = \{2^{j/2}, \psi(2^j x - k)\} \quad (4.9)$$

其中 j 和 k 为整数, 这些就构成了一个正交归一小波集。此外, $\{r, \psi(x)\}$ 在区间 $[0, 2r-1]$ 外为零, 连续导数的阶数接近 $r/5$, 并且它的前 r 阶矩为零, 也就是

$$\int_{-\infty}^{\infty} x^n \psi(x) dx = 0, n = 0, 1, \dots, r \quad (4.10)$$

值得注意, ${}_1\psi(x)$ 就是 Haar 基本小波。Haar 小波是一个最简单又最古老的紧支正交归一小波, 其小波基函数是以基本小波的 2 的乘方减小尺度而逐渐变窄的。而每一个变小的小波就以它的宽度为增量来平移, 这样在任何尺度上一组完整的小波都可

完全覆盖整个区间。

4.3.2 小波神经网络在二相编码信号旁瓣抑制中的应用

在二相编码脉冲压缩雷达中，匹配滤波器或相关器就是检测接收信号是否存在所选发射码。因此我们希望当接收信号为所选发射码时，其输出为 1，否则为 0。这样二相编码信号的自相关旁瓣抑制问题可以转化为对输入信号的模式分类。利用多层感知器网络的非线性分类能力，从而达到对输入信号的模式分类，为了得到很好的分类效果，我们可对输入信号进行特征提取，然后再利用神经网络分类，由于小波变换具有很强的特征提取能力^[51]，因此，我们可用小波变换对输入信号进行特征提取后，然后再送入神经网络分类，这样就得到了基于小波变换的神经网络(WTNN)方法^[52]。

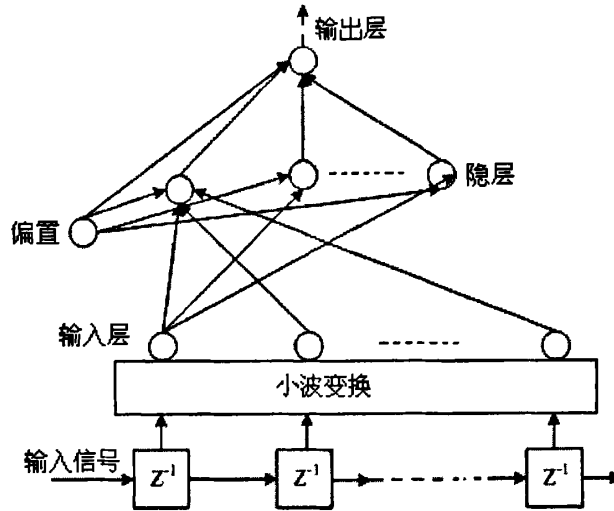


图 4.6 基于小波变换的神经网络结构图

WTNN 结构如图 4.6。在 WTNN 方法中，小波变换的基函数选择也很重要。Haar 小波很好的符合了二相编码信号幅度相等、相位随机的特征，因此在二相编码信号旁瓣抑制问题中有很好的应用。但 Haar 小波不是连续可导的，因此很难在自适应小波神经网络中应用，而 Pseud-Haar 小波函数具有连续可导的特点，同时又具有 Haar 小波的形状特征，因此它很自然地替代 Haar 小波将自适应小波神经网络应用于二相编码信号旁瓣抑制问题。

文献^[53]将 WNN 网络用于二相编码信号旁瓣抑制中，使用了 Pseud-Haar 小波基函数，这样网络能根据信号特征自适应的调整小波系数，从而较好地解决了网络的抗噪性能与分辨能力之间的矛盾。增加小波层节点提高了网络的综合性能。小波神经网络的潜力还未发挥出来，原因在于需要寻找更合适的小波函数以及探索更适合小波神经网络的学习算法。

4.4 基于进化规划的 RBF 网络用于二相码旁瓣抑制

常见的旁瓣抑制滤波器的设计有两种思路, 4.3 中研究的是采用 13 位巴克码脉冲雷达检测的神经网络方法, 其输出主旁瓣比达到 40dB 以上, 为二相编码旁瓣抑制问题的处理提供了一个新的途径。文献^[54]将进化规划算法和神经网络结合起来, 用径向基 RBF (Radial Basis Function) 神经网络结构取代多层前馈网络 MFNN (Multilayer Feed forward Neural Networks) 结构, 用改进进化规划取代反向传播算法 BP (Back Propagation)。通过这样的处理可以较大概率快速地收敛到要求的旁瓣抑制指标。

RBF 网络是一种新颖有效的神经网络结构, 它具有最佳逼近和全局最优的性能, 能通过对非线性基函数的线性加权组合实现 $RN \rightarrow R$ 的非线性映射。但是其隐节点的中心比较难求, 而 EP 算法正好可以弥补其不足, 利用二者结合来实现二相编码的旁瓣抑制, 径向基函数取高斯函数。其过程是当接收信号为所选的发射码时, 其输出为 1, 否则为 0。这样二相编码信号的非周期自相关旁瓣抑制问题就可以转化为对输入信号的模式分类。利用 RBF 的非线性分类能力, 来达到输入信号的模式分类。对于 13 位巴克码信号, 其 RBF 网络结构如图 4.7 所示, 它的输入节点数为 13, 隐层节点数取为 5, 输出节点数为 1。网络采用 BP 算法对网络进行训练。网络的训练序列是所选码的时间平移序列的集合, 其幅度为 1, 13 位巴克码共有 26 个时间平移序列, 其中包括一个全零序列。当输入为所选发射码时, 其输出为 1, 否则为 0。

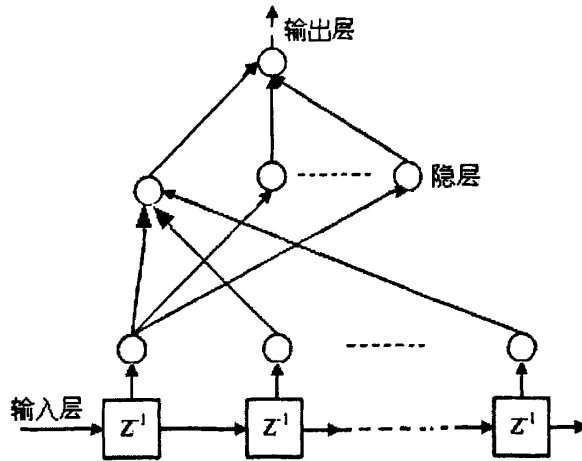


图 4.7 RBF 网络结构

神经网络采用 BP 算法存在着收敛速度慢, 不可避免地存在局部极小值, 动态特性不理想等问题。所以其学习精度受到一定的限制, 而进化规划与神经网络同属在生物学原理基础上的科学研究成果, 只是前者是模仿生物进化的过程, 后者模仿生物瞬间反应, 将其结合进行研究, 在采用 RBF 网络的情况下, 用 EP 进行网络权系的训练, 优化其权系值。也就是用 EP 算法取代 BP 算法。

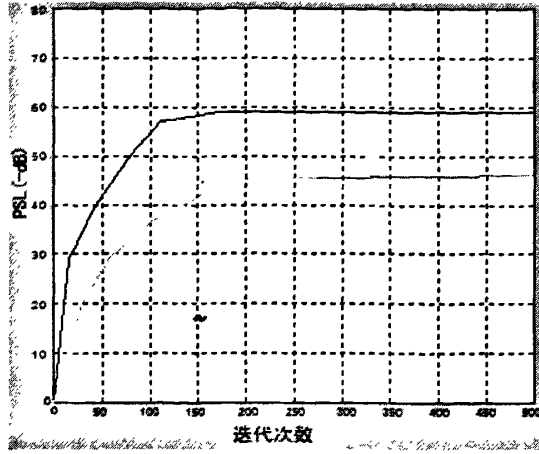


图 4.8 13 位巴克码的处理结果

文献^[54] 采用了RBF 网络结构, 给出了13 位巴克码输出的峰值副瓣PSL 的处理结果。如图4.8所示, 对于PSL指标, 使用EP 算法收敛于- 60dB, 在经过100 次迭代后就基本接近于收敛值, 而使用BP 算法需要近200 次迭代才基本收敛于- 46dB 左右, 并且再进行更多次数的迭代运算, 也不能使指标有显著的提高。通过进化规划和RBF 网络的结合使用, 使神经网络结构在处理二相编码旁瓣抑制问题上, 旁瓣抑制性能和处理速度上都有了明显的提高。

4.5 线性规划法 (LP)

设 N 位长的二相编码信号以 $C_i = \pm 1, 1 \leq i \leq N$ 表示。 M 维滤波器的加权因子为 W_i , 且 $M \geq N$, 并假设 M 和 N 都为奇数, 以保证对称, 便于数学计算, 则旁瓣抑制问题可以这样认为: 在限制旁瓣范围的条件下, 使主瓣最大。滤波器输出的主瓣用数学表示 (目标函数) 为:

$$\max \sum_{i=1}^M W_i C_{i-(M-N)/2} \quad (4.11)$$

约束条件是

$$\left| \sum_{i=1}^M W_i C_{i-k} \right| \leq 1 \quad (1-N \leq k \leq M-1, k \neq (M-N)/2) \quad (4.12)$$

即

$$-1 \leq \sum_{i=1}^M W_i C_{i-k} \leq 1 \quad (1-N \leq k \leq M-1, k \neq (M-N)/2) \quad (4.13)$$

其中, $k = (M-N)/2$ 对应于主瓣。这种问题可以用线性规划问题^[55]来解决。以 13 位巴克码为例, 应用线性规划程序, 可以解得 $M=13$ 时的权系数 W_i 。此时输出信号的主旁瓣比为 25.8dB。

值得注意的是,在文献^[56]中提出了一种基于时域综合的二相码旁瓣抑制滤波器,能适用各种长度的二相码,对于 13 位 Baker 码可以使用 26 阶的失配滤波器,将旁瓣压缩到-72 dB,信噪比损失只有 0.2dB,比同样阶数的专门进行 Baker 码旁瓣抑制的 LP 滤波器和最优化的 R-G 滤波器旁瓣好 30dB,使用过程中各个时域综合滤波器的 3 个参数的优化选取采用了遗传算法(genetic algorithm)。这种滤波器不仅适用于 13Baker 码这种结构简单的码,对于象 m 序列那样的长码也同样适用。并且在一定的信噪比损失的要求下,具有不错的性能。

为使旁瓣抑制滤波器能在目标经常出现的多普勒频率上或在不能出现的多普勒范围内产生明显的旁瓣抑制效果,我们常采用补偿式旁瓣抑制滤波器来扩展多普勒容限。补偿式旁瓣抑制滤波器是在时域上采用加权处理,时域加权法通常有两种,最小均方差法和线性规划法,考虑峰值旁瓣性能,通常采用线性规划法,文献^[57]提出了两种补偿式旁瓣抑制滤波器的设计方法,即 I-SSF, II-SSF。I-SSF 是以远距离的高旁瓣为代价来获取近距离的低旁瓣,II-SSF 是以第一旁瓣为高旁瓣而其它为低旁瓣。这两种方法的数学模型都是具有线性不等式约束条件的线性规划问题,可以用经典的单纯方法求解。

4.6 最小均方逆滤波(LS)

用这种方法设计滤波器的目的是:使给定的输入序列,通过滤波器后得到的输出序列与希望得到输出序列之间的均方差最小^[58]。假设实际输入序列为 $A=(a_0, a_1, \dots, a_M)$, 滤波器的加权序列为 $B=(b_0, b_1, \dots, b_M)$, 则实际输出序列为 $C=(C_0, C_1, \dots, C_{M+N})$ 。对于旁瓣抑制问题而言,我们希望输出序列为:在 L 处为 1,而在别的时刻为 0,则最小均方逆滤波就是使实际响应和理想输出序列之间的能量差 V 最小。

$$V = C_0^2 + C_1^2 + \dots + (C_L - 1)^2 + (C_L + 1)^2 \dots + C_{M+N}^2 \quad (4.14)$$

根据最小逆滤波原理,当加权序列满足如下的拖布里兹方程时, V 最小。

$$R \cdot B = G \quad (4.15)$$

式中 $B=(b_0, b_1, \dots, b_N)^T$; G 为所希望的输出序列; R 为输入序列的相关矩阵,且

$$R = \begin{bmatrix} f_{xx}(0) & f_{xx}(1) & \dots & f_{xx}(N) \\ f_{xx}(1) & f_{xx}(0) & \dots & f_{xx}(N-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{xx}(N) & f_{xx}(N-1) & \dots & f_{xx}(0) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

此处

$$f_{xx}(\tau) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} X(t+\tau) \cdot X(t) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} a_k \cdot a_{k+\tau} \quad (4.17)$$

如果知道了输入序列和希望的输出序列，就可以得到滤波器的加权序列。

$$B = R^{-1} \cdot G \quad (4.18)$$

如对于 13 位巴克码， $A = (1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1)$ ，希望的输出为 $G = (0, 0, \dots, 0, 1)^T$ ，代入式(4.6.2)、(4.6.4)，可得加权系数。这时输出序列的主旁瓣比为 24dB。

4.7 递归最小二乘法(RLS)

RLS 算法不同于一般的最小二乘算法，它采用的是指数加权的最小二乘算法，即以指数加权的误差平方和作为代价函数：

$$J(n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} |d(i) - w^H(n)u(i)|^2 \quad (4.19)$$

其中，加权因子 $0 < \lambda < 1$ 称作遗忘因子，其作用是：对离 n 时刻越近的误差给予比较大的权重，而离 n 时刻越远的误差给予比较小的权重。如果 $\lambda = 1$ ，相当于各时刻的误差被“一视同仁”，此时加权最小二乘退化成一般的最小二乘算法。为了追求 $J(n)$ 最小化，令

$$\frac{\partial J(n)}{\partial w} = 0 \quad (4.20)$$

可以得到：

$$\hat{w}(n) = R^{-1}(n)r(n) = \left(\sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} u(i)u^H(i) \right)^{-1} \left(\sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} u(i)d^*(i) \right) \quad (4.21)$$

说明 RLS 算法的解仍能满足维纳何甫方程，即为维纳滤波器。下面直接给出其自适应更新算法。定义正则化参数 δ ，指数加权因子 $\lambda (0 < \lambda \leq 1)$ 。其中 δ 在高信噪比时取小的正常数，在低信噪比时取大的正常数。 $1 - \lambda$ 的倒数用来衡量算法的记忆能力。 $P(n)$ 为逆相关矩阵，即：

$$P(n) = R^{-1}(n) \quad (4.22)$$

对于 Barker 码等二相码的旁瓣抑制，采用自适应滤波器设计中的 RLS^[59]方法，通过合理安排训练信号和期望信号的结构(RS - RLS, reasonably structured RLS)，设计出没有拖尾现象的旁瓣抑制滤波器，适用于 LFM、二相码及多相码等各种信号。在滤波器系数有限的情况下，PSL 低于 -40dB；ISL 较 LP 方法所得的积累旁瓣电平低 2 dB 以上；主瓣宽度仅为单位采样符号长度。

对于雷达来说，理想的匹配滤波压缩波形应为一 δ 函数。在实际的脉压波形中，非零旁瓣可视为噪声，则旁瓣抑制过程可看作是自适应噪声对消，只不过输入为原始的压缩信号(匹配滤波输出)。图 4.9 示出了在迭代训练时，这种横向滤波器的结构框图。

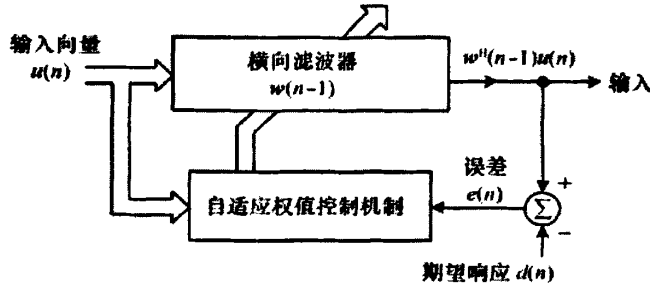


图 4.9 RS-RLS 旁瓣抑制滤波器设计框图

若设 x 为 $f_s(t)$ 的匹配滤波输出包络, 则迭代时, 输入信号 u 应为 x 的重复。为了消除前后 x 之间的影响, 其间应插入零向量 z , 且 z 的长度应至少为所设定的滤波器长度。这样才能使信号 x 全部移出滤波器后, 下一个 x 才进入滤波器; 同时为了减少迭代次数, 零向量的长度又不宜过长。故 u 为

$$u = [x, z, x, z, \dots] \quad (4.23)$$

且有关系

$$Lw = Lz \quad (4.24)$$

其中, Lw 为滤波器抽头长度; Lz 为零向量 z 的长度。期望响应 d 为理想狄拉克信号 δ 的周期重复,

$$d = [\delta, \delta, \delta, \delta, \dots] \quad (4.25)$$

由于 x 的最大值在其中点处, 又考虑到 FIR 滤波器的线性移位特性, 则

$$\delta = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0] \quad (4.26)$$

在 δ 中, 1 所在的位置为 $\lceil (Lx + Lw) / 2 \rceil$, 符号 $\lceil \cdot \rceil$ 为向上取整, Lx 为 x 的长度; δ 的长度为 $Lx + Lw$ 。在图 4.7.1 中, 输入向量 $u(n)$ 为式 (1) 中信号矢量 u 的长为 Lw 的一段

$$u(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-Lw+1)] \quad (4.27)$$

$w(n)$ 为 n 时刻的自适应权向量, 它的最终结果就是要得到的旁瓣抑制滤波器系数

$$w(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{Lw-1}(n)] \quad (4.28)$$

$d(n)$ 为 n 时刻的 d 向量样值, $e(n)$ 为 n 时刻的期望响应与横向滤波器输出之差。

4.8 本章小结

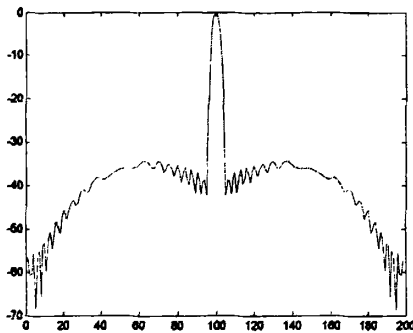
本章主要介绍了各种经典的旁瓣抑制技术, 如: 直接加窗加权法、小波神经网络法、LP 法、LS 法等, 针对相位编码信号采取的主要方法有小波神经网络法、LP 法、LS 法; 本文主要研究的是对于相位编码信号经过脉冲压缩后旁瓣抑制滤波器的设计, 或者是直接经过一个失配滤波器的设计, 这两种滤波器的设计都是根据系统所需要的旁瓣抑制滤波器性能指标的不同而设计出不同性能的滤波器。

5 各种技术比较及其仿真分析

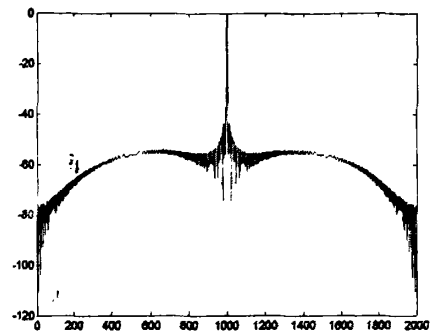
5.1 直接加窗加权法

5.1.1 直接加窗加权法旁瓣抑制

最经典的降低副瓣方法就是加窗，常见的窗函数有矩形窗 (Rectangular)、巴特利特窗(Bartlett)、汉宁窗(Hanning)、海明窗(Hamming)、布莱克曼窗(Blackman)、kaiser窗等，在此我们以海明窗(Hamming)窗为例来分析经典加窗加权对于相位编码信号的旁瓣抑制性能，以下是分别对于线性调频信号和 Baker 码信号加 Hamming 窗的处理结果。图 5.1 为线性调频信号在不同 TB 时 Hamming 加权的情况比较，图 5.2 为不同长度 Baker 码加 Hamming 窗前后的情况比较，图 5.3 是 P4 码加窗前后的情况比较。



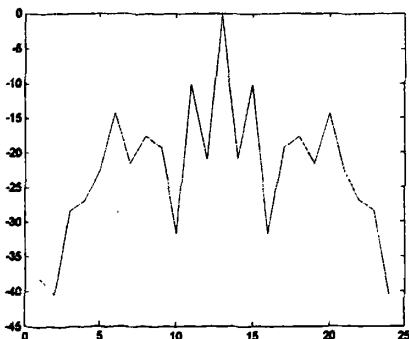
TB=40 时 Hamming 窗加权



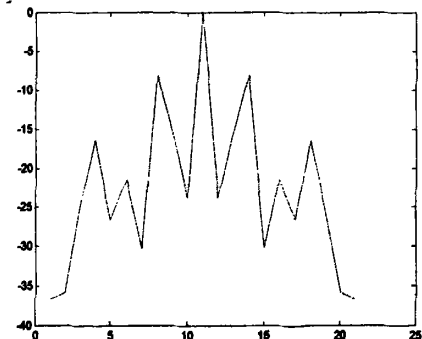
TB=400 时 Hamming 窗加权

图 5.1 线性调频信号在不同 TB 时 Hamming 加权的情况比较

图 5.1 中是 TB 分别为 40、400 时采用海明窗加权时的脉冲压缩波形。从图 5.1 中可以看出：TB 值越大，加权后的脉冲压缩波形的旁瓣越低，反之，旁瓣则高。可以看出：TB=40 时，主旁瓣比为 34.07dB；TB=400 时，主旁瓣比为 48.3dB。除此之外，信噪比损失大约都在 1~2dB 左右。如此说明，采用经典窗加权较适合于 TB 值较大的线性调频信号，对于 TB 值较小时的信号则效果不是很好。



13Baker 加 Hamming 窗



11Baker 加 Hamming 窗

图 5.2 不同长度 Baker 码加 Hamming 窗前后的情况比较

图 5.2 给出了对不同长度 Baker 码分别加 Hm 窗的结果,从图中可以看出:对 Baker 码简单地加汉明窗,不但不能增大主副比,反而会使脉压性能变坏。

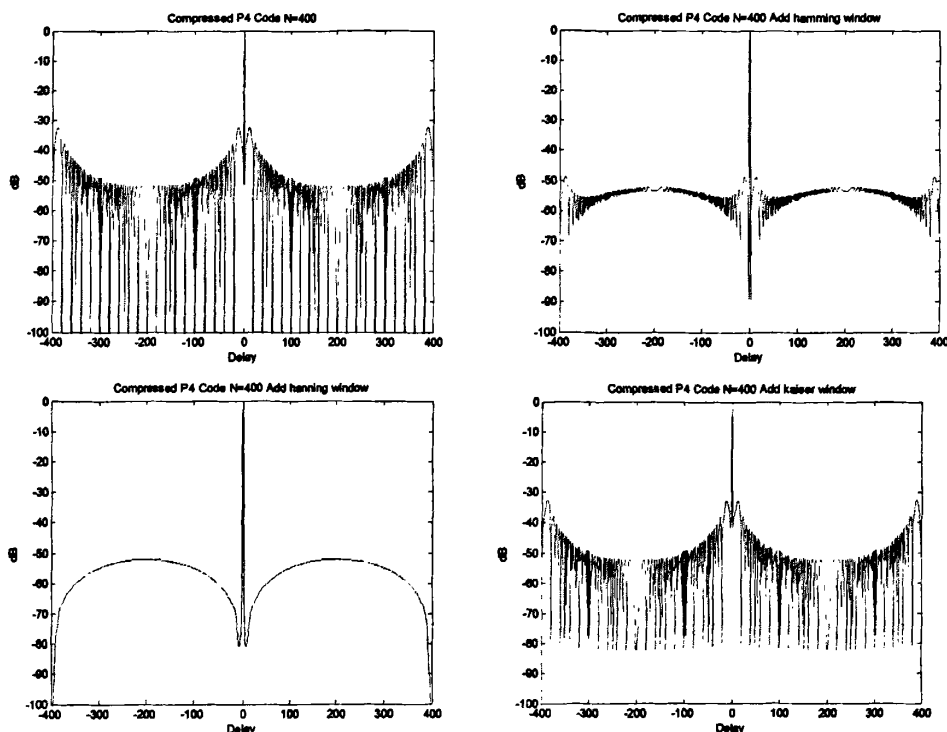


图 5.3 P4 码加不同窗前后的情况比较

图 5.3 是多相码 P4 码加不同窗前后的情况比较,窗函数分别取 Hamming 窗、Hanning 窗、kaiser 窗来分析,加窗前-32.3dB,加 Hamming 窗后为-48.7dB,脉压效果不错,但是 SNR 损失比较大,约为 5.3706 dB。同时发现加 Hanning 窗 SNR 损失约 5.9989 dB,加 Blackman 窗 SNR 损失约 7.5568 dB。可见,对多相码(P4 码)码加窗可以降低副瓣,但是信噪比损失比较大。

5.1.2 仿真结果分析

分析结果:经典窗加权较适合于 TB 值较大的线性调频信号,对于 TB 值较小时的信号则效果不是很好;一般二相码直接加窗主副比一般达不到最优值,而且还会使脉压性能变坏,但多相码(P4 码)码加窗可以降低副瓣,是以信噪比损失为代价的。因此,我们可以得到的结论是直接加窗加权旁瓣抑制技术对于线性调频信号或非线性调频信号而言,性能较好,对相位编码信号若直接进行加窗,不但不能增大主副比,反而会使脉压性能变坏。

5.2 基于 LP 法的巴克码旁瓣抑制

5.2.1 基于 LP 法的巴克码旁瓣抑制

1. 基于 LP 法的 R-G 结构旁瓣抑制滤波器的设计

设 13 位 Barker 码序列为 $\{c_0, c_1, \dots, c_{N-1}\}$, 其中 $c_i = \pm 1$; 设基带波形函数为宽度为 T 的矩形脉冲 $u(t)$; 则发射脉冲压缩基带信号为

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_i u(t - iT) \quad (5.1)$$

脉压基带信号的自相关函数 $R(t)$ 为

$$R(t) = (N-1)\rho(t) + \sum_{i=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \rho(t - 2iT) \quad (5.2)$$

式(5.2)中 $\rho(t)$ 为矩形脉冲 $u(t)$ 的自相关函数, 其傅氏变换为 $T \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2$ 。利用

$$F \left[\sum_{i=-(N-1)/2}^{(N-1)/2} \delta(t - 2iT) \right] = \frac{\sin 2\pi f NT}{\sin 2\pi f T}, \text{ 可得到脉压信号的功率谱密度为}$$

$$E(f) = T \left[\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right]^2 \left[N - 1 + \frac{\sin 2\pi f NT}{\sin 2\pi f T} \right] \quad (5.3)$$

由式(5.3)可得旁瓣压缩滤波器的传输函数为

$$H(f) = \frac{1}{N - 1 + \frac{\sin 2\pi f NT}{\sin 2\pi f T}} \quad (5.4)$$

将式(5.4)用级数展开并用前 4 项近似为

$$H_p(f) = A + B \frac{\sin 2\pi f NT}{\sin 2\pi f T} + C \left[\frac{\sin 2\pi f NT}{\sin 2\pi f T} \right]^2 + D \left[\frac{\sin 2\pi f NT}{\sin 2\pi f T} \right]^3 \quad (5.5)$$

式中 A, B, C, D 为(R-G)滤波器的系数。当 $A, B \neq 0, C = D = 0$ 时为一阶(RG)滤波器, $A, B, C \neq 0, D = 0$ 为二阶(RG)滤波器。考虑二阶(R-G)滤波器, 有

$$H_p(f) = A + B \frac{e^{j2\pi f NT} - e^{-j2\pi f NT}}{e^{j2\pi f T} - e^{-j2\pi f T}} + C \left[\frac{e^{j2\pi f NT} - e^{-j2\pi f NT}}{e^{j2\pi f T} - e^{-j2\pi f T}} \right]^2 \quad (5.6)$$

令 $z = e^{j2\pi f T}$, 得到

$$H_p(z) = z^{2N} (Az^{-2N} + Bz^{-N-1} \left[\frac{1 - z^{-2N}}{1 - z^{-2}} \right] + Cz^{-2} \left[\frac{1 - z^{-2N}}{1 - z^{-2}} \right]^2) \quad (5.7)$$

忽略 z^{2N} 因子, 得到二阶(RG)滤波器的传输函数

$$H_p(z) = Az^{-2N} + Bz^{-N-1} \left[\frac{1 - z^{-2N}}{1 - z^{-2}} \right] + Cz^{-2} \left[\frac{1 - z^{-2N}}{1 - z^{-2}} \right]^2 \quad (5.8)$$

由式(5.8)得到滤波器的实现结构如图 5.4 所示。

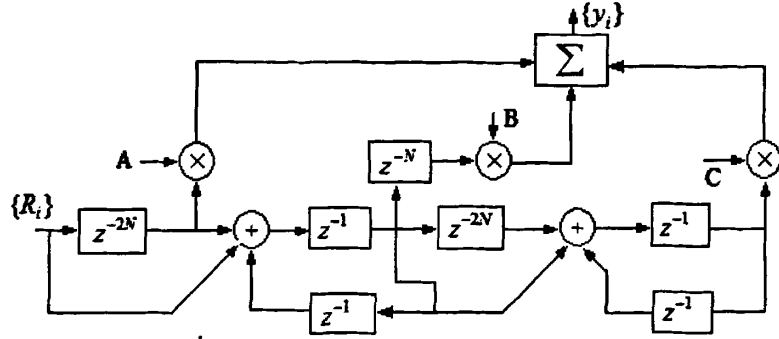


图 5.4 二阶 RG 滤波器实现框图

由式(5.5)得到滤波器的冲激响应为

$$h_p(t) = A\delta(t) + B \sum_{n=-(N-1)/2}^{N-1/2} \delta(t-2nT) + C \sum_{n=-(N-1)}^{N-1} (N-|n|)\delta(t-2nT) + D \left[\sum_{n=-(N-1)}^{N-1} (N-|n|)\delta(t-2nT) \right] * \left[\sum_{n=-(N-1)/2}^{N-1/2} \delta(t-2nT) \right] \quad (5.9)$$

式(5.9)中*表示卷积。

设 $h_p(t)$ 的离散序列为 $\{h_i\}$ ，13 位 Barker 码的离散自相关序列为 $\{R_i\}$ ， $\{R_i\}$ 为

$$R_i = \begin{cases} N, & i = 0 \\ 1, & i = \pm 2, \dots, \pm 12 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (5.10)$$

则旁瓣抑制滤波器的输出 $\{y_i\}$ 为:

$$\{y_i\} = \{R_i\} * \{h_i\} = \left\{ \sum_{k=-N+1}^{N-1} R_k h_{i-k} \right\}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N-1) \quad (5.11)$$

在此基础上，设计基于线性规划 LP 法的滤波器的最优峰值旁瓣电平 PSL (Peak Sidelobe Level)。

$\{R_i\}$ 与式(5.2.9)第 1 项的卷积输出为 $\{13A, 0, A, 0, A, 0, A, 0, A, 0, A, 0, 0\}$;

$\{R_i\}$ 与式(5.2.9)第 2 项的卷积输出为

$\{25B, 0, 24B, 0, 23B, 0, 22B, 0, 21B, 0, 20B, 0, 19B, 0, 6B, 0, 5B, 0, 4B, 0, 3B, 0, 2B, 0, 1B, 0\}$;

$\{R_i\}$ 与式(5.2.9)第 3 项的卷积输出为

$\{283C, 0, 270C, 0, 255C, 0, 238C, 0, 219C, 0, 198C, 0, 175C, 0, 150C, 0, 126C, 0, 103C, 0, 81C, 0, 60C, 0, 40C, 0, 21C, 0, 15C, 0, 10C, 0, 6C, 0, 3C, 0, 1C, 0\}$

可以得到 LP 模型，目标函数为

$$J = \max[13A + 25B + 283C] \quad (5.12)$$

约束条件为:

$$|A + 24B + 270C| \leq 1$$

$$|A + 23B + 255C| \leq 1$$

$$\begin{aligned} |A+22B+238C| &\leq 1 \\ |A+21B+219C| &\leq 1 \\ |A+20B+198C| &\leq 1 \\ |A+19B+175C| &\leq 1 \\ |6B+150C| &\leq 1 \\ |5B+126C| &\leq 1 \\ |4B+103C| &\leq 1 \\ |3B+81C| &\leq 1 \\ |2B+60C| &\leq 1 \\ |B+40C| &\leq 1 \\ |21C| &\leq 1 \end{aligned} \tag{5.13}$$

Baker 码自相关是对称的，我们只需考虑一半。

对于 13 位巴克码来说：

R_1 与式(5.2.9)第一项卷积后的输出为：

{13,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1,0,1}

R_1 与式(5.2.9)第二项卷积后的输出为：

{25,0,24,0,23,0,22,0,21,0,20,0,19,0,6,0,5,0,4,0,3,0,2,0,1}

R_1 与式(5.2.9)第三项卷积后的输出为：

{283,0,270,0,255,0,238,0,219,0,198,0,175,0,150,0,126,0,103,0,81,
0,60,0,40,0,21,0,15,0,10,0,6,0,3,0,1}

利用线性规划(LP)法，目标函数为 $J=\max[13A+25B+283C]$ ，通过约束条件可求出滤波器系数 $A=16.4167$ ， $B=-1.2500$ ， $C=0.0476$ 。通过二阶 RG 旁瓣抑制滤波器求得峰值旁瓣电平、积累旁瓣电平、峰值分别为：

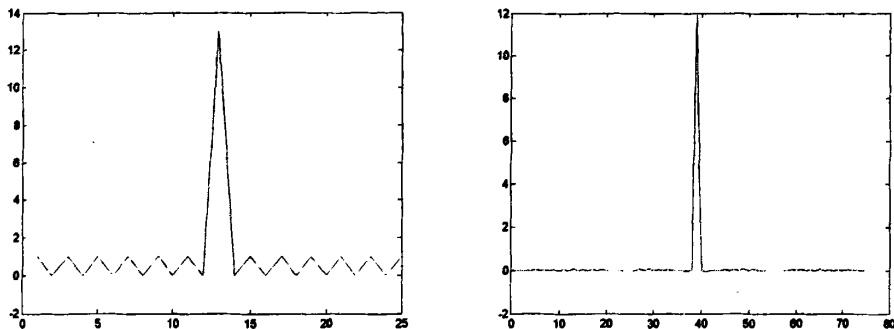
$$\text{PSL}=-45.8325\text{ dB} \qquad \text{MSL}=-35.5823\text{ dB} \qquad \text{峰值}=11.9170\text{ dB}$$

利用线性规划(LP)法，我们也得到了对于 11 位和 7 位巴克码的相关参数，总结如表 5.1 所示，13 位、11 位和 7 位巴克码采用 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后的输出曲线如图 5.5 所示。

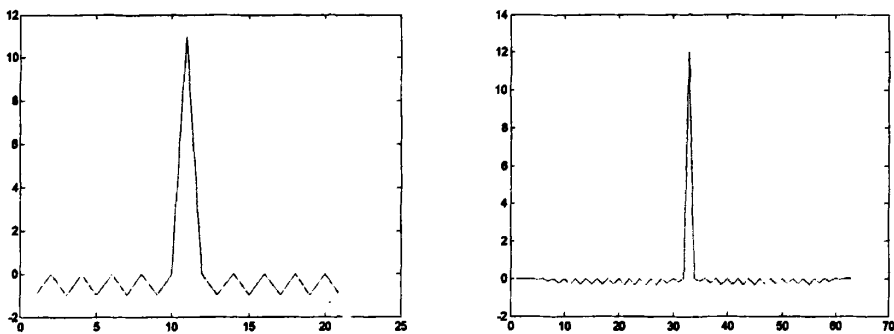
表 5.1 13 位、11 位和 7 位巴克码峰值旁瓣电平、积累旁瓣电平、峰值

Barker		13	11	7
目标函数		$J=\max[13A+25B+283C]$	$J=\max[11A+B+41C]$	$J=\max[7A+B+19C]$
滤波器系数	A	16.4167	44	22
	B	-1.2500	4	3
	C	0.0476	1	1
最优解		-195.6429	-529.0000	-176.0000

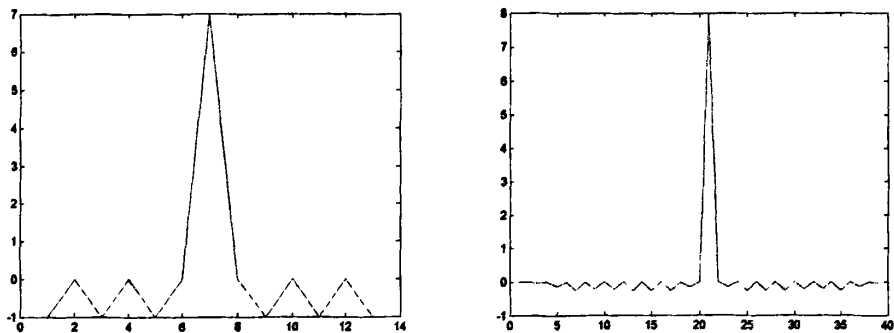
PSL (dB)	-45.8325	-30.9473	-29.3472
MSL (dB)	-35.5823	-18.4572	-18.4757
峰值 (dB)	11.9170	12.0227	8.0000



(a)13Baker 滤波前后曲线



(b)11Baker 滤波前后曲线



(c)7Baker 滤波前后曲线

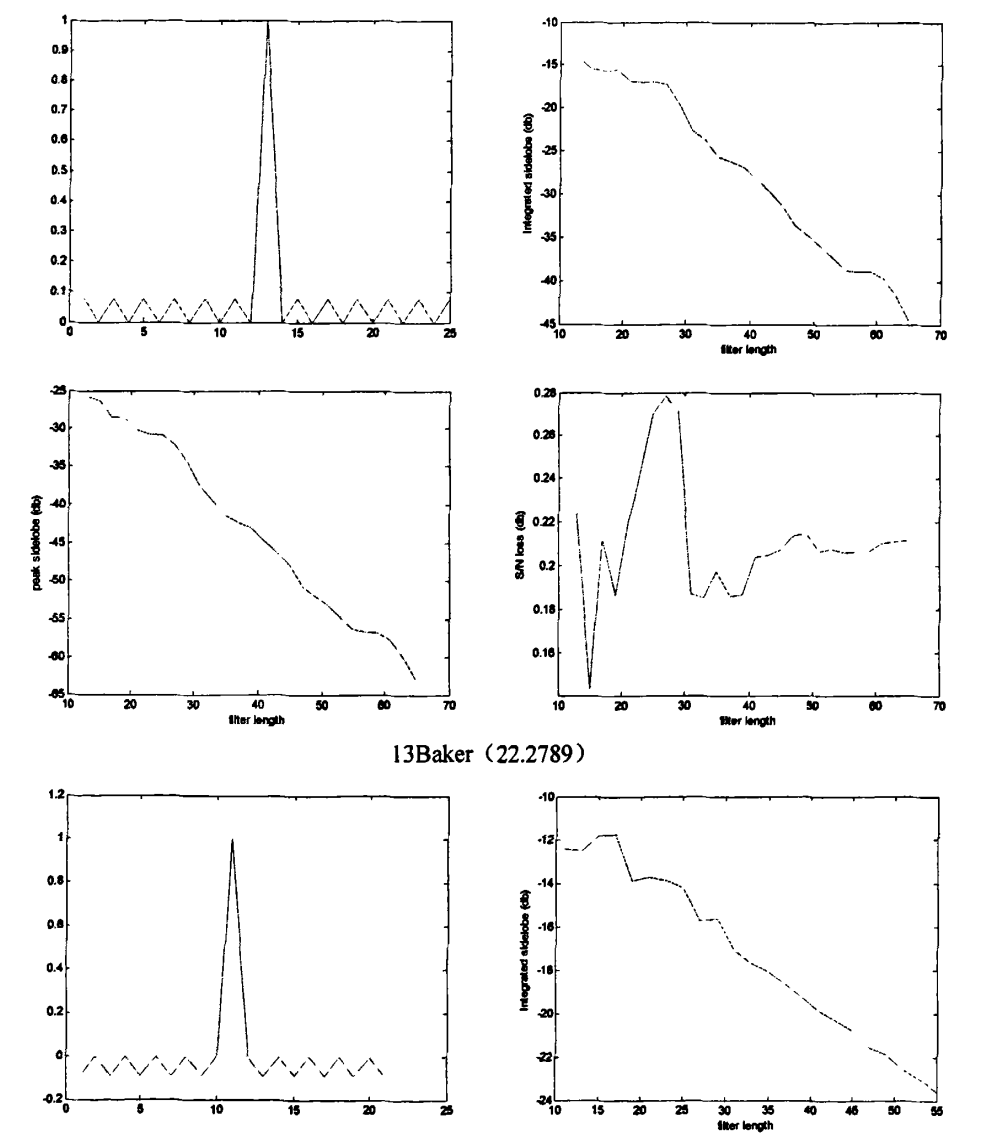
图 5.5 13 位、11 位和 7 位巴克码采用 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后的输出曲线

采用 R-G-2 滤波器结构计算信噪比损失有困难, 得到的峰值旁瓣电平和积累旁瓣电平基本相差不大。由图 5.5(a)可以看出, 13 位巴克码采用了 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后, 旁瓣得到了很好的抑制, 比起没用 LP 法旁瓣抑制滤波器得到的性能要好很多。旁瓣抑制前的副瓣为 1, 抑制后副瓣基本为零。由 5.5(b)可以看出, 11 位巴克码采用了 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后, 旁瓣抑制的效果没有 13 位时抑制的好。

由图 5.5(c)可以看出，7 位巴克码采用了 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后，旁瓣抑制的效果要比 13 位、11 位效果来的更差，滤波器的性能变差了。

2. 基于 LP 法的失配抑制滤波器的设计

我们可以将码到达滤波器中间位置时的输出值最小化，设为目标函数；其余位置时为约束条件。图 5.6 为 13 位、11 位和 7 位巴克码采用失配滤波、采用线性规划，滤波器为横向结构，不同长度滤波器峰值旁瓣电平、信噪比损失、积累旁瓣随滤波器变化的曲线情况分析。



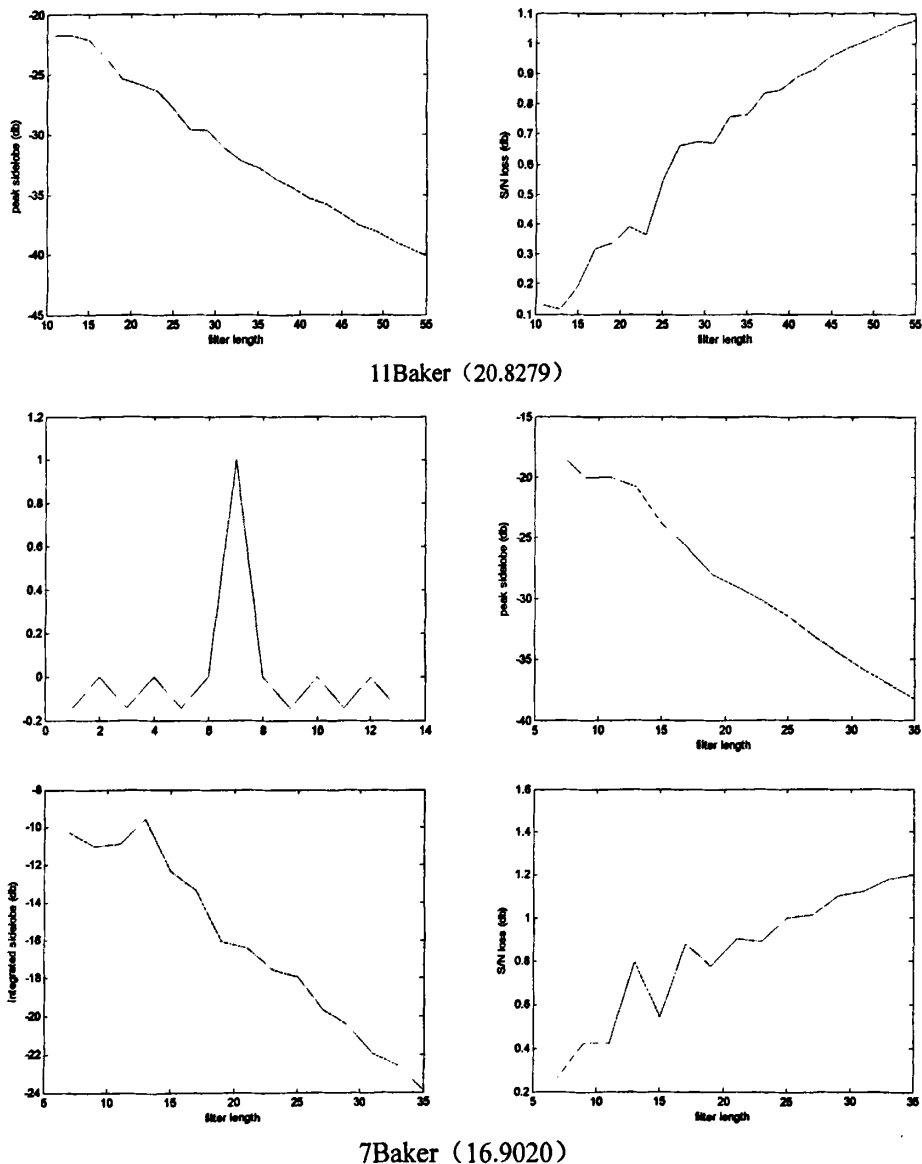


图 5.6 13 位、11 位和 7 位巴克码采用 LP 法失配滤波器后的相关性能指标曲线比较

由图 5.6 可知，巴克码经过 LP 法设计的滤波器后，峰值旁瓣电平和积累旁瓣电平随着滤波器阶数的增大而减小，信噪比损失随着滤波器阶数增大呈非线性变化。

5.2.2 仿真结果分析

采用 R-G-2 滤波器结构计算信噪比损失有困难，得到的峰值旁瓣电平和积累旁瓣电平基本相差不大。图 5.66 是经过 LP 法设计的滤波器后 13 位巴克码、11 位巴克码和 7 位巴克码的 LP 法二阶 RG 旁瓣抑制滤波器输出曲线。从图 5.6 可以分析，13 位巴克码采用了 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后，旁瓣得到了很好的抑制，抑制前的副瓣为 1，抑制后副瓣基本为零。11 位巴克码采用了 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后，

旁瓣抑制的效果没有 13 位时抑制的好, 7 位巴克码采用了 LP 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器后, 旁瓣抑制的效果要比 13 位、11 位效果更差, 滤波器的性能变差了。对于采用 LP 法设计的旁瓣抑制滤波器来说, 考虑的是峰值旁瓣电平最小的情况下, 随着巴克码的码长变小, 峰值旁瓣电平和积累旁瓣电平随着巴克码码长的减小而增大, 旁瓣抑制滤波器的性能变差, 主要是因为随 N 变小, 级数展开的误差变大, 一般对于 11、7 位的码考虑采用横向滤波器结构。通过对 LP 法失配滤波器后的相关性能指标曲线比较, 可知, 巴克码经过 LP 法设计的滤波器后, 峰值旁瓣电平随着滤波器阶数的增大而减小, 信噪比损失随着滤波器阶数的增大呈非线性变化。分析 MATLAB7.4.0 仿真所得旁瓣抑制的结果, 充分说明 R-G-2 滤波器是一种简单实用、性能良好的 Baker 码脉冲压缩旁瓣抑制滤波器。

5.3 基于 LS 法的巴克码旁瓣抑制

5.3.1 基于 LS 法的 13 位巴克码旁瓣抑制

根据上面一节分析, 对于 13 位巴克码可得到旁瓣能量为 :

$$\begin{aligned}
 E = & (A+24B+270C)^2 + (A+23B+255C)^2 + (A+22B+238C)^2 \\
 & + (A+21B+219C)^2 + (A+20B+198C)^2 + (A+19B+175C)^2 \\
 & + (6B+150C)^2 + (5B+126C)^2 + (4B+103C)^2 + (3B+81C)^2 \\
 & + (2B+60C)^2 + (B+40C)^2 + (21C)^2 + (15C)^2 \\
 & + (10C)^2 + (6C)^2 + (3C)^2 + C^2
 \end{aligned} \tag{5.14}$$

目标函数为使 E 最小。约束条件为

$$\Phi = 13A + 25B + 283C - h = 0 \tag{5.15}$$

采用 Lagrange 乘数法, 得到如下的最小二乘问题

$$U = E - \lambda \Phi \tag{5.16}$$

将使(5.16)对 A 、 B 、 C 求偏导得到如下矩阵方程

$$\begin{vmatrix} 12 & 258 & 2710 \\ 258 & 5764 & 63620 \\ 2710 & 63620 & 747834 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} A \\ B \\ C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 13\lambda \\ 25\lambda \\ 283\lambda \end{vmatrix} \tag{5.17}$$

解式(5.17)方程, 得到

$$\begin{vmatrix} A \\ B \\ C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 326.84\lambda \\ -25.51\lambda \\ 0.9862\lambda \end{vmatrix} \tag{5.18}$$

将式(5.18)代入(5.15), 并令 $h=13$ 得到 λ , 从而解出 A 、 B 、 C 为:

$$\begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.092 \\ -0.0845 \\ 0.00325 \end{bmatrix}$$

(5.19)

旁瓣压缩指标：峰值旁瓣电平 $PSL = -45.47\text{dB}$ ，累积旁瓣电平 $ISL = -54.35\text{dB}$ ，增益处理损失（信噪比损失） $LPG = -0.20\text{dB}$ 。

我们可以根据以上思想，设计 LS 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器。图 5.7 为 13 位、11 位和 7 位巴克码采用 LS 法经抑制滤波前后的曲线比较。

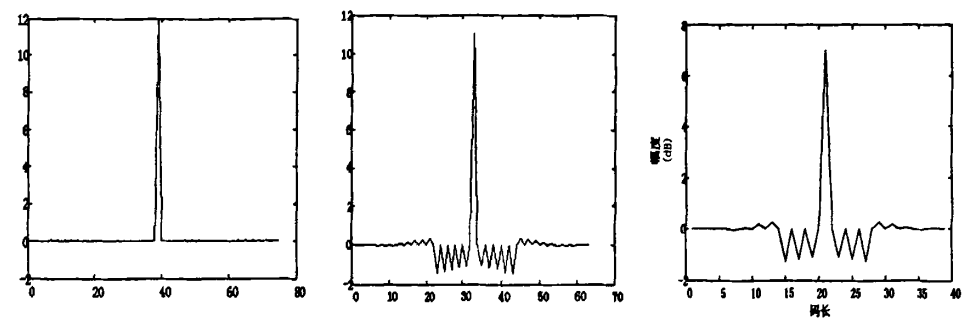


图 5.7 13 位、11 位和 7 位巴克码采用 LS 法经抑制滤波后的曲线比较

表 5.3.1 给出了不同长度巴克码经过 LS 法设计的旁瓣抑制滤波器后的滤波器参数和性能指标。由表 5.2 比较 LP 法和 LS 法设计的旁瓣抑制滤波器性能可知，用 LP 法抑制旁瓣后的峰值旁瓣要比 LS 法大，但是 LP 法的累积旁瓣比 LS 法的小。

表 5.2 LS 法 R-G-2 旁瓣抑制滤波器参数及其性能指标

巴克码长度	LS 法求得的系数	PSL (dB)	MSL(dB)	峰值(dB)
13 位	A= 1.092 B= -0.0845 C= 0.00325	-45.5990 dB	-35.8587 dB	11.9077 dB
11 位	A= 0.924 B=-0.072 C= 0.002	-17.5818 dB	-8.4912 dB	11.0108 dB
7 位	A=0.588 B=-0.046 C= 0.003	-14.6964 dB	-7.4782 dB	7.0187 dB

5.3.2 仿真结果分析

图 5.7 给出了 13 位、11 位和 7 位巴克码经过 LS 法设计的旁瓣抑制滤波器后的输出曲线。由图 5.7 可知，对于采用 LS 法设计的旁瓣抑制滤波器来说，考虑的是累积旁瓣电平最小的情况下，随着巴克码的码长变小，峰值旁瓣电平和累积旁瓣电平随着巴克码码长的减小而增大，旁瓣抑制滤波器的性能变差，主要是因为随 N 变小，级数展开的误差变大。

5.3.3 基于 LS 法的 13 位巴克码的失配抑制滤波器的设计

思路：记编码序列为 $\{c_n\}$, $n=0,1,\dots,N-1$, 滤波器(滤波器的结构为横向滤波器)系数为 $\{w(n)\}$, $n=0,1,\dots,M-1$, 其中 N 为码长, M 为滤波器阶数, $M \geq N$ 。滤波器输出为

$$y_n = \sum_{i=0}^{M-1} w(i)c_{n-i} \quad n=0,1,\dots,M+N-2 \quad (5.20)$$

上式中当 $n-i < 0$ 及 $n-i \geq N$ 时 $c_{n-i} = 0$ 。式 (5.20) 用向量表示为

$$Y = AW \quad (5.21)$$

其中 $Y = (y_0, y_1, \dots, y_{M+N-2})^T$, $W = (w(0), w(1), \dots, w(M-1))^T$,

$$A = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \dots & 0 \\ c_1 & c_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & c_{N-1} \end{bmatrix} \quad (M+N-1) \times M$$

设 $n_c = [(M+N)/2] - 1$ 为滤波器输出的峰值的位置, 滤波器 W 的输出峰值为 y_{n_c} 。记矩阵 A 第 n_c 个行向量为 B , 则

$$y_{n_c} = BW \quad (5.22)$$

增益处理损失为

$$L = \frac{N \cdot W^T W}{y_{n_c}^2} \quad (5.23)$$

积累旁瓣电平

$$ISL = \frac{Y^T Y - y_{n_c}^2}{y_{n_c}^2} = \frac{W^T A^T A W}{y_{n_c}^2} - 1 \quad (5.24)$$

进一步约束 $y_{n_c} = 1$

目标函数为

$$F = W^T A^T A W - 1 + \lambda(BW - 1) \quad (5.25)$$

$$\frac{\partial F}{\partial W} = 2A^T A W + \lambda B^T = 0 \quad (5.26)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \lambda} = BW - 1 = 0 \quad (5.27)$$

$$\begin{bmatrix} A^T A & \frac{B^T}{2} \\ B & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1 \\ \vdots \\ W_M \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

可直接解方程得到。

对于 13 位巴克码的失配抑制滤波器, 通过 LS 法设计的不同滤波器长度的失配滤波器, 其峰值旁瓣电平、信噪比损失、积累旁瓣随滤波器变化的曲线如图 5.8 所示。

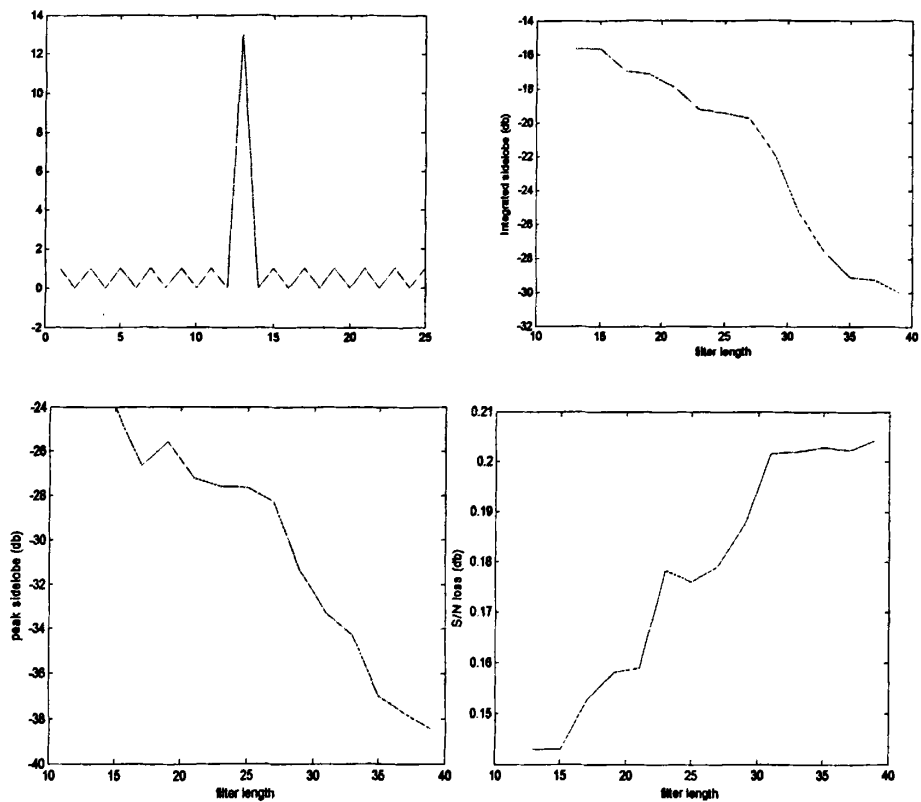


图 5.8 LS 法的峰值旁瓣、信噪比损失、累积旁瓣随滤波器阶数的变化曲线

由图 5.8 可知，13 位巴克码经过 LS 法设计的滤波器后，峰值旁瓣电平随着滤波器阶数的增大而减小，信噪比损失随着滤波器阶数的增加而增大，积累旁瓣电平随着滤波器阶数的增大而减小。滤波器性能随阶数的增加而变好，但是这是以牺牲信噪比为代价的。

采用 LS 法设计旁瓣抑制滤波器，表 5.3 给出了 13 位巴克码在不同长度滤波器下的旁瓣抑制性能。

表 5.3 13 位巴克码采用 LS 法在不同滤波器长度对旁瓣抑制的性能

滤波器长度	PSL(dB)	ISL(dB)	信噪比损失(dB)
15	-24.0045	-15.6820	0.1430
20	-25.5795	-17.2071	0.1582
25	-27.6483	-19.4630	0.1761
30	-31.3777	-21.9205	0.1874
35	-36.9600	-29.1418	0.203

由表 5.3 可知，在滤波器长度为 35 阶时信噪比损失达到最大，而积累旁瓣电平随着滤波器阶数的增大而减小。峰值旁瓣电平随着滤波器阶数的增加而减小。因此，在不考虑信噪比损失影响大小的情况下，随着滤波器阶数的增加，滤波性能提高。

5.4 LP 法和 LS 法对最小旁瓣电平码的旁瓣抑制

5.4.1 基于 LP 法的最小旁瓣电平码的失配滤波性能

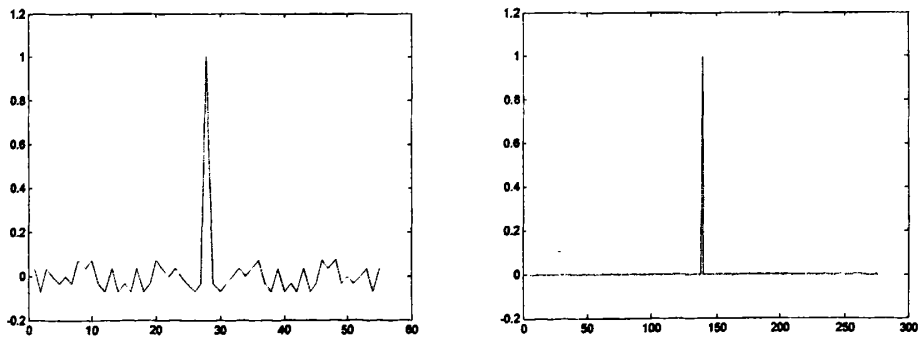
采用 LP 法，设计最佳峰值旁瓣电平滤波器，滤波器长度取 $M=3N$ (N 为码长)。

表 5.4 最小旁瓣电平码的 LP 法积累旁瓣滤波器性能

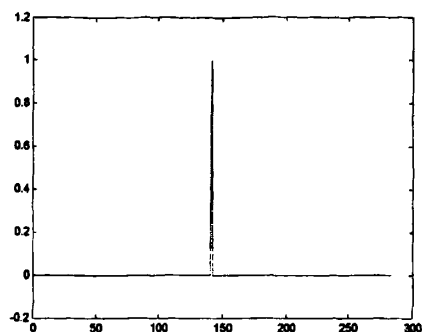
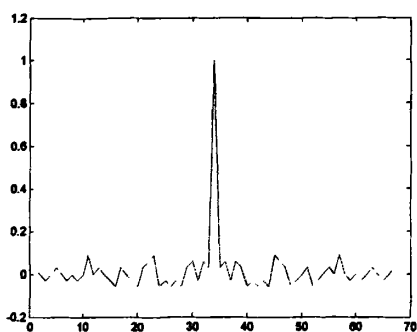
码长	匹配滤波主副比	累积旁瓣 ISL (dB)	峰值旁瓣 PSL (dB)	信噪比损失 Loss (dB)
28	14	-17.3508	-36.8681	0.7937
29	9.6667	-23.0439	-43.0914	0.6146
30	10	-19.0285	-38.8631	0.5911
31	10.3333	-18.3458	-38.3445	0.5985
32	5.3333	-10.8208	-31.0576	4.3770
33	11	-21.4408	-41.6778	0.5934
34	11.3333	-23.3056	-43.7681	0.4963
35	11.6667	-18.2949	-38.8192	0.5911

实验中发现，通过 LP 法得到的滤波器性能随着最小旁瓣电平码码长的不同而不同，码长 64 以后，3 倍码长的滤波器就不能优化出结果了；表 5.4 列出了其中码长 28 到 35 时旁瓣抑制后的 ISL、PSL 以及信噪比损失性能指标数据。仿真中发现信噪比损失指标对最大旁瓣峰值电平和累积旁瓣电平影响是非线性的，LPG 的降低必须以旁瓣电平的增大为代价。

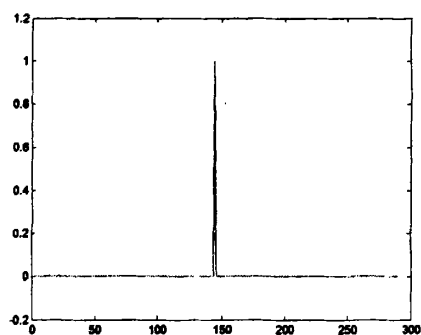
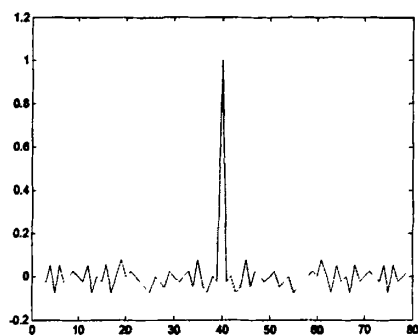
以下为 LP 失配滤波器设计，处理最小旁瓣电平码。滤波器长度取 250，滤波器为横向结构。图 5.9 为几种不同码长最小旁瓣码 LP 失配前后输出情况比较。



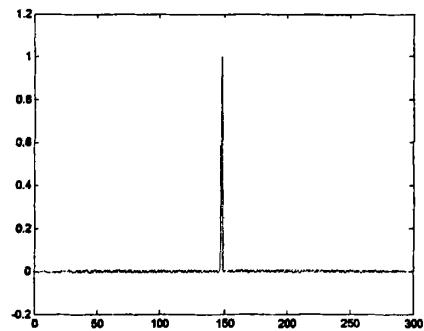
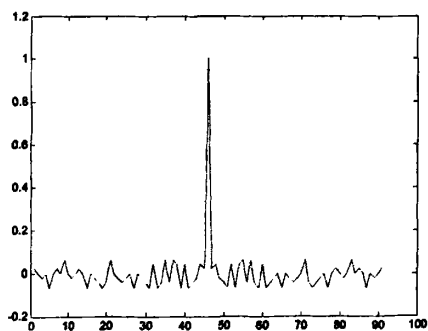
28位最小旁瓣码LP失配前后比较



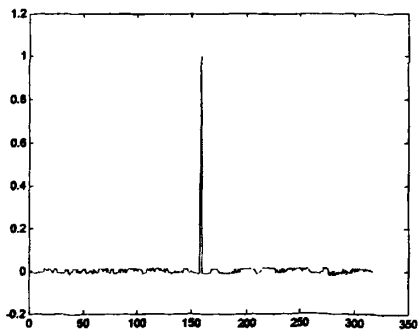
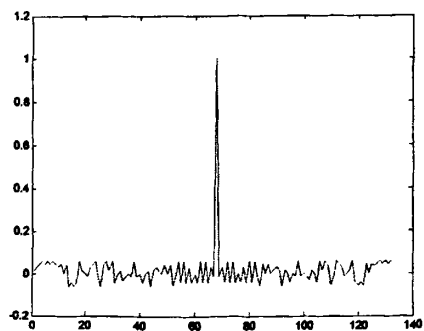
34 位最小旁瓣码 LP 失配前后比较



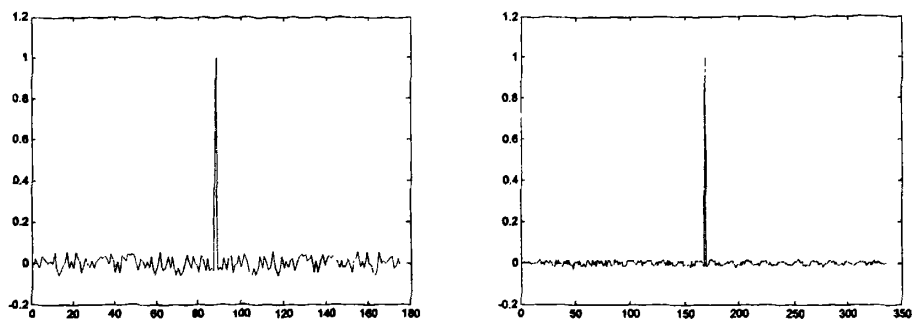
40 位最小旁瓣码 LP 失配前后比较



46 位最小旁瓣码 LP 失配前后比较



68 位最小旁瓣码 LP 失配前后比较



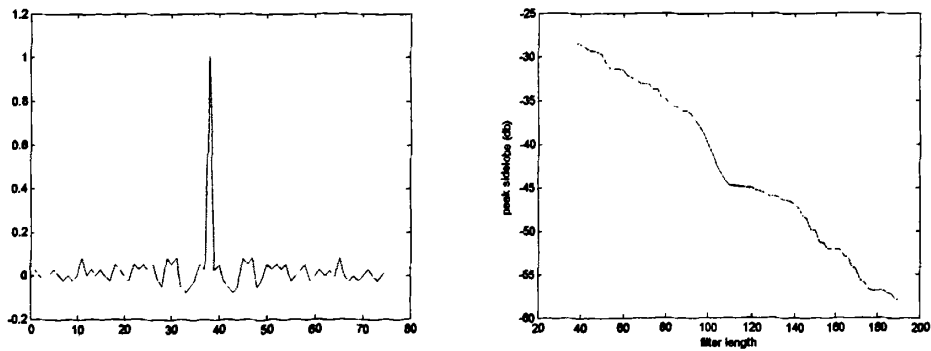
88 位最小旁瓣码 LP 失配前后比较

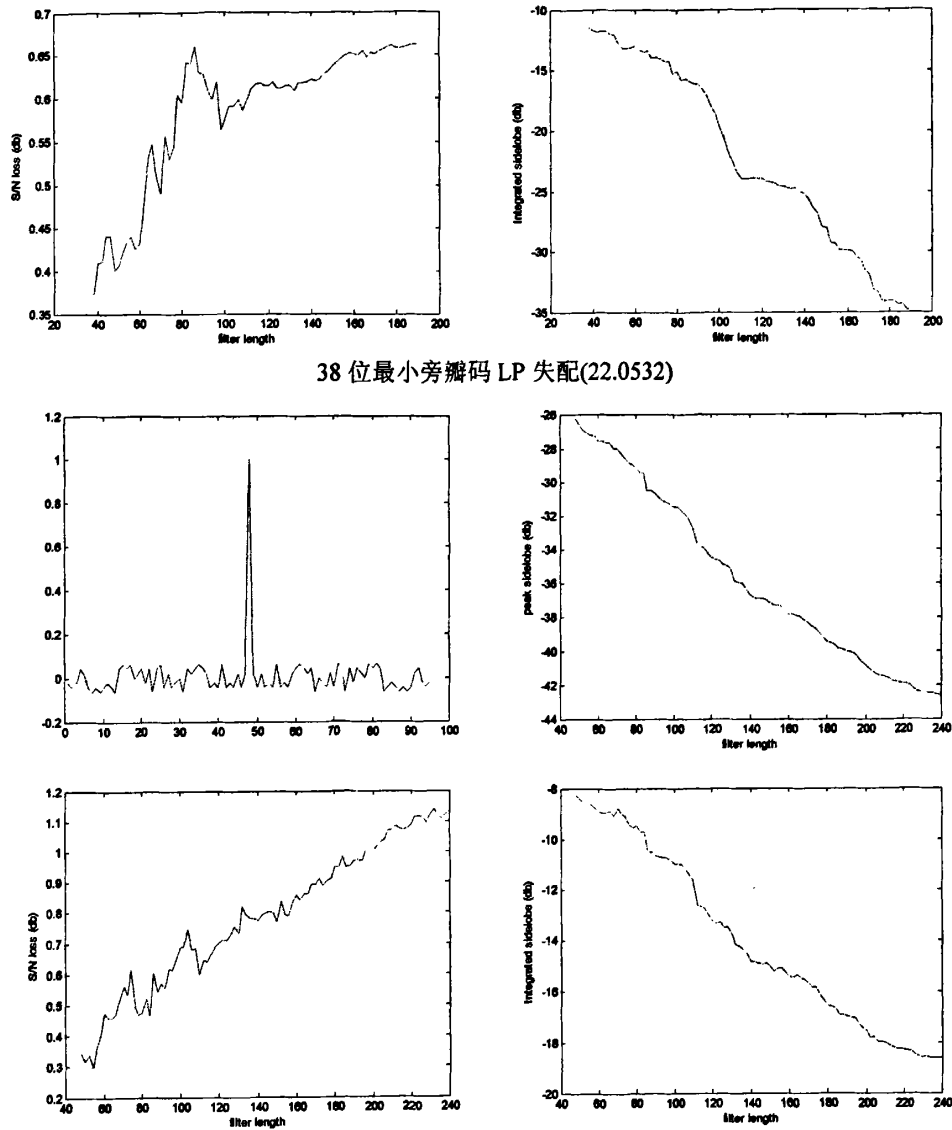
图 5.9 几种不同码长最小旁瓣码 LP 失配前后输出情况比较

表 5.5 几种不同码长情况的 ISL、PSL、处理损失 Loss 比较

码长	累积旁瓣 ISL	峰值旁瓣 PSL	增益处理损失 Loss
28	22.9226	-60.1618	1.2600
34	21.0872	-72.3989	0.6154
36	21.5836	-45.4789	1.0240
38	22.0532	-69.5209	0.6753
40	22.4988	-51.6628	0.9151
44	23.3266	-48.8703	1.1244
46	23.7127	-44.7464	1.1757
48	24.0824	-43.1684	1.1691
68	24.6090	-32.6983	1.4762
88	24.9103	-30.7178	0.9617

图 5.10 为 38 位和 48 位最小旁瓣码采用失配滤波、采用线性规划，滤波器为横向结构，不同长度滤波器峰值旁瓣电平、信噪比损失、积累旁瓣随滤波器变化的曲线分析。





38 位最小旁瓣码 LP 失配(22.0532)

图 5.10 48 位最小旁瓣码 LP 失配(24.0824)

由图 5.10 可知，最小旁瓣码经过 LP 法设计的滤波器后，峰值旁瓣电平随着滤波器阶数的增大而减小，积累旁瓣电平随着滤波器阶数的增大而减小，信噪比损失随着滤波器阶数的增加而呈非线性变化。

5.4.2 基于 LS 法的最小旁瓣电平码的失配滤波性能

基于 LS 法，设计最佳积累旁瓣电平滤波器，滤波器长度取 $M=3N$ (N 为码长)。表 5.6 列出了对码长 28 到 70 的最小旁瓣电平码进行了旁瓣抑制后的 ISL、PSL、信噪比损失 Loss 性能指标。

表 5.6 最小旁瓣电平码的 LS 法积累旁瓣滤波器性能

码长	匹配滤波主副瓣比	累积旁瓣 ISL	峰值旁瓣 PSL	信噪比损失 Loss
----	----------	----------	----------	------------

28	14	-19.2291	-30.7216	0.9034
29	9.6667	-28.1611	-37.8031	0.6694
30	10	-21.9918	-37.8937	0.6668
31	10.3333	-21.3117	-41.1459	0.6929
32	5.3333	-13.0639	-28.7047	4.4966
33	11	-24.6064	-37.1103	0.7186
34	11.3333	-28.2977	-37.9697	0.5870
35	11.6667	-22.4416	-43.8878	0.7295
36	12	-17.3354	-26.8280	0.7141
37	12.3333	-16.2617	-29.1283	0.6103
38	12.6667	-28.4093	-40.3184	0.6517
39	13	-18.7276	-36.3925	1.2311
40	13.3333	-20.8965	-35.5240	0.8100
41	13.6667	-24.9549	-39.6029	0.8094
42	14	-24.4226	-41.6903	0.6351
43	14.3333	-29.3550	-39.6697	0.7586
44	14.6667	-18.3957	-32.3299	0.9537
45	15	-18.6316	-40.8622	0.8206
46	15.3333	-18.0997	-32.1719	0.9148
47	15.6667	-22.6671	-35.9630	0.8704
48	16	-16.6529	-31.8413	0.8898
61	15.2500	-16.2763	-32.2854	1.1261
62	15.5000	-14.4507	-28.3795	1.4010
63	15.7500	-16.8483	-32.4189	1.2556
64	16	-17.5012	-35.6645	1.2803
65	16.25	-15.6800	-31.0303	1.2098
66	16.5000	-15.5293	-31.5306	0.9672
67	16.7500	-17.9672	-36.0431	1.2247
68	17	-15.5582	-29.0295	1.3235
69	17.2500	-16.2976	-31.6227	0.8893
70	17.5000	-19.0514	-33.3435	1.0815

由表 5.6 可知, 随着最小旁瓣电平码码长的不同, 通过 LS 法得到的性能也不一样, 长度为 29 的最小旁瓣电平码经过 LS 法设计的滤波器积累旁瓣的性能最好, 而

长度为 32 的最小旁瓣电平码经过 LS 法设计的滤波器后信噪比损失最大, 达到 4.4966dB, 同时峰值旁瓣性能最差, 因此滤波器的性能也变差了。

5.5 基于 RLS 的巴克码旁瓣抑制

5.5.1 基于 RLS 法的 13 位巴克码旁瓣抑制

1、算法过程

(1)初始化:

$$\begin{aligned} w(0) &= 0 \\ P(0) &= \rho^{-1} I \end{aligned} \quad (5.29)$$

式中, 0 为长度为 Lw 的零向量; $P(n)$ 为第 n 时刻的逆相关矩阵; ρ 为正则化参数, 其设定与信噪有关, 高信噪比时取较小值, 低信噪比时取较大值; I 为 $Lw \times Lw$ 的单位矩阵。

(2)对每一时刻, $n = 1, 2, \dots$ 计算:

$$k(n) = \frac{p(n-1)u(n)}{\lambda + u^H(n)p(n-1)u(n)} \quad (5.30)$$

$$e(n) = d(n) - w^H(n-1)u(n) \quad (5.31)$$

$$w(n) = w(n-1) + k(n)e^*(n) \quad (5.32)$$

式中, λ 为遗忘因子, 当 $\lambda = 1$ 时, 对应于无限记忆; $e^*(n)$ 为 n 时刻误差 $e(n)$ 的共轭, $k(n)$ 为 n 时刻的增益向量。

(3)更新:

$$P(n) = \lambda^{-1} P(n-1) - \lambda^{-1} k(n) u^H(n) P(n-1) \quad (5.33)$$

重复步骤(2)~(3), 直至误差 $e(n)$ 收敛, 此时的权向量 $w(n)$ 即所得的旁瓣抑制滤波器系数。

5.5.2 仿真结果分析

采用 13 位巴克码来说明设计旁瓣抑制滤波器的过程。

(1)准备工作: 因 13 位巴克码的匹配滤波输出包络长度为 25 位, 即 $Lx = 25$, $x = [1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1]$; 若取 RLS 自适应滤波器权向量长度 $Lw = 38$, 则零向量 z 的长度应为 38, 输入信号 u 和期望信号 d , 使两信号总长度相等; 取正则化参数 $\rho = 0.05$, 遗忘因子 $\lambda = 1$ 。

(2)初始化: 使权向量的 38 个系数全为 0, 逆相关矩阵为 38×38 的对角矩阵, 对角元素全为 $1/\rho$ 。

(3)迭代: 重复步骤(2)~(3), 其中 $u(n)$ 每次从 u 中取 38 个数据, 不足时补 0。最后所得的滤波器权向量即为所需的旁瓣抑制滤波器为

$$w = [0.015\ 027, 0, 0.019\ 082, 0, 0.022\ 734, 0, -0.063\ 774, 0, -0.060\ 406, 0, -0.056\ 921, 0, -0.053\ 342, 0, -0.047\ 411, 0, -0.040\ 884, 0, 1.047\ 4, 0, 0.040\ 889, 0, -0.$$

047 42, 0, - 0. 053 353, 0, 0. 056 929, 0, - 0. 060 413, 0, - 0. 063 78, 0, 0. 022 74, 0, 0. 019 088, 0, 0. 015 032, 0]。此时，峰值旁瓣 PSL 为 - 40. 38 dB。图 5.5.1 即为 x 经 w 滤波后的输出。

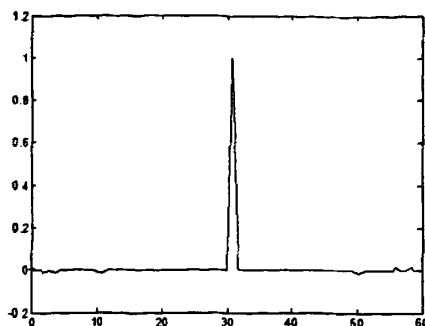


图 5.11 13 位 Barker 码的处理输出

图 5.12 为用 RS—RLS 法所得的不同长度滤波器对 13 位 Barker 码的压缩波形进行旁瓣抑制后的 PSL 及 ISL 性能。可以看出，PSL 及 ISL 都随着滤波器长度增加而降低；由于 RS - RLS 法在本质上也是最小二乘，只不过将矩阵的求逆转化为迭代求解，降低了计算量而已，故 LS 法和 RS-RLS 法的 PSL 和 ISL 性能几乎相同；就 PSL 来说，LS 和 RS -RLS 法比 LP 法高 1 dB 左右，而就 ISL 而言，LS 和 RS -RLS 法则比 LP 法低 10 dB 左右。

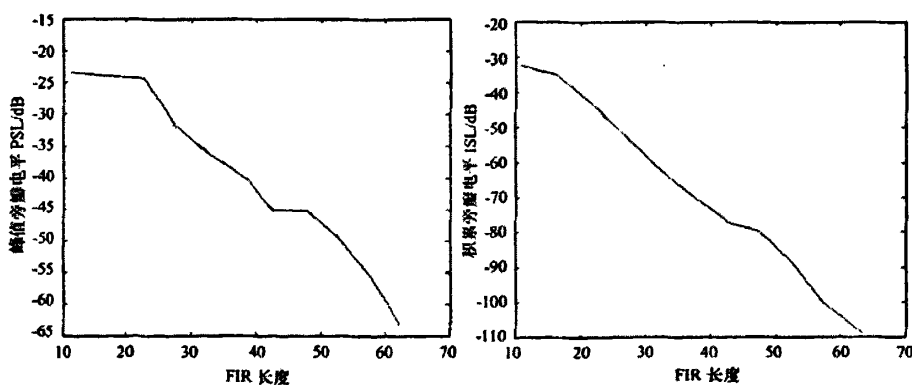


图 5.12 对 13 位 Barker 码的压缩波形进行旁瓣抑制后的 PSL 和 ISL 性能

结果分析：综合上述的针对 13 位 Barker 码情况，LS 法和 RS - RLS 法的性能稳定，具有普适性，且具有最好的 ISL 性能，PSL 性能相对于具体的最优方法来说相差不是太大，为 2 dB 左右。而就 LS 法和 RS -RLS 法比较而言，因 RS -RLS 不涉及具体的矩阵求逆，计算量小；且能根据不同情况自适应地调整滤波器系数，具有很大的灵活性。

5.6 相位编码信号的多目标影响的仿真

以下对相位编码信号处理及多目标影响问题进行了分析。

雷达发射二相编码信号的复信号可表示为:

$$S(t) = u(t)e^{j2\pi f_0 t} = \begin{cases} \frac{A}{\sqrt{P}} \sum_{k=0}^{P-1} C_k v(t - KT) e^{j2\pi f_0 t}, & 0 < t < PT \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (5.34)$$

式中 C_k 为二进编码序列 $\{C_k = +1, -1, K = 0, 1, \dots, P-1\}$, T 为子脉冲宽度, P 为码长, PT 为编码信号持续期, f_0 为载波频率, A 为信号幅度, $v(t)$ 为子脉冲函数, 表示为

$$v(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T}, & 0 < t < T \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (5.35)$$

为了分析简便, 设距离只取子码宽度的整数倍, 如设目标距离为 $cmT/2$, 则相检回波信号为

$$S_m(t) = \begin{cases} \frac{A_m}{\sqrt{P}} \sum_{K=P}^{P+m-1} C_{K-m} v(t - KT) e^{j(2\pi f_d t + \phi)} \\ 0 \end{cases} \quad (5.36)$$

$$= \begin{cases} \frac{A_m}{\sqrt{P}} \sum_{K=P-m}^{P-1} C_K v(t - KT - mT) e^{j(2\pi f_d t + \phi)}, & PT < t < (P+m-1)T \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

式中: A_m 为回波幅度, f_d 为多普勒频率, ϕ 为固定相位。

为了测距, 长二进序列调相体制雷达的基本信号处理是脉冲压缩。由于二相编码信号是多普勒敏感信号, 特别是对于长序列的二相编码信号, 当回波信号与匹配滤波器有多普勒失谐时, 滤波器起不了脉冲压缩的作用, 所以脉冲压缩之前必须对回波信号进行多普勒补偿, 即 $S_m(t)$ 乘以 $e^{-j2\pi f_d t}$ 。伪随机二相编码信号的模糊图虽然具有较

窄的中心主瓣, 但是存在宽广的基台旁瓣。如果杂波分布于一定的距离和速度范围, 由于存在基台旁瓣将引起较大的杂波干扰, 在密集目标环境或邻近存在很大的“干扰目标”时, 这种信号的分辨力较低。虽然现代雷达数字信号处理可以消除杂波干扰, 分离不同速度的目标, 但是同一速度通道中, 不同距离目标的相互干扰仍然存在。

下面采用的是两个回波信号叠加后的滤波性能。基本原理如图 5.13 所示:

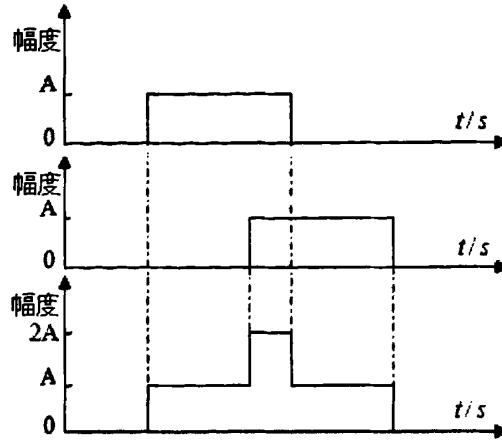


图 5.13 两回波信号叠加原理

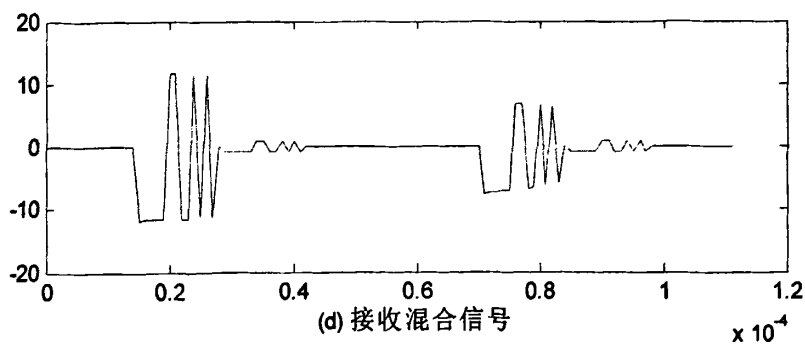
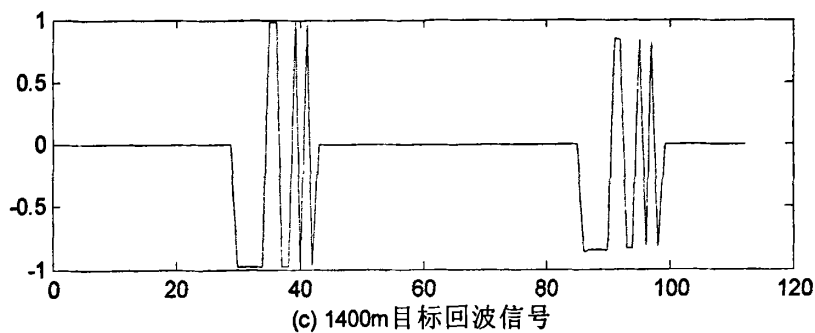
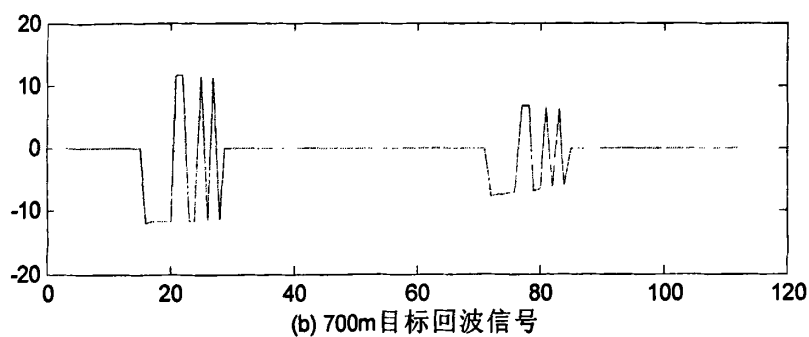
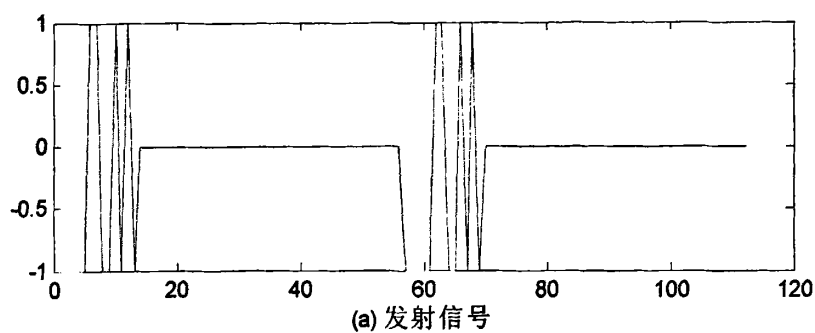
5.6.1 近距离目标幅度大于远距离目标幅度时相互干扰仿真

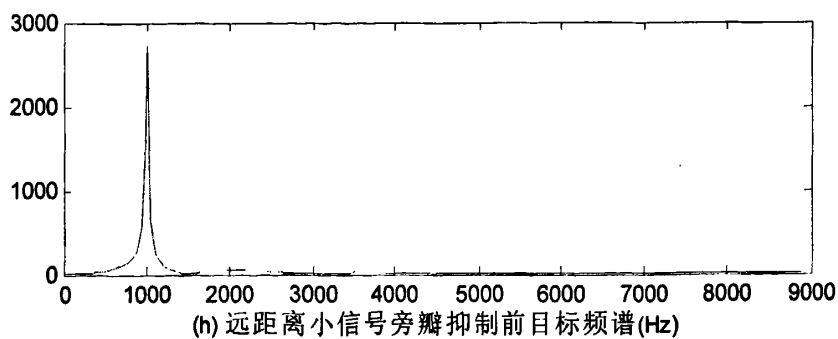
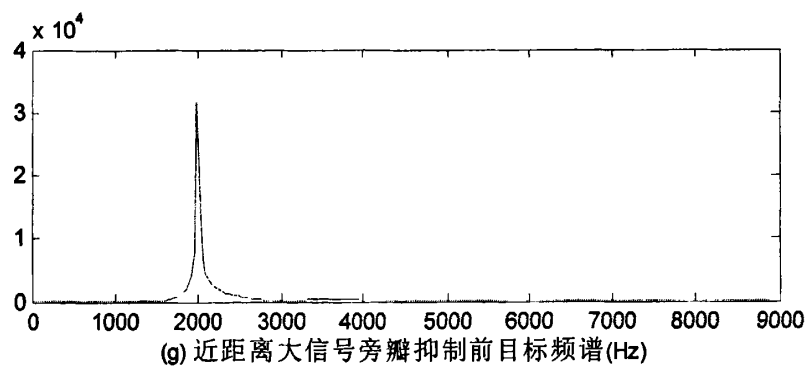
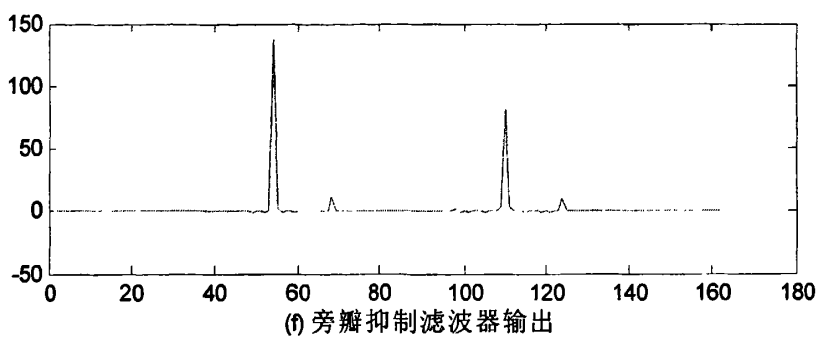
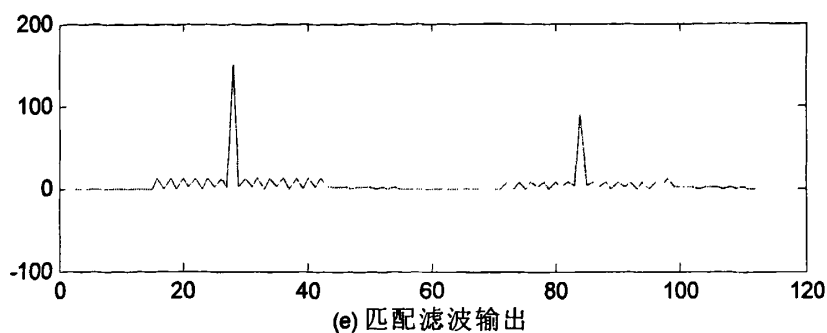
针对 13 位 Barker, 仿真相邻两个目标(延迟时间 1~24 个码元)叠加后(一定信噪比下)通过旁瓣抑制滤波器及失配滤波器后的输出, 确定两个目标能否分辨匹配滤波+旁瓣抑制滤波器(R-G-2 结构)。

$$\text{近目标信号: } x_1(t) = A_1 c(t - \tau_1) \cdot \cos(2\pi f d_1 t) \quad (5.37)$$

$$\text{远目标信号: } x_2(t) = A_2 c(t - \tau_2) \cdot \cos(2\pi f d_2 t) \quad (5.38)$$

仿真中设近目标幅度 $A_1=12$, 远目标幅度 $A_2=1$; 近目标距离 $R_1=700\text{m}$, 多普勒频移 $f_{d1}=2000\text{Hz}$; 远目标距离 $R_2=1400\text{m}$, 多普勒频移 $f_{d2}=1000\text{Hz}$; 距离分辨率为 50m。图 5.14 为发射信号延迟 14 个码元的波形图。





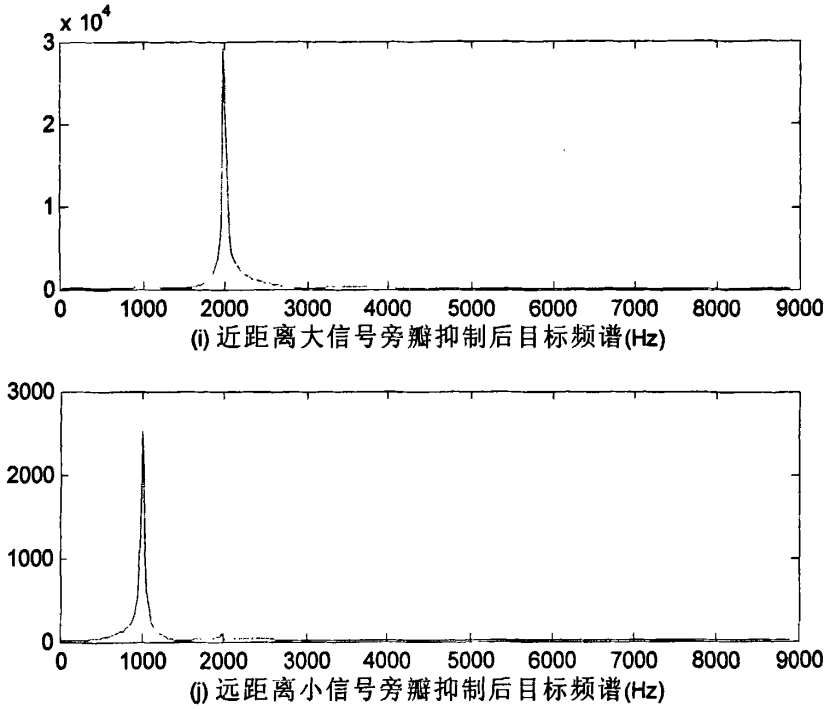


图 5.14 发射信号延迟 14 个码元的情况

把接收到的混合信号经过匹配滤波器后,得到的输出波形如图 5.14(e) (横坐标代表延迟时间 τ/T_c , 纵坐标代表幅度) 所示,可以看出小目标信号已经被淹没在大信号的旁瓣中,无法很明显的辨认。把大小目标信号在通过旁瓣抑制滤波前,对匹配滤波器输出的信号进行傅立叶变换,得到大小目标信号的频谱图。图 5.14(g)为旁瓣抑制前远距离目标点处频谱图,图 5.14(h)为旁瓣抑制前近距离目标点处频谱图。由图 5.14(g)和 5.14(h)比较可知,近距离大目标的旁瓣对远距离小目标产生很严重的干扰,影响比较大。(图中,横坐标代表频率(Hz),纵坐标代表幅度)。把通过旁瓣抑制滤波器后的输出信号进行傅立叶变换,得到大小目标频谱。由图 5.14(f) (横坐标代表延迟时间 τ/T_c , 纵坐标代表幅度) 所示,近距离大目标信号的旁瓣对远距离小目标信号的影响得到了很好的抑制(图中,横坐标代表频率(Hz),纵坐标代表幅度)。

5.6.2 远距离目标幅度大于近距离目标幅度时相互干扰仿真

针对 13 位 Barker, 仿真相邻两个目标(延迟时间 1~24 个码元)叠加后(一定信噪比下)通过旁瓣抑制滤波器及失配滤波器后的输出,确定两个目标能否分辨匹配滤波+旁瓣抑制滤波器(R-G-2 结构)。

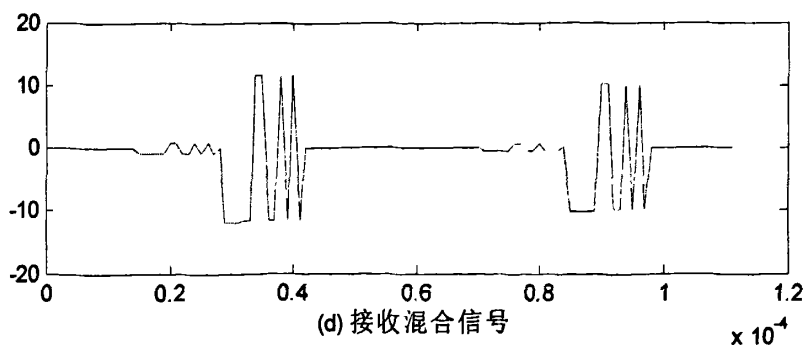
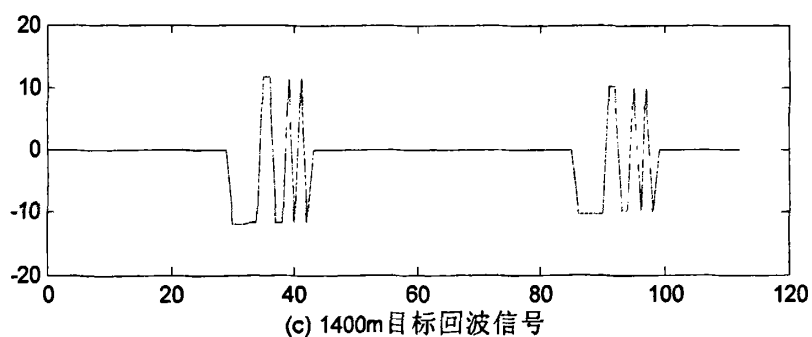
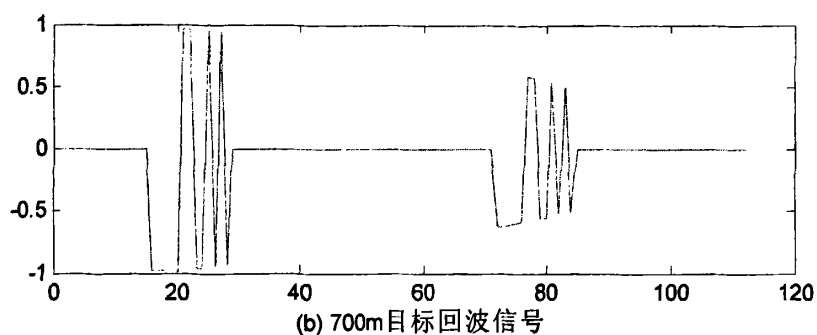
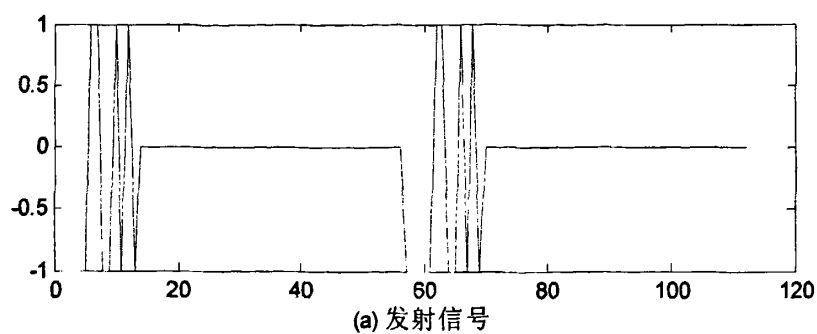
$$\text{远目标信号: } x_1(t) = A_1 c(t - \tau_1) \cdot \cos(2\pi f d_1 t) \quad (5.39)$$

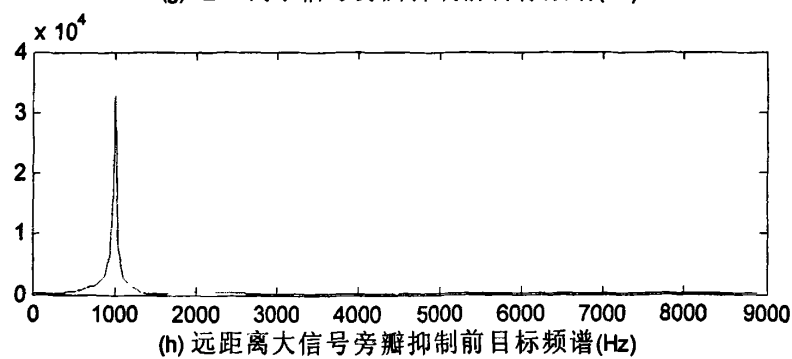
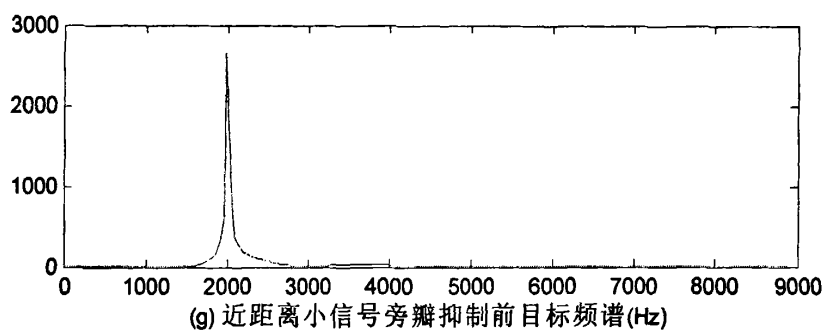
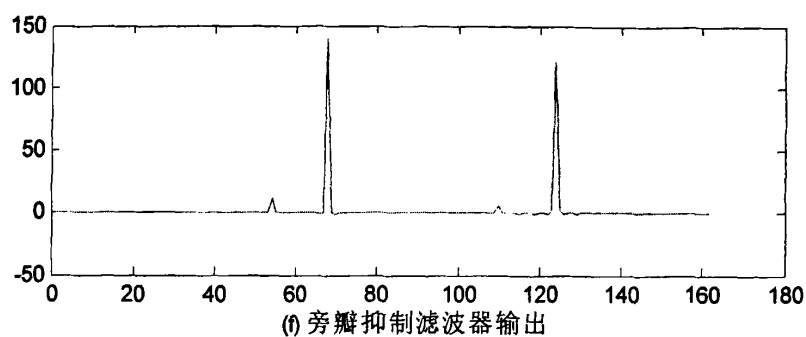
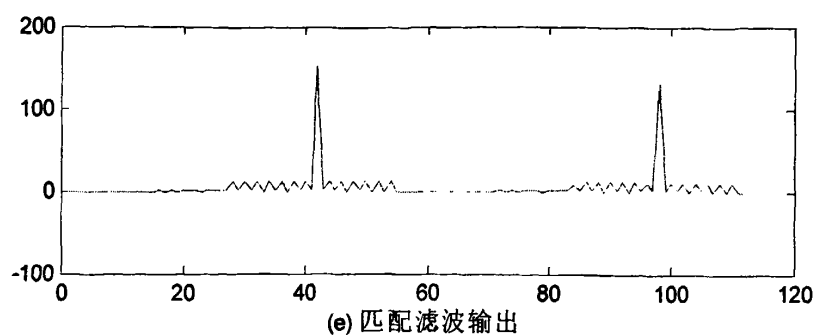
$$\text{近目标信号: } x_2(t) = A_2 c(t - \tau_2) \cdot \cos(2\pi f d_2 t) \quad (5.40)$$

仿真中设近目标幅度 $A_1=1$, 远目标幅度 $A_2=12$; 近目标距离 $R_1=700\text{m}$, 多普勒频移 $f_{d1}=2000\text{Hz}$; 远目标距离 $R_2=1400\text{m}$, 多普勒频移 $f_{d2}=1000\text{Hz}$; 距离分辨率为

50m。

图 5.15 为发射信号延迟 14 个码元的波形图。





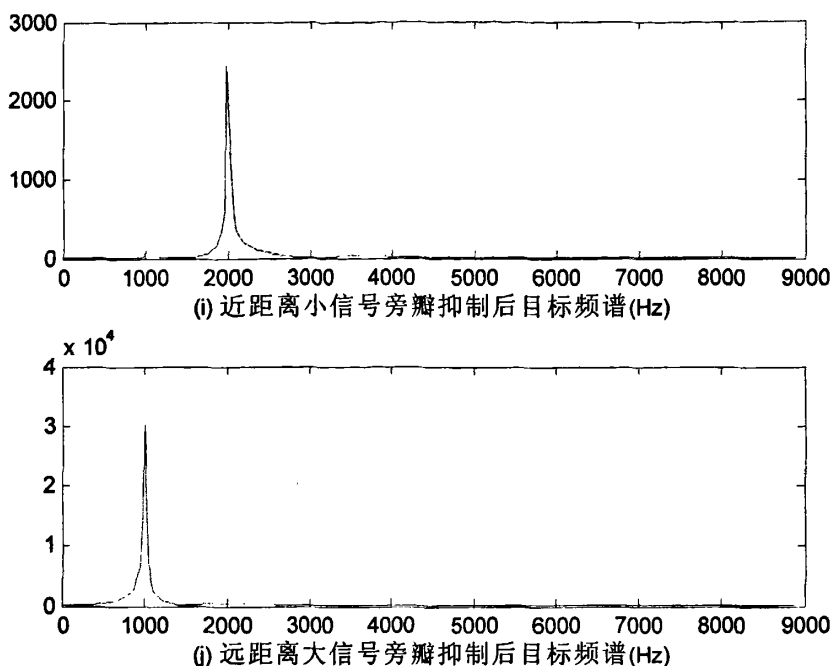


图 5.15 发射信号延迟 14 个码元的情况

针对 13 位 Baker 码来说,通过比较图 5.15 中各图的情况,可以看出远距离小目标信号的旁瓣对近距离大目标信号的影响明显受到了抑制,近距离大目标信号性能得到了改善。

5.6.3 加噪声时候多目标相互干扰

我们以近距离目标幅度大于远距离目标幅度时,处理 Baker7 为例,仿真中设近目标幅度 $A_1=1$,远目标幅度 $A_2=1/8$;近目标距离 $R_1=400\text{m}$,多普勒频移 $f_{d1}=1000\text{Hz}$,远目标距离 $R_2=500\text{m}$,多普勒频移 $f_{d2}=500\text{Hz}$;距离分辨率为 50m 。处理方法同上,得到旁瓣抑制前后大小目标频谱图 5.16 和图 5.17。由图 5.16 可知,加入噪声^[60]后,近距离大目标的旁瓣对远距离小目标产生很严重的干扰,同时噪声也对近距离大目标和远距离小目标的影响比较大。(横坐标代表频率 Hz,纵坐标代表幅度)

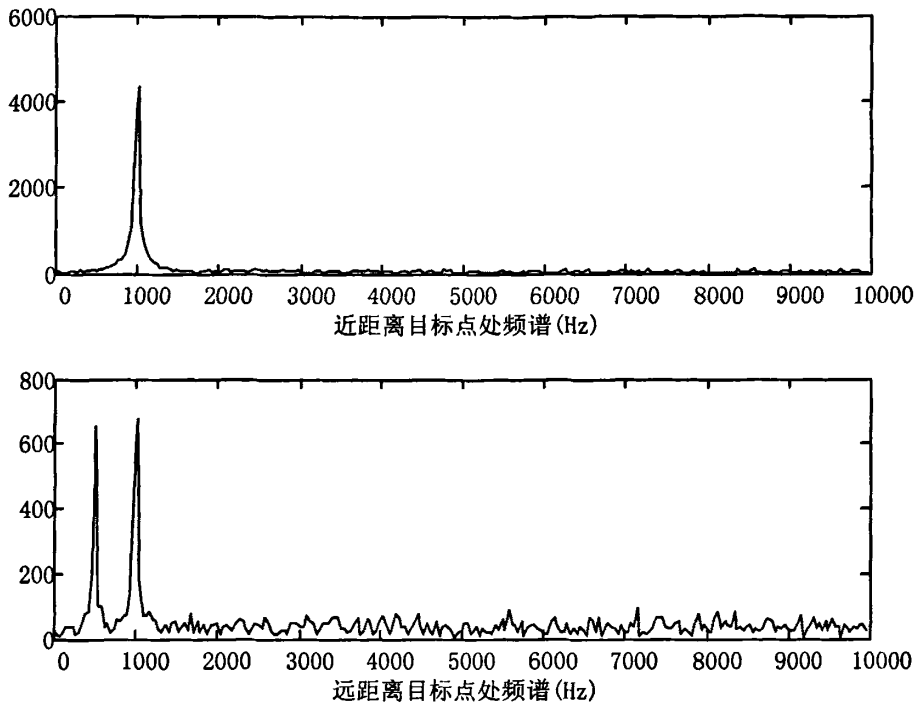


图5.16 加入噪声后旁瓣抑制前大小目标频谱

由图5.17可知，旁瓣抑制前在有噪声的情况下，大目标旁瓣的幅度为677.5，小目标的幅度为654，小目标的幅度与大目标旁瓣幅度的比值为0.965。（横坐标代表频率Hz，纵坐标代表幅度）

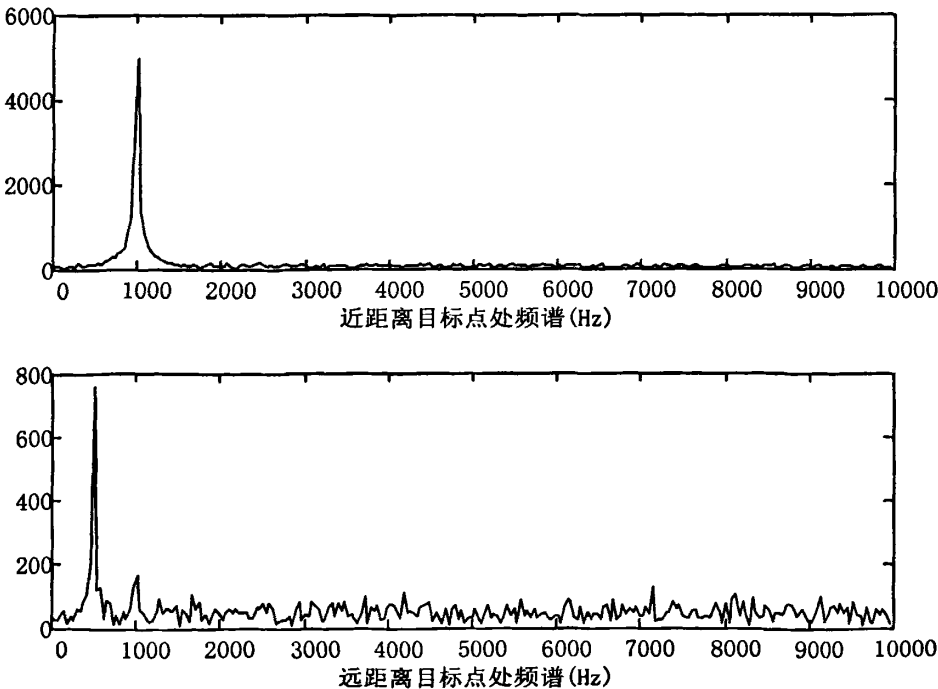


图 5.17 加入噪声旁瓣抑制后大小目标频谱

从图5.16和图5.17对比可以看出,加入噪声后的大小目标信号,经过旁瓣抑制滤波器后,近距离目标旁瓣对远距离目标的影响减小了,但是噪声对远距离目标的影响增加了。由图5.17可知,大目标旁瓣的幅度为167.1,小目标的幅度为759.5,小目标的幅度与大目标旁瓣幅度的比值为4.545。与旁瓣抑制之前的比值增加了,因此近距离大目标信号的旁瓣对远距离小目标信号的影响明显受到了抑制,远距离小目标信号性能得到了改善。

5.7 FPGA 实现研究

现场可编程逻辑门阵列FPGA器件的出现是超大规模集成电路技术和计算机辅助设计技术发展的结果。FPGA器件集成度高、体积小,具有通过用户编程实现专门应用功能。它允许电路设计者利用基于计算机的开发平台,经过设计输入、仿真、测试和校验,直到达到预期的结果。目前使用最多的Quartus II 软件支持几乎所有的EDA工具,并且可以通过命令行或Tcl脚本与第三方EDA工具之间进行无缝连接。但在很多工程设计应用中,由FPGA器件完成的主程序中只完成大量的数学运算,程序调试时以二进制输出的信号可视性差,给设计人员进行仿真、调试带来了许多不便。对于很多工程设计人员来说MATLAB是一种熟悉的具有强大的运算功能和波形仿真、分析功能的软件,如果能将FPGA与MATLAB接口,就可以快速、准确、直观地对FPGA程序进行校验和仿真,尤其在波形信号处理等工程应用领域具有实际意义。

5.7.1 FPGA 的实现流程

ALTERA公司的Quartus II软件提供了可编程片上系统设计的一个综合开发环境,是设计的基础。它根据设计者的需要提供了一个完整的多平台开发环境,包括了整个FPGA的设计阶段的解决方案。

1. FPGA 芯片的选择和实现工具

硬件实现选用的是现场可编程门阵列(FPGA)来满足较高速度的需要。工具组合为 modelsim + LeonardoSpectrum/FPGACompilerII + Quartus,在设计时可选ALTERA公司的FLEX10K芯片,该芯片中包含有DSP单元,可以完成较为耗费资源的乘法器单元。同时,该器件也包含有大量存储单元,从而可保证旋转因子的精度。现场可编程门阵列 由于其方便灵活的特性和近几年的发展,使得其在设计上应用更加广泛。

2. 实现流程

Altera 公司的 QuartusII 软件提供了可编程片上系统(SOPC)设计的一个综合开发环境。图 5.18 说明了 QuartusII 软件的开发流程。在实际应用设计中,对程序原理性及可执行性的验证主要集中在程序修改阶段,尤其在处理的数据复杂、繁多时,Quartus II 自带的波形输入仿真就很难实现程序的验证,而且输出的数据不能方便的以波形图示直观的呈现,给程序设计者在校验程序阶段带来了许多的不便。

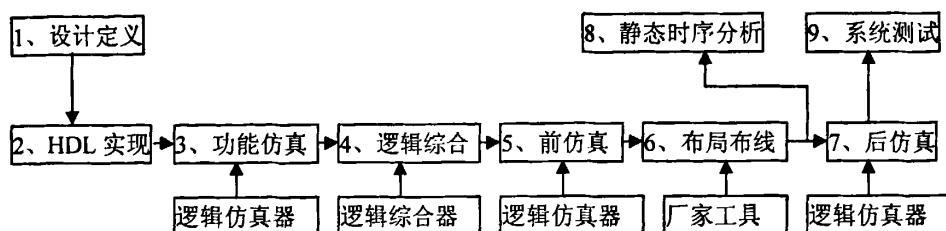


图 5.18 FPGA 设计流程图

3. QuartusII 与 Matlab 的接口实现基本原理

VHDL 程序从根本上讲就是将一些现有的数据进行处理，并输出预期的数据。QuartusII 软件的波形文件（.vwf 文件）可以根据设计人员的要求灵活输入。但在大多数情况下需要仿真的波形数据数量庞大，这样的输入方式就明显不能满足仿真的要求了。用一个输入、输出寄存器就可以方便的实现与 MATLAB 之间的接口了。QuartusII 工具中提供了很多种类的寄存器宏模块，并能根据用户的要求进行编辑。使用这些宏模块可以很容易地实现与 MATLAB 之间的接口。

(1) 数据的输入

很多 FPGA 程序在仿真时，需要输入特定条件下的数值。程序设计时，可以在输入端口前加一个预置的存储器，那么初始数据的输入就变成了该寄存器的初始化。一般情况下，这些初始数据很容易用 MATLAB 软件经过计算实现。QuartusII 中提供了两种寄存器的初始文件格式，.mif 文件和.hex 文件。由 MATLAB 生成的数据可以方便的根据指定路径加载到寄存器模块中。

(2) 数据的输出

数据输出和数据输入的原理是相同的。将寄存器中的.mif 文件或.hex 文件导出，并加载到 MATLAB 中相应的变量中，MATLAB 的波形仿真功能就可使设计人员方便直观地观察程序结果了，这样大大方便了设计人员在设计早期对程序进行校验。

5.7.2 FPGA 的综合结果及性能测试

1. VHDL 硬件语言描述与仿真

用 MAX+PLUS II 作为开发软件。MAX+PLUS II 支持原理图、VHDL 等多种语言文本文件。MAX+PLUS II 可以进行功能仿真和时序仿真，能够产生精确的仿真结果。仿真中采用 Altera 公司的 FPGA，处理 13 位巴克码序列。

2. 仿真结果比较

针对 LP 法设计 R-G-2 旁瓣抑制滤波器，可以以 13 位巴克码为例，比较 Matlab 仿真与 VHDL 硬件描述语言仿真的仿真结果，通过仿真我们可以发现 VHDL 硬件描述语言仿真结果与 Matlab 软件仿真结果是否能够很好地一致。如果能够很好地一致，说明该 FPGA 设计，能有效地对 13 位巴克码旁瓣进行抑制，设计是可行、可靠、可应用的。

5.8 本章小结

本章首先分析了巴克码的滤波性能，研究了基于LP算法和LS算法的旁瓣抑制滤波器和失配滤波器的参数和性能指标，并针对不同方法进行了Matlab仿真。

仿真结果表明，对于同一种旁瓣抑制方法来说，不同长度的巴克码得到峰值旁瓣电平和积累旁瓣电平随着巴克码码长的减小而增大，因此滤波器的性能就变差。然后分析了最小旁瓣电平码的性能，研究了基于LP法和LS法的失配滤波器的参数及性能指标。接着分析了最佳编码旁瓣抑制滤波器，仿真中发现信噪比损失指标对最大旁瓣峰值电平和累积旁瓣电平影响是非线性的，LPG的降低必须以旁瓣电平的增大为代价。分析并研究了脉冲压缩中多目标叠加后输出性能，对大小目标叠加后不加噪声和加噪声两类情况的相互干扰做了仿真，采用LP法匹配滤波器和LP法R-G-2旁瓣抑制滤波器可以抑制大目标对小目标的影响，并减少小目标的损失。最后，研究了FPGA实现原理及过程，FPGA由于其方便灵活的特性和近几年的发展，使得其在设计上应用更加广泛。

6 结论

本文主要研究了相位编码信号的脉冲压缩和旁瓣抑制的问题。所完成的主要工作有以下几个方面：

1. 文章首先分析了脉冲压缩技术的原理和模糊理论，分析了二相编码信号的脉冲压缩原理，详细探讨了线性调频信号、非线性调频信号和二相编码信号的脉冲压缩性能。

2. 基于已有的文献资料，详细分析了相位编码信号的基本原理和信号特点。并从模糊函数的性能分析，以巴克码、 m 序列、最小旁瓣电平码等为例，介绍了其产生原理和自相关函数特性，说明了相位编码信号能达到比较大的主副瓣比水平。

3. 研究了相位编码信号的各种旁瓣抑制技术。首先分析了直接加窗法旁瓣抑制技术，接着研究了小波变换在脉冲压缩中的应用，研究了小波变换原理和小波神经网络在二相编码信号旁瓣抑制中的应用。在旁瓣抑制问题上，重点针对巴克码和最小旁瓣码研究了基于线性规划法和最小二乘法的旁瓣抑制滤波器的设计方法，对两种方法进行了比较和分析。

4. 最后，讨论了在增益处理损失任意给定条件下时的最佳积累旁瓣电平滤波器的设计和性能研究；并且对多目标叠加问题产生的相互干扰和影响问题进行了分析和研究，研究了在不同距离时大目标的旁瓣对小目标的影响，发现目标距离越近，大目标对小目标的影响就越大，对小目标的检测就越困难，通过 LP 法设计旁瓣抑制滤波器很好的抑制了大目标旁瓣对小目标的干扰。并针对 LP 法设计 R-G-2 旁瓣抑制滤波器，利用 Matlab7.4.0 进行了仿真和比较。研究了 FPGA 实现原理及过程。

本文详细研究了相位编码旁瓣抑制滤波器的设计，进一步提高了输出峰值旁瓣比，在信噪比一定的情况下进行了最佳积累旁瓣电平滤波器的讨论和分析，同时对大小目标的相互干扰和影响做了仿真和比较；但是对于相位编码信号的多普勒敏感问题、海杂波和地杂波对目标检测性能的影响有待进一步研究。

致谢

本文的工作能得以顺利地顺利完成离不开大家对我的关心和帮助 在此，谨向他们致以我最真挚的感谢。

首先要感谢我的导师谢仁宏教授，论文自始至终都是在谢老师悉心指导下完成的，从论文的开题到每一步工作的开展，都离不开谢老师给予我的教诲和启迪，他那渊博的知识，严谨的治学态度，深刻的洞察力和平易近人的作风让我为之敬佩，将使我终身受益，在此对谢老师给予我学习、工作和生活上的关怀和帮助表示我衷心的感谢。同时感谢江力副教授对我的悉心指导和帮助，致以最诚挚的谢意。

感谢张中远、方庆山、袁媛、刘涛、吴海红等同学对我的帮助，在他们的指点下在与他们的探讨和交流中，不断地开阔了我的视野，加深了我们之间的友谊，这对我来说是十分宝贵的财富，今后定会好好珍藏，铭记于心，论文地顺利完成离不开他们的帮助。在论文写作期间，引用和参考了大量的前人成果，在此，也一并向作者表示感谢。

最后，衷心感谢父母对我多年来的养育之恩，感谢丈夫在生活上无微不至的关怀和体谅，在此谨向他们致以深深的谢意。

再次向我的老师，我的亲人，我的同学和朋友们以及所有为我的成长倾注了心血的人们致以真挚的感谢。

最后，还要感谢在百忙之中抽出时间审阅本文的专家和评委们。

参考文献

- [1] Rihaczek A W, Golden R M. Range sidelobe suppression for Barker codes. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1971 7(6):1087-1092
- [2] Wiener. N. Extrapolation, Interpolation, and Smoothing of Stationary Time Series with Engineering Application. Tech. Press of M.I.T.
- [3] 王德明, 张冰, 朱志宇; 脉冲压缩雷达干扰技术仿真研究 [J]; 华东船舶工业学院学报(自然科学版); 2004 年 06 期
- [4] Key E.L., Fowle, E.N. and Haggarty, R.D. A method of sidelobe suppression in phase coded pulse. M.I.T. Lincoln Lab, Lexington, Tech. Rep. 209, 1959.8:1087-1092
- [5] H. Uekowitz. Filter for Detection of Signal in Clutter. Appl. Phys. Vol. 24, July 1953:1024
- [6] 赵菁菁, 胡学成; 巴克码多普勒容限带宽扩展的神经网络法研究 [J]; 现代雷达; 2004 年 08 期
- [7] Ackroyd, M. H., and Ghani, F. Optimal Mismatched Filters for Sidelobe Suppression. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. Vol. AES-9, 1973.4:214-218
- [8] Mese, E.D. and Giulio, D. Optimal recursive phase-coded waveform radars. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. Vol. AES-13, 1977.4:163-171
- [9] Steven Zoraster. Minimum peak range sidelobe filters for binary phase-coded waveforms. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. Vol. AES-16. 1980.1:112-115
- [10] Rohling, H. and Plagge, W. Mismatched-filter design for periodical binary Phased signal. Vol. AES-25. 1989.11:890-896
- [11] 俞根苗, 吴顺君, 罗永健; 多相脉压编码在旁瓣抑制下的多普勒性能 [J]; 现代雷达; 2002 年 03 期; 28-32
- [12] Marvin N. Cohen, Marshall R. Fox. and J. Michael Vaden. Minimum peak sidelobe pulse Compression codes. IEEE International Radars Conference. 1990:633-638
- [13] Rohling and Herman. Mismatched filter design for pulse compression. IEEE International Radars Conference. 1990:253-256
- [14] 孔祥维, 黄申, 李国平. 神经网络在二相编码信号旁瓣抑制中的应用. 大连理工大学学报. 2001 年 1 月. 第 41 卷第 1 期:123-126
- [15] 张静. 脉冲压缩及其旁瓣抑制技术研究. 西安电子科技大学硕士论文. 2005 年 1 月.
- [16] Haykin S. Adaptive Filter Theory (Fourth Edition) [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2002, Chapter 9.
- [17] A.J. Zejak, E. Zentner, P. B. Rapajic. Doppler optimized mismatched filters. Electronics Letters, 1991, 21:558-560.

- [18] 贾鸿志,朱晓华,胡庆武.用补偿式旁瓣抑制滤波器扩展二相码信号的多普勒容限.信号处理.1994年9月。
- [19] Kaveh M,Cooper G R. Average ambiguity function for a randomly staggered pulse sequence [J] . IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System,1976 ,12 (3) :410 - 413.
- [20] Liu Guosui , Gu Hong. The present and the future of random signal radars[J] . IEEE Aerospace and Electronics System Magazine .1997 .12(10) :35 - 40.
- [21] 陶广源, 廖桂生, 刘宏伟. 多相码信号数字脉压滤波器设计.电波科学学报. 2003.4.Vol.18,No.2:143-146
- [22] A.J. Zejak, J. Zatkalik, M. L. Dukic. Doppler optimized compression filters [C]. IEEE ISSSTA, 1994,534--538.
- [23] Ackroyd M H, Chani F. Optimum mismatched filters for sidelobe suppression. IEEE Trans. AES-9,1973:2
- [24] Zoraster S. Minimum peak range sidelobes filter for binary phase coded waveforms. IEEE Trans. AES-16,1908:16
- [25] 杨文华, 宋力平, 王其扬. 巴克码的旁瓣抑制. 上海航天, 1996年第4期: 41-45
- [26] Ribaczek A W, golden R W. Range sidelobe suppression for Barker codes. IEEE Trans. AES-7,1971:6
- [27] 陈瑶琴, 陈晓华. BARKER 码脉压滤波器优化设计及性能分析. 电子学报. 1986.14(6):91-98
- [28] Key EL et al. A Method of Side-lobe Suppression in Phase-coded Pulse Compression Systems [R]. MIT Lincoln Lab. Lexington Tech Rep 209. 1959.8
- [29] Rihaczek A W, Golden R M. Range sidelobe suppression for Barker codes [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1971.7(6):1087-1092
- [30] Ackroyd M H Ghani F. Optimum mismatched filters for sidelobe suppression[J] . IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.1973.9(2):214-218
- [31] Ackroyd M A. Economical filters for range sidelobe reduction with combined codes [J] . The Radio and Electronic Engineer. 1982.52(6):309-310
- [32] Zoraster S. Minimum peak range sidelobe filters for binary phase-coded waveforms[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1980.16(1):112-115
- [33] Jeffrey S.Fu, Guoan Bi and Liang Hai Tan. Phase-Coded Pulse Compression Implementation for Radar Performance Analysis. SINGAPORE ICCS. 1994:1030-1043
- [34] 杰里 L 伊伏斯,爱德华 K 里迪. 现代雷达原理[M]. 北京:电子工业出版社,1991(482)
- [35] Chen XiaoHua ,Juhani Oksman. A new algorithm to optimize Barker code sidelobe suppression filters[J] . IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1990. 26(4):673-677
- [36] Steven Z. Minimum Peak Sidelobe Filters for Binary Phase- Coded Waveforms [A]. IEEE Transon

- Aerospace and Electronic Systems [C]. 1980,AES-16: 112- 115.
- [37] Rohling H, Plagge W. Mismatched-Filter Design for Periodical Binary Phased Signal [A]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems [C]. 1989,AES- 25: 890- 896.
- [36] 黄金杰. 巴克编码信号抑制旁瓣滤波器的等旁瓣设计方法[J]. 火控雷达技术, 1992, (1).
- [38] Rihacek A W, Golden R M. Range Sidelobe Suppression for Barker Codes [A]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems [C]. 1971,AES- 7: 1087- 1092.
- [39] Kwan H K, Lee C K. A Neural Network Approach to Pulse Radar Detection. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems. 1993, 29: 9- 21
- [40] 张群逸. 雷达中的相位编码信号与处理. 火控雷达技术, 2005 年 12 月, 第 3 卷: 29-32
- [41] 高梅国, 田黎育. 长二相码准连续波雷达信号脉压及多目标影响. 系统工程与电子技术. 2004 年 2 月, 第 26 卷第 2 期: 163-166
- [42] S.Ghaffar. Properties of Even-Length Barker Codes and Specific Polyphase Codes with Barker Type Autocorrelation Functions. Naval Research Laboratory, Washington, D.C. July, 1982: NRL Report 8586
- [43] R.Turyn. Optimum Codes Study. Sylvania Electronic Systems Final Report. January 1960: Contract AF19(604)-5473
- [44] R.Turyn. On Barker Codes of Even Length. Proceedings IRE (Correspondence). 1963, Vol. 51: 1256
- [45] J.Lindner. Binary Sequences Up To Length 40 With Best Possible Autocorrelation Function. Proceedings of IEEE. October 1975, Vol. 11, No. 21
- [46] F.E.Nathanson. Radar Design Principles. McGraw-Hill, Inc. 1969
- [47] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981
- [48] 洪琦, 高梅国, 田黎育. 截断巴克码的旁瓣抑制研究. 现代雷达. 2003 年 4 月
- [49] J W. Taylor, Jr, and H J Btinchikof. Quadriphase code A Radar Pulse Compression Signal with Unique Characteristics IEEE Trans. On AES 1988, Vol 24(3): 156~ 170
- [50] 蒙以正. MATLAB 5. X 应用与技巧 [M]. 北京: 科学出版社, 1999. 70 - 105.
- [51] Vinay K Ingle, John G Peoakis. Digital Signal Processing Using MATLAB [M]. 北京: 电子工业出版社, 1999. 1 - 150.
- [52] 张璵坪 王秀廷 黄勇 彭应宁. 一种新的二相码旁瓣抑制滤波器. 电子与信息学报. 2001 年 11 月.
- [53] E. E. Hollis. Comparison of Combined Barker Coded for Coded Radar Use. IEEE Trans. Vol AES-3. Jan. 1967
- [54] M.I. 斯科尔尼克, 林茂庸, 穆云明, 毛二可. 雷达系统导论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1992
- [55] 陈由俊; SAW 15 位 m 序列相位编码信号的最小峰值旁瓣滤波器 [J]; 电子与信息学报; 1988 年 01 期; 87-90
- [56] S. W. Golomb, R. A. Scholtz. Generalized Barker Sequences, IEEE Trans. Vol. IT-11, Oct, 1965

- [57]王涛. 编码旁瓣抑制及存在载波多普勒时的旁瓣特性研究. 国防科学技术大学研究生院学位论文. 2002 年 1 月
- [58]王少军. 数字脉压系统实时处理软件的设计. 电子科技大学硕士论文. 2005 年 1 月.
- [59] 张仕元, 吴乐南. 基于 RLS 的脉压雷达数字旁瓣抑制滤波器设计方法. 《测控技术》2006 年第 25 卷第 7 期
- [60] 杨静; 相位编码信号的脉冲压缩及旁瓣抑制 [D]; 南京理工大学; 2007 年.