

西安电子科技大学

硕士学位论文

非线性调频信号的波形设计与脉冲压缩

姓名：阮黎婷

申请学位级别：硕士

专业：信号与信息处理

指导教师：张子敬

20100101

摘要

现代雷达采用脉冲压缩技术，有效地解决了距离分辨力与平均功率之间的矛盾。雷达所使用的发射信号波形的设计，是决定脉冲压缩性能的关键。本文主要介绍了线性调频(LFM)信号和非线性调频(NLFM)信号这两种常用脉冲压缩信号的波形和匹配滤波器的设计，重点研究了 NLFM 非线性调频信号的波形和谱修正滤波器的优化设计。

在 NLFM 信号的波形设计上，本文重点研究了基于逗留相位原理的窗函数反求法，并在原有的组合窗波形设计优化法的基础上进行了改进，优化波形提高脉冲压缩性能。

本文深入研究 NLFM 信号谱修正滤波器的优化设计，提出组合窗优化设计波形以及谱修正滤波器的方法。此外，本文提出一种新的失配窗谱修正滤波(MSFMW)算法，采用不同的窗函数将信号产生和压缩滤波分别设计，从而利用不同窗函数的特点分别调整脉冲压缩的性能。并且在此基础上，将组合窗和失配窗的两种思想相结合，提出在失配窗谱修正滤波算法中采用组合窗函数的方法。最后结合实际工作条件做出了相应的仿真，仿真结果证明了以上各算法的正确性。

关键词：脉冲压缩 非线性调频信号 谱修正滤波 组合窗函数 失配窗函数

Abstract

The pulse compression technique is employed widely in modern radar system to resolve the confliction between range resolution and average power. The transmitted waveform of a radar system is the key factor of the performance of pulse compression. This paper expounds two common pulse compression signals, i.e. linear frequency modulation (LFM) and non-linear frequency modulation (NLFM) signals. The optimized design methods of the waveform and modified spectrum filter for NLFM signal are mainly studied.

The general design method of NLFM signal waveform is based on the principle of stationary phase with the window functions. The optimization method based on combination windows of NLFM signal is improved. Higher pulse compression performance can be attained by using such waveform.

It is also focused on optimization design method of the modified spectrum filter for NLFM signal in this paper. Firstly, a combination window function is applied in the design of waveform and modified spectrum filter is proposed in this paper. Secondly, a modified spectrum filter based on mismatched window (MSFMW) algorithm is proposed. This method is used to design the NLFM signal and the pulse compression filter based on different window functions. Furthermore, a new combination window function in the MSFMW algorithm is proposed, which unites combination window with mismatched one. With these methods, the influence on the pulse compression performance can be regulated by the different window functions and coefficients of the combination windows. The corresponding simulating results are listed to prove the correctness and feasibility of the algorithms.

Keywords: Pulse Compression Nonlinear Frequency Modulation Signal
Modified Spectrum Filter Combination Window Function Mismatched
Window Function

西安电子科技大学

学位论文独创性（或创新性）声明

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

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切的法律责任。

本人签名： 阮黎婷

日期： 2010.1.13

西安电子科技大学

关于论文使用授权的说明

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

本人签名： 阮黎婷

日期： 2010.1.13

导师签名： 张子敬

日期： 2010.1.13

第一章 绪论

1.1 研究背景及意义

随着现代电子技术和飞行技术的发展,雷达在更多的行业中得到了广泛的应用。人们对雷达的作用距离、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。因此雷达信号形式的选择和信号处理的方式起着重要作用^[1~3]。

早期脉冲雷达多采用单频矩形脉冲信号,其发射能量是发射机功率和脉冲宽度的乘积。在噪声功率谱是一定的情况下,信号的检测能力取决于信号能量^[3]。因此,增大雷达的作用距离,即增大信号的能量可以通过提高发射机功率或增大脉冲宽度来实现。但是在通常情况下,发射机的平均发射功率是有限的;而在单频矩形脉冲条件下,脉冲宽度又直接决定了距离分辨力和测距精度,为了保证一定的距离分辨力,脉冲宽度就会受到极大的限制。由此可见,增大信号能量的两种方法都会受到限制。早期单载频脉冲雷达在提高检测能力与系统的距离分辨力之间存在着不可调和的矛盾^[1]。

与此同时,雷达分辨理论^[1]表明:精度和分辨力是一致的,要提高雷达的距离测量精度和距离分辨力,发射信号在频域内必须占有大的持续带宽;而要提高的速度测量精度和速度分辨力,则信号在时域内必须占有大的持续时宽。因此,理想的雷达发射信号要求具有宽脉冲和大带宽的形式,而单载频脉冲信号的时宽带宽乘积接近于1,大的时宽和带宽不可兼得。

为了解决单载频脉冲信号的局限性,人们使用具有大时宽带宽积的脉冲压缩信号。所采用脉冲压缩技术包括:在发射端,通过对相对较宽的脉冲进行调制使其同时具有大的带宽,从而得到大时宽带宽积的发射信号;在接收端,对接收的回波信号进行压缩处理,得到较窄的脉冲^[3]。作为现代雷达的重要技术,脉冲压缩可以有效地解决距离分辨力与平均功率之间的矛盾,能够得到较高的距离测量精度、速度测量精度、距离分辨率和速度分辨力,在现代雷达中得到了广泛的使用。

在脉冲压缩技术中,雷达所使用的发射信号波形的设计,是决定脉冲压缩性能的关键。常用的发射信号波形分为:线性调频(LFM)信号,非线性调频(NLFM)信号和相位编码(PSK)信号等,本文主要讨论的是 NLFM 信号。

LFM信号最早是在1945年由R. H. Dicke提出的。LFM信号的产生和实现都比较容易,是研究最早、应用较为广泛的一种脉冲压缩信号。LFM信号的频率在脉冲宽度内与时间变化成线性关系。LFM信号的最大优点是匹配滤波器对回波信号的

多普勒频移不敏感,即使回波信号具有较大的多普勒频移,采用原有的匹配滤波器仍然能得到较好的脉冲压缩结果,因而可简化信号处理系统。但LFM信号匹配滤波器输出响应的旁瓣较高,为了抑制旁瓣常需要进行加权处理,但这会造成主瓣展宽,并导致信噪比损失。此外,LFM信号的缺点是会产生多普勒耦合时移现象,不能同时独立提供距离和速度的测量值^[3]。

对于LFM信号通常采用加权的方法来抑制旁瓣。加权可以在发射端,接收端或收、发两端进行,分别称为单向加权和双向加权。而加权的方式可以是在频率域对幅度或相位进行加权,也可以是在时间域对幅度或相位进行加权。此外,对整个信号处理系统而言,加权可以在射频、中频或视频级中进行,但为了使发射机工作在最佳功率状态,幅度加权一般不在发射端进行,常采用在接收端中频级进行频域上的幅度加权^[1]。因此选择良好的加权网络和加权方式是LFM信号旁瓣抑制的中心问题。然而各种性能的加权函数在降低距离旁瓣的同时均会造成1~3dB的信噪比损失,并且以脉压输出的主瓣展宽为代价。因此,针对旁瓣产生的不同原因,出现了多种旁瓣抑制的方法主要有校正、补偿以及预失真等方法^[1-3]。

NLFM的概念首先由Key、Fowle和Haggarty在1959年提出^[3],NLFM信号的频率随着时间做非线性变化,其突出的优点是直接进行匹配滤波即可得到较低的旁瓣而无需加权处理,因而避免了引入加权所带来的信噪比损失问题。这是因为采用了NLFM信号,相当于将LFM信号所引入的加权网络的作用转移分配在发射系统和接收系统中,所以不需要再用加权网络,而只需要改变发射信号的频谱和匹配滤波器的传递函数。因此既可得到压缩后的低旁瓣,又避免了主瓣的展宽和信噪比损失^[3]。但它具有近似图钉型模糊函数,是多普勒敏感信号,也存在着多普勒耦合时移,并且NLFM信号在产生及处理上较难实现,影响了这类信号的推广和应用。数字技术的飞速发展它为它提供了契机,在多普勒频率变化适中并且对信噪比损失有严格要求的情况下,采用NLFM信号进行脉冲压缩处理是一种有效的途径,使NLFM信号成为研究的热点,越来越多地受到国内外的关注^[4,5]。

1.2 国内外研究现状

对于NLFM信号的研究,热点一直集中于NLFM信号的波形设计。NLFM信号的设计实质上是从频域出发来设计。在求解NLFM信号频谱系数的过程中,人们进行了大量的解法寻优的研究。Key试图通过求解NLFM信号的相位谱来求得NLFM信号^[6]。但其结果是:设计的信号必须具有相当大的时宽带宽积,才可以进行直接发射,否则将极大地受到菲涅尔纹波影响。Fowle提出了一种求解信号的相位函数的方法,但Key和Fowle的方法都没有把信号的实用性作为指导思想^[6]。窗函数的特性使得人们可以把窗函数作为NLFM信号脉压输出频谱的形状。Brandon首次利

用将截断的高斯窗作为NLFM信号压缩滤波器输出频谱的形状,依据逗留相位原理求出NLFM波形的群延迟。再根据群延迟的反函数为信号的调频函数得到NLFM波形的调频函数和相位函数^[7]。目前常用的波形设计方法就是根据逗留相位原理采用的窗函数反求法。在大时宽带宽积的条件下,选择不同的窗函数设计波形对脉冲压缩后得到的主副瓣比和主瓣宽度均会有不同程度的影响^[8-12]。对NLFM信号的波形进行优化设计时,采用动态优选法^[13,14]和遗传算法^[15,16],能有效地搜索出理想的波形参数,设计出具有较低峰值旁瓣电平的NLFM信号波形,这种方法优化效果好但运算量较大。鉴福升^[17]提出的组合窗法:选择了两种或多种合适的窗函数,分别采用两种或多种窗函数基于逗留相位原理设计出不同的调频函数,再对其进行线性组合得到新的组合窗调频函数,进而设计出NLFM信号。而直接调用调频曲线法^[18,19],则根据采用调频函数设计NLFM信号的一般规律,直接设计出调频函数进而得到NLFM信号。组合窗法和直接调用调频曲线法这两种方法都比较简单但不能立即得到最优的波形,需要大量工作进行参数调节。由于NLFM信号的波形设计是一个比较复杂的过程,实际运用中综合NLFM信号时通常采用近似的方法。因此对NLFM信号的波形进行优化设计,能够得到较高的脉冲压缩性能。

在脉冲压缩的时候,通常对NLFM信号匹配滤波就能得到满意的效果,但NLFM信号的时宽带宽积,以及处理系统所选择的采样频率对脉冲压缩性能均有影响^[20],有时匹配滤波后得到的主副瓣比还不能满足雷达工作的要求。这种情况下,利用数字滤波便于频谱处理的特点,人们采用谱修正抑制旁瓣设计的方法^[20-23],采用谱修正技术可提高其检测性能。但是谱修正方法在信号和滤波器设计上包含了一定的近似运算,并且信号采样及计算精度均存在一定的误差,这使得滤波器输出的频域特性无法达到预期的窗形状^[8],从而导致脉冲压缩的性能仍与理论值有一定的差距。因此,在NLFM信号的研究工作中,对信号波形和脉冲压缩滤波器进行优化设计,提高脉冲压缩性能,具有十分重要的现实意义。在NLFM信号多普勒敏感性和旁瓣性能上国内外也有许多研究^[6,9,24,25]。但NLFM信号的多普勒容限的扩展和多普勒补偿在国内外都未见报道,旁瓣抑制则主要通过谱修正滤波的方法,而这方面的研究成果也并不多见。

针对以上的NLFM信号特点,本文在常规的NLFM信号的波形设计和匹配滤波理论的基础上,采用组合窗函数、失配窗函数以及两者相结合的思想对其波形及压缩滤波器的设计均进行了优化,从而得到了更优的脉冲压缩性能。

1.3 本文的主要工作

本文的主要工作是研究了两种常用的脉冲压缩信号(LFM信号和NLFM信号)的时域频域特性及脉冲压缩性能,重点对NLFM信号的波形及匹配滤波器的优化

设计进行了深入的分析和探讨。针对 NLFM 信号的波形和谱修正滤波器的设计均包含了近似误差,得到的脉冲压缩性能与理论值有一定差距,本文提出了采用组合窗函数、失配窗函数以及将两者相结合的思想,优化设计出信号的波形和谱修正滤波器,得到更优的脉冲压缩性能。

本文的主要结果和各章节的安排如下:

第一章简单地介绍了在现代雷达系统中脉冲压缩的重要作用,并分析和研究了 NLFM 信号的产生及处理的现实意义。

第二章主要介绍了脉冲压缩技术及相关理论,详细阐述了匹配滤波的理论基础,并介绍其在时域和频域的具体实现方式。

第三章主要介绍 LFM 信号的时域频域特性,着重介绍 LFM 信号脉冲压缩及旁瓣抑制。详细分析了频域加权 and 时域加权这两种不同的旁瓣抑制方法及其性能。

第四章主要阐述 NLFM 信号的波形设计及脉冲压缩理论,详细介绍并分析了匹配滤波器和谱修正滤波器的设计及其脉冲压缩性能。

第五章主要介绍 NLFM 信号波形和匹配滤波器的优化设计。首先介绍并比较 NLFM 信号波形设计中的两种组合窗优化法,然后提出组合窗函数在 NLFM 信号谱修正滤波器设计中的运用,随后介绍了基于失配窗函数的 NLFM 信号谱修正滤波设计方法,最后再将组合窗函数与失配窗函数的两种思想结合起来。文中给出了仿真试验结果,证明了本文算法的有效性和正确性。

文章的最后总结了本论文的主要研究成果及其意义。

第二章 脉冲压缩理论

为了解决在雷达的距离分辨力与平均功率两者之间的矛盾, 得到较高的测距测速精度和距离速度分辨力, 脉冲压缩技术在现代雷达系统中得到了广泛的应用。它主要通过两个步骤来获得窄的脉冲: 一方面发射宽的调制脉冲, 另一方面是对回波进行相关的处理。脉冲压缩雷达既能保持窄脉冲雷达所具有的高距离分辨力, 又能获得宽脉冲雷达的强检测能力, 并且抗干扰能力强。

2.1 脉冲压缩基本理论

对于给定的雷达系统, 可达到的距离分辨力为:

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

式中 c 为光速, B 为发射波形带宽。

对于简单的脉冲雷达系统有 $B=1/T$, 此处 T 为发射脉冲宽度。因此, 简单的脉冲雷达系统的分辨力为:

$$\delta_{r1} = \frac{cT}{2} \quad (2-2)$$

而在脉冲压缩系统中, 发射波形通常会在相位或频率上被调制, 使得 $B \gg 1/T$, 此时令 $\tau=1/B$, 则由式(2-1)可得脉冲压缩雷达系统的分辨力为:

$$\delta_{r2} = \frac{c\tau}{2} \quad (2-3)$$

其中 τ 表示系统经脉冲压缩后的有效脉冲宽度。因此, 脉冲压缩雷达可发射宽度为 T 的脉冲, 却获得发射脉冲宽度为 τ 的简单脉冲系统所能达到的距离分辨力。发射脉冲宽度 T 与压缩后的有效脉冲宽度 τ 的比值被称为脉冲压缩比 D , 并可以由下式表示:

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

单个脉冲基础上的平均功率由峰值功率和脉冲宽度的乘积来表示。由此可知, 假定发射相同的峰值功率并获得相同的距离分辨力, 则脉冲压缩比 D 是脉冲压缩系统的平均功率与简单脉冲系统发射的平均功率的比值。因为 $\tau=1/B$, 则:

$$D = TB \quad (2-5)$$

由此可知, 若要在保证不增大高频振荡功率、保证雷达距离分辨力的同时提高雷达的作用距离, 就必须在大的时宽内对载频进行调制, 增大信号的带宽 B , 从而通过脉冲压缩技术保证雷达距离分辨力^[2]。

脉冲压缩雷达系统发射相对较宽而峰值功率低的脉冲，并通过对射频载波进行编码以增加发射波形的带宽，然后再对接收回波波形进行压缩，以提高窄脉冲、高峰值功率系统的距离分辨力和探测性能。

在接收机中设置一个与发射信号频率相匹配的压缩网络，使经过调制的宽脉冲发射信号转化为窄脉冲信号，因此保持了良好的距离分辨率。这一处理过程就称之为脉冲压缩。可以看出实现脉冲压缩的条件如下^[2]：

(1) 发射脉冲必须具有非线性的相位谱，或者说，必须使其脉冲宽度与有效频谱宽度的乘积远大于 1。

(2) 接收机中必须具有一个压缩网络，其相频特性应与发射信号实现“相位共轭匹配”，即相位色散绝对值相同而符号相反，以消除输入回波信号的相位色散。

第一个条件提供了能被“压缩”的可能性，是实现“压缩”的前提，第二个条件说明压缩网络与发射信号实现“相位共轭匹配”是实现压缩的必要条件。

2.2 最佳处理与匹配滤波器

最佳处理是雷达信号理论中的重要论题。最佳处理指的是在一定的约束条件下所进行的最优处理，而约束条件则与具体的工作环境及研究角度相关。雷达系统需要从含有噪声、杂波和人为干扰的接收信号中提取目标，在整个带宽内构建完善的噪声模型是复杂的。但在实际情况中由于信号并没有分布在整个带宽内，而通常可将有限带宽情况下的噪声视为白噪声，雷达信号处理正是在这种条件下的最优滤波，为简化分析，本文假设噪声均为零均值白噪声^[2,4]。

在雷达距离方程中，往往强调应使信噪比最大，因此需要使用滤波器使雷达接收机输出端的噪声功率达到最小。匹配滤波就是这样的最佳线性滤波器：在输入为确知信号加白噪声的情况下，输出信噪比达到最大^[2]。

设定线性滤波器的输入信号为 $x(t)$ ：

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (2-6)$$

其中 $s(t)$ 是确知的雷达发射信号， $n(t)$ 为零均值平稳白噪声。信号频谱为

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \exp(-j2\pi ft) dt, \text{ 则其能量为: } E = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df. \text{ 噪声的自相关函数为}$$

$$R_n(\tau) = N_0 \delta(\tau)/2, \text{ 则其功率谱密度为 } N_0/2.$$

设线性滤波器系统的冲激响应为 $h(t)$ ，其频率响应为 $H(f)$ 。由叠加原理可得滤波器的输出响应为：

$$y(t) = y_s(t) + y_n(t) \quad (2-7)$$

其中 $y_s(t)$ 和 $y_n(t)$ 分别为 $s(t)$ 和 $n(t)$ 的输出响应。

而由信号与系统的理论可知，滤波器对 $s(t)$ 的响应 $y_s(t)$ 为：

$$y_s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)\exp(j2\pi ft)df \quad (2-8)$$

假设滤波器的输出信号成分在 t_0 时刻形成峰值，那么输出信号峰值功率为：

$$|y_s(t_0)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)\exp(j2\pi ft_0)df \right|^2 \quad (2-9)$$

对式(2-9)应用 Schwartz 不等式可得：

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)\exp(j2\pi ft_0)df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)\exp(j2\pi ft_0)|^2 df \quad (2-10)$$

平均噪声输出功率为：

$$E[|y_n(t)|^2] = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (2-11)$$

此时滤波器输出的信噪比为：

$$SNR = \frac{|y_s(t_0)|^2}{E[|y_n(t)|^2]} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f)S(f)\exp(j2\pi ft_0)df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \leq \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df}{N_0/2} = \frac{2E}{N_0} \quad (2-12)$$

可见，当且仅当满足(2-12)式时，有：

$$H(f) = K_1 S^*(f) \exp(-j2\pi ft_0) \quad (2-13)$$

式(2-13)中等号成立时滤波器最大输出信噪比为： $SNR_m = \frac{2E}{N_0}$ 。

对实信号 $s(t)$ 而言应满足关系式 $S^*(\omega) = S(-\omega)$ ，经傅立叶逆变换可得：

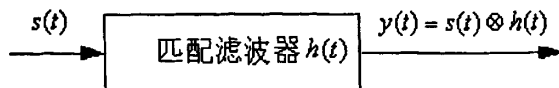
$$h(t) = K_1 s(t_0 - t) \quad (2-14)$$

式(2-13)是输出最大信噪比时，滤波器的传递函数与输入信号频谱之间所应该满足的关系，而式(2-14)是滤波器的冲激响应与输入信号时域波形之间应满足的关系。满足以上时域和频域关系的线性滤波器称为匹配滤波器。即除了常数 K_1 和线性相位因子 $\exp(-j2\pi ft_0)$ 之外，匹配滤波的频率特性恰好是输入信号频谱的共轭，其冲激响应由所需匹配的信号唯一确定，并且是该信号的共轭镜像。匹配滤波对输入信号 $s(t)$ 完成相关运算。由于 $h(t)$ 与 $s(t)$ 具有强烈的相关特性，在 $t=t_0$ 时刻，信号各频率分量同相叠加可得到与信号能量相关的最大输出。而输入噪声是随机的，各频率分量与滤波器频率响应 $H(f)$ 间没有确定关系，其输出功率只能是统计平均的结果。匹配滤波器的这种相关运算特性，决定了它对平稳白噪声中确知信号的检测具有最佳检测能力，是以输出信噪比最大为准则的最佳接收机。

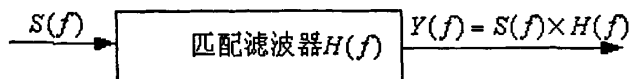
随着数字技术和大规模集成电路技术的飞速发展，数字脉冲压缩技术以其性能稳定、抗干扰能力强、控制方式灵活和硬件系统更小型化等优点，基本取代了早期的模拟脉压技术，成为现代雷达脉冲压缩系统的主要方法^[3,26,27]。

数字脉压首先要将模拟信号转化为数字信号，然后进行脉冲压缩处理。数字

脉冲压缩处理又可分为两种方法实现，即时域脉冲压缩处理和频域脉冲压缩处理。两种方案的原理框图如图 2.1 所示。其中 \otimes 表示卷积运算。



(a) 时域脉冲压缩框图



(b) 频域脉冲压缩框图

图 2.1 时域与频域脉冲压缩框图

时域脉冲压缩采用 FIR 滤波，通过对两个有限长序列进行线性卷积而实现脉冲压缩处理，滤波器复相关运算量随着信号时宽的增加而显著增加。频域数字脉冲压缩处理系统基于高效快速傅立叶变换器件，通过将两个进行线性卷积的有限长序列的 FFT 相乘，并将其乘积反变换至时域而获得脉冲压缩输出结果^[4]。两种方法的具体实现如图 2.2 和图 2.3 所示。

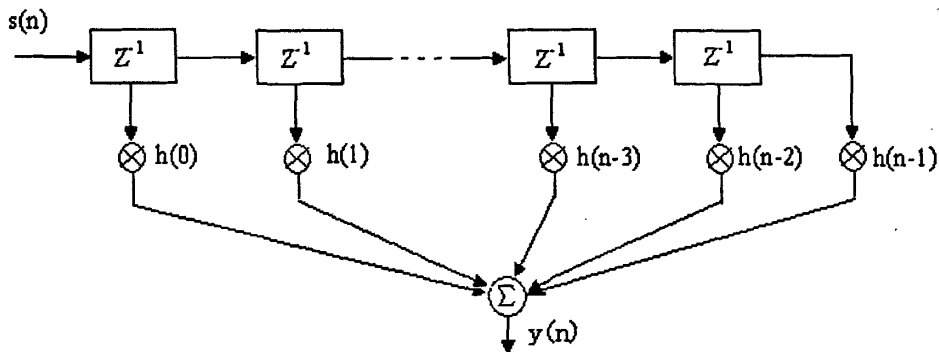


图 2.2 时域脉冲压缩 FIR 滤波器结构实现

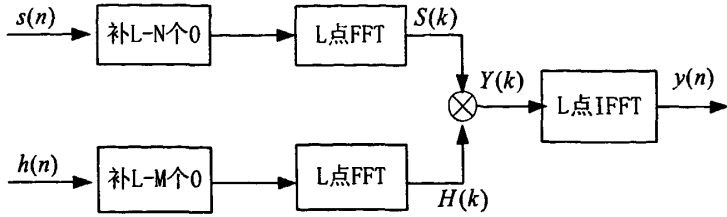


图 2.3 频域脉冲压缩快速卷积法实现

2.3 本章小结

本章首先简单地介绍了脉冲压缩的基本理论、实现方法以及压缩条件，阐明了脉冲压缩技术在现代雷达信号处理中的重要意义。其次，详细介绍了在脉冲压缩技术中以输出信噪比最大为准则的最佳滤波器—匹配滤波器。最后，介绍了脉冲压缩的数字实现，数字脉冲压缩分为时域和频域两种方式。

第三章 线性调频信号的脉冲压缩

线性调频信号, 又称为 chirp 信号, 波形的产生比较容易, 因此是研究最早应用广泛的脉冲压缩信号。该信号的突出优点是对多普勒频移不敏感, 即具有较大频移的回波信号通过匹配滤波器后仍能得到较好的脉冲压缩性能, 并且输出响应会出现与多普勒频移成正比的附加时延, 利用这一特性可以简化信号处理系统的设计。

但 LFM 信号主要缺点是信号在匹配滤波后输出信号的旁瓣较高, 第一旁瓣相对于主瓣为-13.2dB, 无法满足实际的需要。为了压低旁瓣通常会进行失配处理, 即级联一个抑制旁瓣的加权网络。在 LFM 信号脉压处理中, 为了抑制旁瓣而引入加权网络是有一定代价的: 首先会造成信号能量损失导致信噪比下降; 其次等效带宽变窄会引起主瓣展宽, 这在一定程度上降低了雷达系统的距离分辨率。为了解决以上问题, 可以针对不同时宽与带宽的 LFM 信号, 找到合适的特定加权窗, 以取得脉压的主副瓣比(RMS)、信噪比损失、主瓣展宽系数及多普勒频移影响大小等多项指标参数的折衷, 从而满足工程应用的实际要求^[28]。

本章将讨论 LFM 信号的时频特性, 并对采用以 Hamming 窗函数为代表的经典加权脉压处理的性能进行仿真分析。

3.1 线性调频信号的时域频域特性

线性调频矩形脉冲信号的表达式为:

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

其中 T 为脉冲宽度, u(t) 为信号复包络。

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

$$\text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (3-3)$$

其中 $K=B/T$ 为频率变化率, B 为频率变化范围, 即信号的带宽, f_0 为信号的中心频率。如果令 $f_0=0$, 得到零中频信号即基带信号, 而复信号的实部和虚部则分别构成两路正交信号。图 3.1 给出了 $T=360\mu\text{s}$, $B=1.5\text{MHz}$ 的 LFM 信号基带波形。

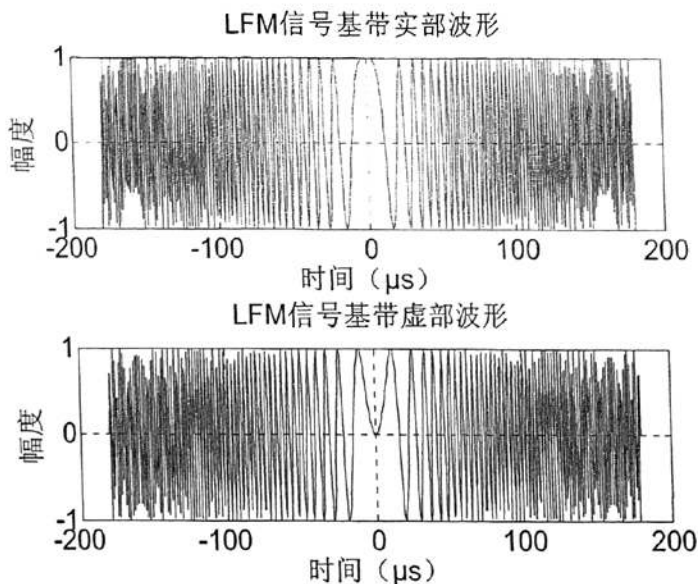


图 3.1 LFM 信号基带波形

信号的频谱可以通过对时域信号进行傅立叶变换得到:

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\pi K t^2} e^{-j2\pi f t} dt = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{\frac{j\pi f^2}{K}} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j\pi K (t - \frac{f}{K})^2} dt \quad (3-4)$$

化简上式, 信号的频域表达式为:

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{2KT}} \exp\left(-\frac{j\pi f^2}{K}\right) \{[c(U_1) + c(U_2)]^2 + j[s(U_1) + s(U_2)]^2\} \quad (3-5)$$

其中 $c(U)$ 和 $s(U)$ 为菲涅耳积分:

$$c(U) = \int_0^U \cos\left(\frac{\pi x^2}{2}\right) dx \quad (3-6)$$

$$s(U) = \int_0^U \sin\left(\frac{\pi x^2}{2}\right) dx \quad (3-7)$$

用 U_1 和 U_2 作为积分代换量:

$$U_1 = \sqrt{2K} \left(\frac{T}{2} - \frac{f}{K} \right) \quad (3-8)$$

$$U_2 = \sqrt{2K} \left(\frac{T}{2} + \frac{f}{K} \right) \quad (3-9)$$

因此, 信号的振幅谱和相位谱可由信号的频域表达式得到:

$$|S(f)| = \frac{1}{\sqrt{2KT}} \{[c(U_1) + c(U_2)]^2 + [s(U_1) + s(U_2)]^2\}^{\frac{1}{2}} \quad (3-10)$$

$$\theta(f) = -\frac{\pi}{K} f^2 + \arctan\left[\frac{s(U_1) + s(U_2)}{c(U_1) + c(U_2)}\right] = \theta_1(f) + \theta_2(f) \quad (3-11)$$

其中: $\theta_1(f) = -\frac{\pi}{K} f^2$, 称为平方相位项; $\theta_2(f) = \arctan\left[\frac{s(U_1) + s(U_2)}{c(U_1) + c(U_2)}\right]$, 称为残余

相位项。

由菲涅耳积分表达式可知, $|f|$ 越大则纹波幅值越大, 而 $K=B/T$ 越大时, 菲涅耳纹波越平缓。而当 $BT \gg 1$ 时, 振幅频谱将接近于矩形, 信号能量 95% 以上集中在 $-B/2 < f < B/2$ 范围内, 此时信号脉压处理的结果较理想^[1,2]。

$$|S(f)| \approx \frac{1}{\sqrt{KT}} = \frac{1}{\sqrt{B}} \quad (3-12)$$

$$\theta(f) \approx -\frac{\pi}{K} f^2 + \frac{\pi}{4} \quad (3-13)$$

图 3.2 和图 3.3 是两组不同时宽带宽积的 LFM 信号频谱, 由图可知 BT 越大, 信号的频谱越接近于矩形。

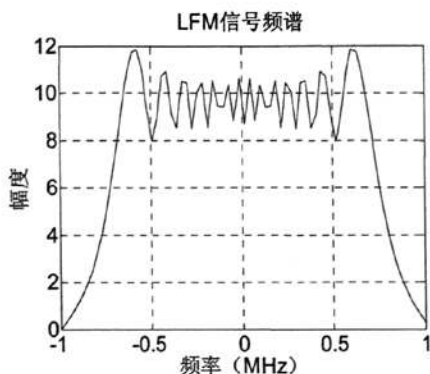


图 3.2 LFM 信号频谱图($BT=54$)

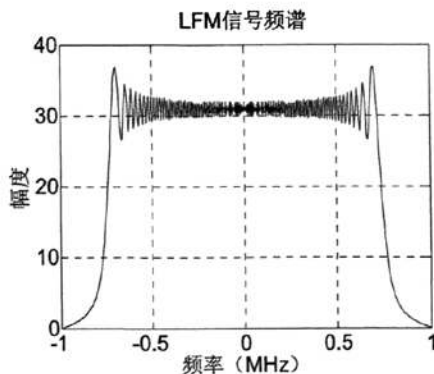


图 3.3 LFM 信号频谱图($BT=540$)

3.2 线性调频信号的脉冲压缩

通常当时宽带宽积 $BT > 30$ 时, 可近似地认为 LFM 矩形脉冲具有矩形振幅频谱和平方率相位谱, 可将式(3-13)略去常数项 $\pi/4$ 。于是匹配滤波器应具有矩形带通振幅特性 (中心频率为 f_0 , 通带宽度为 B) 及平方率相频特性^[1]:

$$\theta_H(f) = -\theta_1(f) = \frac{\pi}{K} f^2 \quad (3-14)$$

下面采用该匹配滤波器, 则其近似频率特性为:

$$H(f) = \exp\left(\frac{1}{K} j\pi f^2\right) \quad (3-15)$$

而匹配滤波器输出为:

$$Y(f) = S(f) * H(f) \quad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (3-16)$$

应该指出, 具有上述理想特性的滤波器是不可实现的, 实际滤波器的传输函数应为:

$$H(f) = \exp j(\pi f^2 / K + c_1 f + c_2) \quad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (3-17)$$

此处引入适当的常数 c_1 和 c_2 ，确保对所有频率滤波器的时延均为正。

假设滤波器输入端有信号：

$$s(t) = \exp j2\pi(f_d t + \frac{1}{2} K t^2) \quad |t| < \frac{T}{2} \quad (3-18)$$

其中， f_d 为多普勒频移，若采用式(3-15)所示的近似频率特性，根据式(3-16)则匹配滤波器输出信号的频谱为：

$$Y(f) = \exp(j\pi f^2 / K) \int_{-T/2}^{T/2} \exp j2\pi[(f_d - f)t + \frac{1}{2} K t^2] dt \quad (3-19)$$

最终时域可化简为：

$$y(t) = \sqrt{KT^2} \frac{\sin 2\pi(f_d + Kt)T/2}{2\pi(f_d + Kt)T/2} \exp[j2\pi(-\frac{1}{2} K t^2)e^{j\pi/4}] \quad (3-20)$$

而当 $f_d=0$ 时：

$$y(t) = \sqrt{KT^2} \frac{\sin \pi K t T}{\pi K t T} \exp[j2\pi(-\frac{1}{2} K t^2)e^{j\pi/4}] \quad (3-21)$$

将 LFM 信号经匹配滤波器输出信号特性总结如下^[29]：

(1) 输出信号具有 $\text{Sinc}(x) = \frac{\sin x}{x}$ 函数的形式，在主瓣的两侧存在一系列旁瓣。

第一旁瓣幅度比主瓣低 13.2dB，且旁瓣零点间的间隔为 $1/B$ 。通常规定顶点下-4dB 处的宽度为输出脉冲的宽度 τ ，其值约等于信号谱宽的倒数，即 $\tau=1/B$ 。

(2) 若输入脉冲幅度为 1，匹配滤波器在通带内传输系数为 1，则输出脉冲幅度为 $\sqrt{KT^2} = \sqrt{BT} = \sqrt{D}$ ，此处的 $D=BT=T/\tau$ 表示输入脉冲与输出脉冲的宽度比，称为压缩比。

(3) 输出信号时宽 τ ，输入信号时宽 T ，输出信号幅度 A_o ，输入信号幅度 A_i ，输出信号峰值功率 P_o ，输入信号峰值功率 P_i ，有如下关系：

$$D = \frac{T}{\tau} = \left(\frac{A_o}{A_i}\right)^2 = \frac{P_o}{P_i} = TB \quad (3-22)$$

(4) 输出信号载频为单一载频，这是因为匹配滤波器频谱特性与发射信号频谱实现了“相位共轭匹配”，消除了“相位色散”的结果。

3.3 线性调频脉冲压缩信号的距离旁瓣抑制

式(3-21)表明 LFM 信号通过匹配滤波器后，输出压缩脉冲的包络近似为 $\text{sinc}(x)$ 形状，其中最大的第一对旁瓣为主瓣电平的-13.2dB，其他旁瓣随其离主瓣的间隔 X 按 $1/X$ 的规律衰减，旁瓣零点间隔为 $1/B$ 。在多目标环境中，这些旁瓣可能埋没附近较小目标的主信号，从而引起目标丢失。为了提高分辨多目标的能力，必须采用旁瓣抑制（简称加权技术），对旁瓣进行抑制。加权可以在发射端、接收端

或收发两端进行，分别称为单向加权和双向加权。其方式可以在频率域或时间域上对幅度或者相位进行加权。此外，加权也可以在射频、中频或视频级中进行。但是为了使发射机工作在最佳工作状态，一般不在发射端进行加权^[1]。

3.3.1 线性调频脉冲压缩信号的频域加权方法

目前应用最广的是在接收端的中频级采用频率域幅度加权。其原理方框图示于图 3.4。

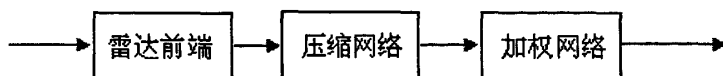


图3.4 频域加权处理方法

引入加权网络实质上是对信号进行失配处理，所以它不仅使旁瓣得到抑制，同时使输出信号包络主瓣幅度降低、宽度展宽。如何选择加权函数，这涉及到最佳准则的确定。考虑到信号波形和频谱的关系与天线激励和远场的关系具有本质上的共性，人们应用天线设计中的旁瓣抑制理论，提出多尔夫—切比雪夫函数作为最佳加权函数。但是这种理想的加权函数甚至其近似函数台劳函数都是难以实现的。我们只能在旁瓣抑制、主瓣加宽、信噪比损失、旁瓣衰减速度以及技术实现难易等几个方面折衷考虑，选择合适的加权函数，如海明(Hamming)加权函数、余弦平方、余弦立方、余弦四次方加权函数等。我们一般用下列一般形式表示加权函数：

$$W(f) = K_w + (1 - K_w) \cos^n\left(\frac{\pi f}{B}\right) \quad (3-23)$$

其中当 K_w 为常数，当 $K_w=0.08$ ， $n=2$ 时为海明加权。它是台劳加权函数的特例，即台劳函数中级数展开式只保留一项所得。当 $K_w=0.333$ ， $n=2$ 时为3:1锥比加权函数。而当 $K_w=0$ ， n 分别为2、3、4时可分别构成余弦平方、余弦立方、余弦四次方加权函数。

当 $BT \gg 1$ 时，设LFM脉冲经过匹配滤波器后，输出具有理想的矩形频谱 $|S(f)| = \sqrt{\frac{T}{B}} \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right)$ 的sinc波形，多普勒频移 $f_d=0$ 。若信号再通过一个加权网络，其传输函数为：

$$\begin{aligned}
 W(f) &= K_w + (1 - K_w) \cos^2 \left(\frac{\pi f}{B} \right) = K_w + (1 - K_w) \left[\frac{\cos \left(\frac{2\pi f}{B} \right) + 1}{2} \right] \\
 &= \frac{1 + K_w}{2} + \frac{(1 - K_w)}{4} \left[e^{\frac{j2\pi f}{B}} + e^{-\frac{j2\pi f}{B}} \right]
 \end{aligned} \quad (3-24)$$

根据傅氏变换的线性性质和时延性质, 不难得到经整理后得到输出信号的表达式为:

$$y(t) = \sqrt{\frac{T}{B}} [y_1(t) + y_2(t) + y_3(t)] \quad (3-25)$$

$$y_1(t) = \frac{1 + K_w}{2} B \operatorname{sinc}(Bt) \quad (3-26)$$

$$y_3(t) = \frac{1 - K_w}{4} B \operatorname{sinc}(Bt + 1) \quad (3-27)$$

$$y_3(t) = \frac{1 - K_w}{4} B \operatorname{sinc}(Bt - 1) \quad (3-28)$$

加权网络将引起以下性能指标的变化^[1]:

(1) 加权引起的信噪比损失, 以 Hamming 窗为例, 加权网络引起的信噪比损失为-1.34dB。

(2) 最大旁瓣与主瓣峰值之比受到加权窗函数的影响, 主副瓣比可具有一定程度的提高。以海明加权为例, 主副瓣比可达 42.56dB。

(3) -3dB 处主瓣展宽, 主瓣宽度会受到加权网络的影响而展宽, 以海明加权为例, -3dB 处主瓣加宽系数为 1.47。

3.3.2 线性调频脉冲压缩信号的时域加权方法

由于加权也可以在时间域上进行, 为此对匹配滤波器冲激响应直接进行加权, 当然此时滤波器已失配^[30], 其原理方框图如下图所示:

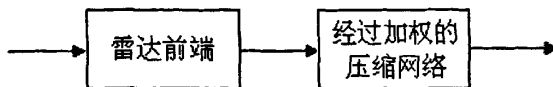


图3.5 时域加权处理方法

设匹配滤波器频率特性 $H(f) = \exp(-\frac{1}{K} j\pi f^2)$, 其时域冲激响应为 $h(t)$, $K=B/T$ 为频率变化率。时域加权系数为:

$$w(t) = K_w + (1 - K_w) \cos^2\left(\frac{\pi t}{T}\right) = K_w + (1 - K_w) \left[\frac{\cos(\frac{2\pi t}{T}) + 1}{2} \right] \quad (3-29)$$

$$= \frac{1 + K_w}{2} + \frac{(1 - K_w)}{4} \left[e^{\frac{j2\pi t}{T}} + e^{-\frac{j2\pi t}{T}} \right]$$

加权后的滤波器冲激响应为:

$$h'(t) = h(t) \times w(t) = h(t) \times \left\{ \frac{1 + K_w}{2} + \frac{(1 - K_w)}{4} \left[e^{\frac{j2\pi t}{T}} + e^{-\frac{j2\pi t}{T}} \right] \right\} \quad (3-30)$$

根据傅里叶变换的特性其传输函数为:

$$H'(f) = \frac{1 + K_w}{2} H(f) + \frac{(1 - K_w)}{4} \left[H(f - \frac{1}{T}) + H(f + \frac{1}{T}) \right] \quad (3-31)$$

由于输出的时域信号表达式为:

$$g'(t) = s(t) \otimes h'(t) \quad (3-32)$$

因此, 其输出信号的频谱为:

$$G'(f) = S(f) \times H'(f) \quad (3-33)$$

而当 $f_d = 0$ 时, 最终时域可化减为:

$$y'(t) = \sqrt{\frac{T}{B}} [y'_1(t) + y'_2(t) + y'_3(t)] \quad (3-34)$$

其中:

$$y'_1(t) = \frac{(1 + K_w)}{2} \frac{\sin \pi K t T}{\pi K t T} \exp[j2\pi(-\frac{1}{2} K t^2) e^{j\pi/4}] \quad (3-35)$$

$$y'_2(t) = \frac{(1 - K_w)}{4} \frac{\sin \pi T(Kt - t/T)}{\pi T(Kt - t/T)} \exp[j2\pi(-\frac{1}{2} K t^2 + t/T) e^{j\pi/4}] \quad (3-36)$$

$$y'_3(t) = \frac{(1 - K_w)}{4} \frac{\sin \pi T(Kt + t/T)}{\pi T(Kt + t/T)} \exp[j2\pi(-\frac{1}{2} K t^2 - t/T) e^{j\pi/4}] \quad (3-37)$$

为了进一步的分析, 以时宽带宽积分别为 54、360 和 540 的 LFM 信号为例, 均采用时域加权及频域加权这两种方法进行旁瓣抑制, 并与直接匹配滤波得到的脉冲压缩结果进行比较, 得到的数据如表 3.1 所示。其中图 3.6~图 3.8 依次为 BT=360 的 LFM 信号未加权、频域加权和时域加权的时域脉冲压缩结果; 图 3.9~图 3.11 则为相应的频谱。

由仿真结果可知:

(1) 采用频域加权和时域加权的方法均可抑制旁瓣, 得到较高的主副瓣比, 并且时宽带宽积越大, 主副瓣比提高越大。但与此同时, 不论是频域加权还是时域加权, 都会造成一定的主瓣展宽和主瓣损失问题。

(2) 由表 3.1 可知, 采用时域加权的方法, 与频域加权相比, 能得到较高的主副瓣比。但与此同时, 对于时宽带宽积较小的信号, 频域加权造成的主瓣展宽和

主瓣损失小于时域加权；而在大时宽带宽积情况下，频域加权造成的主瓣展宽和主瓣损失却大于时域加权。

(3) 在实际运用中，我们可以根据信号的特点和具体的要求合理地选择旁瓣抑制的加权网络，从而得到满意的脉冲压缩性能。

表 3.1 LFM 信号脉冲压缩时域结果

BT 值	未加权		频域加权			时域加权		
	RMS (dB)	主瓣宽度 (μ s)	RMS (dB)	主瓣宽度 (μ s)	主瓣损失 (dB)	RMS (dB)	主瓣宽度 (μ s)	主瓣损失 (dB)
54	13.549	0.6686	34.333	0.9819	1.2724	37.1704	0.9967	1.3487
360	13.300	0.6701	41.762	0.9985	1.3504	42.535	0.9963	1.3450
540	13.287	0.6702	41.979	0.9963	1.3418	42.643	0.9963	1.3448

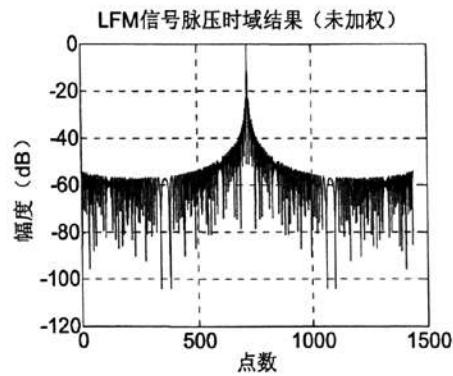


图 3.6 匹配滤波时域结果(未加权)

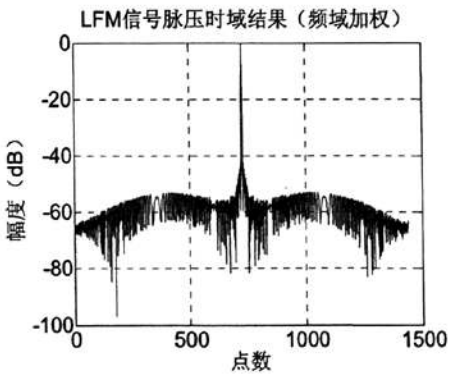


图 3.7 匹配滤波时域结果(频域加权)

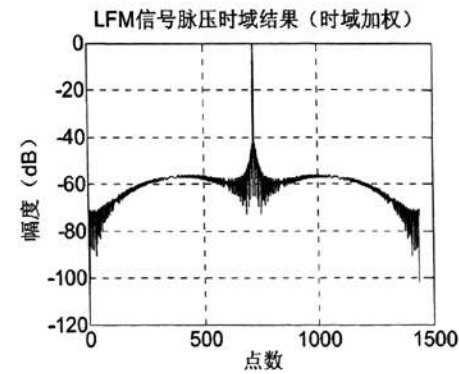


图 3.8 匹配滤波时域结果(时域加权)

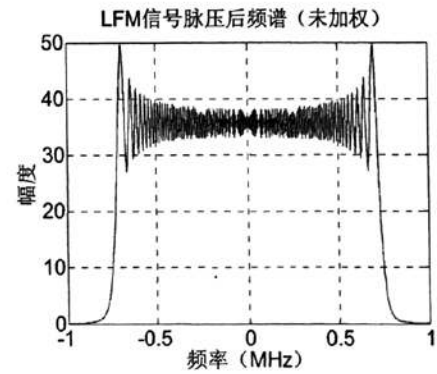


图 3.9 匹配滤波频域结果(未加权)

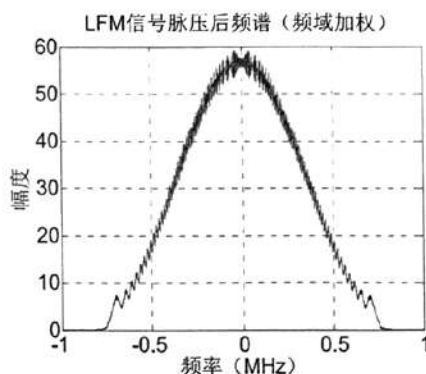


图 3.10 匹配滤波频域结果(频域加权)

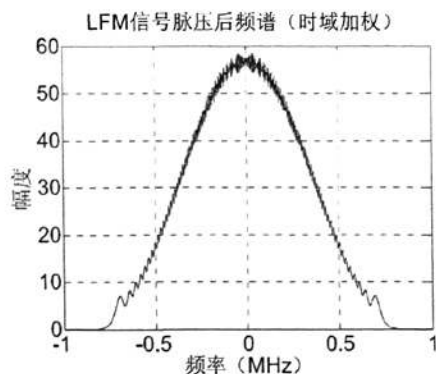


图 3.11 匹配滤波频域结果(时域加权)

3.4 本章小结

LFM 信号的产生和实现都比较简单,因此得到了广泛的应用。本章介绍了 LFM 信号的时域和频域特性,阐述了 LFM 信号通过匹配滤波器实现脉冲压缩的方法,并对所得到的脉冲压缩信号在主副瓣比、主瓣宽度、压缩比等方面的特性进行比较。由于对 LFM 信号直接进行匹配滤波得到的第一距离旁瓣较大无法满足实际的需要,通常会引入加权网络对旁瓣进行抑制。本章详细介绍了频域加权 and 时域加权的两种方法,并对它们所得到的脉冲压缩结果进行了分析。两种加权方法均能够抑制旁瓣,但同样会引起不同程度的主瓣损失和主瓣展宽问题,因此在实际运用中需要根据各方面的性能指标进行折衷考虑。

第四章 非线性调频信号的波形设计及脉冲压缩

LFM 信号因为其易于产生而应用广泛,但由于主副瓣比较低需要通过引入加权窗函数来抑制旁瓣,由此带来了信噪比降低和主瓣展宽等问题。为解决以上问题,人们开始研究 NLFM 信号。在 LFM 信号的基础上,改变信号频谱,使其经过匹配滤波器即可得到较低的旁瓣,甚至不需要加权网络来抑制旁瓣,使得信噪比损失和分辨率下降等问题有所改善。因此,在对信噪比损失有严格要求的情况下,采用 NLFM 信号进行脉压处理,是一种行之有效的途径。由于产生和处理的复杂性,早期这类信号没有得到广泛应用。现在,随着数字电子技术的发展, NLFM 信号也开始广泛应用于现代雷达系统中^[13]。

本章主要讨论 NLFM 信号的设计原理及特性。NLFM 信号波形的综合是一个比较复杂的过程,实际中通常运用的是近似的方法,其中较经典的是根据设计信号的自相关函数,利用逗留相位原理来设计波形。

4.1 逗留相位原理

对以下两个定积分进行分析^[1]:

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

其中幅度函数 $a(t)$ 和相位函数 $\varphi(t)$ 都是 t 的慢变化函数, P 是一个很大的正数。由于这些特点,上式中被积函数在绝大部分积分域内表现为快速振荡的形式,正负两半周的面积几乎相等。只是在所谓的相位逗留点 ($\varphi'(t) = 0$ 点) 的邻域是例外,在那里,振荡的频率趋于 0。因此,积分值取决于相位逗留点邻域内的积分值,这个结果即一般所称的逗留相位原理。同样,该说法也适用于如下定积分:

$$I(P) = I_c(P) + jI_s(P) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{jP\varphi(t)} dt \quad (4-2)$$

设 $\varphi(t)$ 仅有一个相位逗留点 $t=t_0$, 则有:

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

将 $\varphi(t)$ 在 $t=t_0$ 点的领域作台劳级数展开,并取前三项,于是近似有:

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

代入式(4-2)后有:

$$I(P) = \int_{-\infty}^{\infty} a(t) e^{jP\varphi(t)} dt \approx a(t_0) e^{jP\varphi(t_0)} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j\frac{P}{2}\varphi''(t_0)(t-t_0)^2} dt \quad (4-5)$$

由于有泊松积分(Poisson)公式:

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

应用于式(4-5), 则可得到:

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

式中, 当 $\varphi''(t_0) > 0$ 时取“+”号; $\varphi''(t_0) < 0$ 时取“-”号。

如果将逗留相位原理应用到如下的傅立叶反变换积分式中来:

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

此处相位函数为:

$$\beta(f) = 2\pi ft + \theta(f) \quad (4-9)$$

由此得到:

$$\beta'(f) = 2\pi t + \theta'(f) \quad (4-10)$$

根据“逗留相位原理”的定义, 由式(4-4)可得在相位逗留点($f = \lambda$)存在如下关系:

$$\begin{aligned} \beta'(f)|_{f=\lambda} &= 0 \\ \theta'(\lambda) &= -2\pi t \end{aligned} \quad (4-11)$$

或

$$t = -\frac{1}{2\pi} \theta'(\lambda) \quad (4-12)$$

将积分方程式(4-10)中得相位函数 $\beta(f)$ 在相位逗留点($f = \lambda$)展成台劳级数, 略去二阶以上各项, 根据逗留相位原理, 式(4-8)可化为下列近似表达式:

$$u(t) \approx \sqrt{2\pi} \frac{U_m}{\sqrt{|\theta''(\lambda)|}} e^{j[2\pi\lambda t + \theta(\lambda) \pm \pi/4]} \quad (4-13)$$

式中“+”号对应于 $\varphi''(\lambda) > 0$ 时, “-”对应于 $\varphi''(\lambda) < 0$ 时。由上式不难得到信号的振幅函数:

$$|u(t)| \approx \sqrt{2\pi} \frac{U_m(\lambda)}{\sqrt{|\theta''(\lambda)|}} \quad (4-14)$$

和相位函数:

$$\varphi(t) \approx 2\pi\lambda t + \theta(\lambda) \pm \pi/4 \quad (4-15)$$

应该指出, 问题没有完全解决, 式(4-14)和式(4-15)中仍包含变量 λ , 还需根据式(4-12)求出 λ 和 t 的函数关系。限定信号包络为矩形, 于是由式(4-14)可得:

$$\theta''(\lambda) = K U_m^2(\lambda) \quad (4-16)$$

或

$$\theta(f) = K \int_{-\infty}^f \int_{-\infty}^x U_m^2(y) dy dx \quad (4-17)$$

根据群延时的定义, 由式(4-17)可得:

$$T(f) = -\theta'(f)/2\pi = K_T \int_{-\infty}^f U_m^2(x) dx \quad (4-18)$$

其中 K_T 为常数。由于 $U_m^2(f)$ 总是正数, 上式表明 $T(f)$ 是个单调函数, $T(f)$ 是随频率单调增长还是下降由 K_T 的符号决定。

将式(4-17)代入式(4-8)可得:

$$Ae^{j\varphi(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} U_m(f) \exp \left[jK \int_{-\infty}^f \int_{-\infty}^x U_m^2(y) dy dx \right] e^{j2\pi ft} df \quad (4-19)$$

上式表明, 只要求出 $\varphi(t)$ 的表达式, 即可完成波形设计的任务。为此将式(4-15)对 t 微分, 得到:

$$\varphi'(t) \approx 2\pi\lambda + \left[2\pi t + \frac{d\theta(\lambda)}{d\lambda} \right] \frac{d\lambda}{dt} \quad (4-20)$$

考虑到关系式(4-12), 上式可化为:

$$\varphi'(t) \approx 2\pi\lambda \quad (4-21)$$

按照瞬时频率的定义 $f(t) = \varphi'(t)/2\pi$, 式(4-19)还可以改写成:

$$f(t) \approx \lambda \quad (4-22)$$

上式说明, t 时刻的瞬时频率近似等于“相位逗留点”的频率 λ 。根据“逗留相位原理”的定义, λ 和 t 的关系为:

$$t = -\frac{1}{2\pi} \theta'(\lambda) \quad (4-23)$$

而根据群延时的定义 $T(f) = -\theta'(f)/2\pi$, 上式可改写成为:

$$t = T(\lambda) \quad (4-24)$$

将式(4-23)代入式(4-24)即得:

$$f[T(\lambda)] \approx \lambda \quad (4-25)$$

或

$$T(\lambda) = f^{-1}(\lambda) \quad (4-26)$$

也就是说, 群延时和瞬时频率之间近似为反函数关系。如上文所指出, 群延时是频率的单调函数, 可见频率将是时间的单调函数。

最后由式(4-23)和式(4-24)得到:

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

由此得到:

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

或

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t T^{-1}(x) dx \quad (4-29)$$

至此, 我们得到了一种应用“相位逗留法”的波形设计方法。现将设计步骤归纳如下: 首先按照给定的二维模糊函数, 通过傅立叶变换求出信号的频谱 $U_m^2(f)$, 如果限定信号的包络为矩形, 则可由(4-18)求出 $T(f)$, 最后由式(4-29)求出 $\varphi(t)$ 的表达式, 从而设计出信号波形。

4.2 非线性调频信号的波形设计

NLFM 信号的设计主要有两种方法, 本文中主要研究的是窗函数反求法。假设 NLFM 信号 $s(t)=a(t)\exp[j\theta(t)]$ 的频谱为 $S(\omega)$, 对应的匹配滤波器传递函数为 $S^*(\omega)$, 则脉压输出信号 $y(t)$ 的频谱为:

$$F[y(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \exp(-j\omega t) dt = S(\omega) S^*(\omega) = |S(\omega)|^2 \quad (4-30)$$

如果选择某种窗函数 $W(\omega)$ 作为脉压输出信号的频谱, 那么也就确定了脉压输出信号, 同时保证了脉压输出有足够低的旁瓣电平。

根据逗留相位原理^[1]有:

$$\theta''(\omega) \approx -\frac{|S^2(\omega)|}{a^2(t)} \quad (4-31)$$

假设发射信号的包络为矩形。即 $a(t)=1$ ($0 \leq t \leq T$), 根据信号功率谱 $|S(f)|^2$ 和所选定的某种窗函数 $W(f)$ 来设计信号, 由式(4-30)可得

$$\theta''(f) = -2\pi |S^2(f)| = -2\pi W(f) \quad (4-32)$$

由式(4-32)可得 NLFM 信号的群延时 $T(f)$ 为:

$$T(f) = -\theta'(f)/2\pi = K_T \int_{-\infty}^f W(x) dx \quad (4-33)$$

其中 K_T 为常数。

对式(4-33)求反函数, 可以求得 NLFM 信号的调频函数 $f(t)$:

$$f(t) = T^{-1}(f) \quad (4-34)$$

对于简单的函数是容易求出其反函数的, 但对于解析式复杂的函数来说, 求其反函数需要借助数值分析的方法。

以 Hamming 窗为例, 其函数表达式为:

$$W(f) = 0.54 + 0.46 \cos(2\pi f / B) \quad (4-35)$$

由式(4-34)和式(4-35)可得:

$$T(f) = 0.54kf + (0.27kB/\pi) \sin(2\pi f / B) \quad -B/2 \leq f \leq B/2 \quad (4-36)$$

令 $T(f) \big|_{f=B/2} = T/2$, 则常数 $K_T = (T/B)/0.54$, 代入式(4-36)得:

$$T(f) = (T/B)f + (0.426T/\pi) \sin(2\pi f / B) \quad -B/2 \leq f \leq B/2 \quad (4-37)$$

这种方法得到的信号调频斜率为 S 形曲线, 因此这种 NLFM 信号也称作 S 形 NLFM 信号。

以时宽为 $360\mu\text{s}$ ，带宽为 1.5MHz ，采用 Hamming 窗函数进行设计的 NLFM 信号为例，下面给出仿真结果：

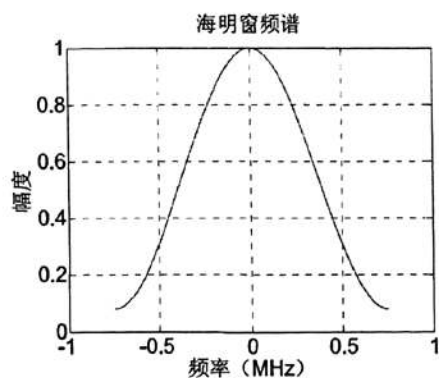


图 4.1 Hamming 窗函数的频谱

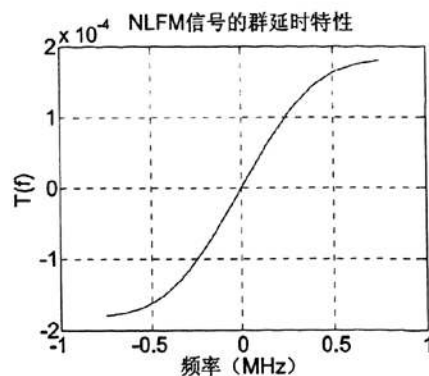


图 4.2 NLFM 信号的群延时

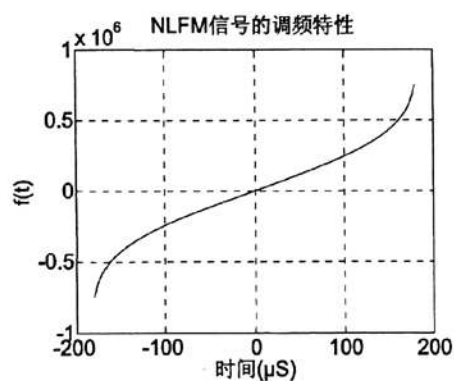


图 4.3 NLFM 信号的调频特性

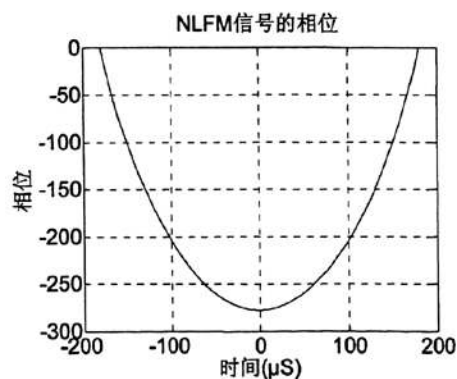


图 4.4 NLFM 信号的相位

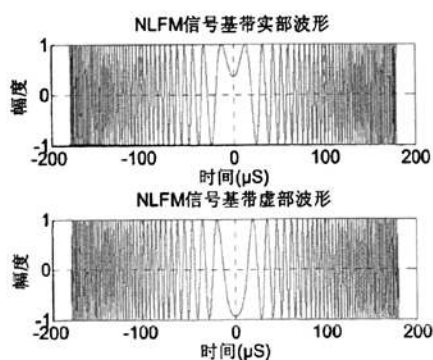


图 4.5 NLFM 信号的波形

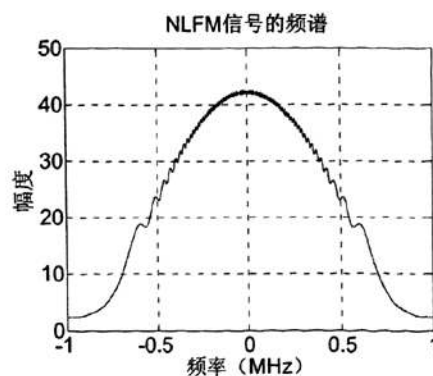


图 4.6 NLFM 信号的频谱

4.3 非线性调频信号脉冲压缩

理想的雷达信号要求具有大的时宽带宽积，因为按照雷达信号分辨理论，在保证一定信噪比并实现最佳处理的前提下，测量精度和分辨力对信号形式的要求完全一致。测距精度和距离分辨力主要取决于信号的频率结构，它要求信号具有大的带宽；而测速精度和测速分辨力取决于信号的时间结构，它要求信号具有大的时宽^[9]。脉冲压缩雷达采用宽脉冲发射以提高发射的平均功率，保证足够大的作用距离；而接收时采用相应的脉冲压缩算法获得窄脉冲，以提高距离分辨率，较好地解决了雷达作用距离与距离分辨率之间的矛盾。本章讨论的 NLFM 信号的脉冲压缩方法是匹配滤波和谱修正滤波。

4.3.1 非线性调频信号匹配滤波

通常对NLFM信号匹配滤波就能得到满意的效果。根据本文第二章所介绍的匹配滤波理论可知，时域的匹配滤波器为 $h(t)=K_1s(t_0-t)$ ，其中令 $K_1=1$ ， $t_0=0$ 。匹配滤波的方法是在时域对数据进行处理，实质就是雷达回波序列 $s(n)$ 与匹配滤波器的系数序列 $h(n)$ 做复数卷积运算，其具体算法如下：

$$y(n) = s(n) \otimes h(n) = \sum_{m=0}^{N-1} s(m)h(n-m) \quad (4-38)$$

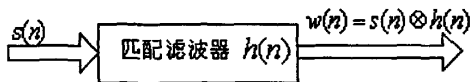


图4.7 NLFM信号匹配滤波脉压实现框图

基于同种窗函数设计的不同时宽带宽积的调频信号有着不同的脉压性能，基于不同种窗函数设计的相同时宽带宽积的调频信号脉压输出也有较大差别。

窗函数表达式为Hamming窗，Hanning窗，余弦四次方窗和Blackman窗时，数据可以得出几条明显的结论^[9]：

- (1) 基于Blackman窗函数设计的调频信号脉压输出有较低的第一距离旁瓣电平；
- (2) 基于Hamming窗函数设计的调频信号脉压输出有较窄的-4dB主瓣宽度；
- (3) NLFM信号对多普勒频率的敏感度要远远高于LFM加权信号；
- (4) 基于4种窗函数所设计的调频信号中，综合考虑-4dB主瓣宽度和第一距离旁瓣电平两种性能参数，则Hanning窗函数对应的调频信号脉压性能较差，Hamming窗和余弦4次方窗函数对应的调频信号脉压性能较好；

(5) 多普勒频率对-4dB主瓣宽度和第一距离旁瓣电平的影响不呈明显的规律性。

4.3.2 非线性调频信号谱修正滤波

作为逗留相位近似积分以及数值计算精度的问题使输出信号频谱和理想窗函数的频谱有一定差别。在该情况下,采用谱修正滤波的方法,可提高其检测性能。谱修正就是让输出后的频谱尽量逼近所要求的理想窗函数,或是综合考虑输出信号的各项性能指标适当调整加权窗形状,以获得更加满意的效果^[4,20]。

谱修正滤波器的传递函数可表达为:

$$H(f) \times S(f) = W(f) \quad (4-39)$$

其离散傅立叶形式可表达为:

$$H(k) \times S(k) = W(k) \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (4-40)$$

其中, $H(k)$ 为欲求得的谱修正滤波器系数, $S(k)$ 为信号的离散傅立叶变换。 $W(k)$ 为理想窗函数的理想采样值, 中心权值为 $W(0)$, 且有 $W(k) = W(N-k)$, $k \leq (N/f_s)(B/2)$ 。当 $k > (N/f_s)(B/2)$ 时, $W(k) = W(N-k) = 0$ 。则谱修正滤波器的离散傅立叶变换为:

$$H(k) = \frac{W(k)}{S(k)} \quad (4-41)$$

对 $H(k)$ 做逆傅立叶变换得到其时域谱修正滤波器系数 $h(n)$, 得到:

$$h(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H(k) e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \quad (4-42)$$

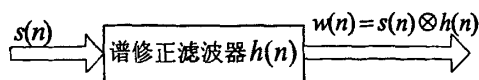


图4.8 NLFM信号谱修正脉压实现框图

以时宽为 $240\mu\text{s}$ 或 $360\mu\text{s}$, 带宽为 1.5MHz , 采用 Hamming 窗函数进行设计的 NLFM 信号为例, 表 4.1 给出仿真结果。图 4.9 和图 4.10 是时宽 $360\mu\text{s}$ 的 NLFM 信号匹配滤波及谱修正滤波后的时域结果。

由仿真结果可知:

(1) 在一定的时宽带宽积下, 选用不同的窗函数进行波形设计和脉冲压缩能得到不同的性能的脉压性能。例如, 采用 Hamming 窗函数可得到主瓣宽度较窄, 主副瓣比较低的脉压结果; 而 Blackman 窗函数可得到主副瓣比较高但主瓣宽度较宽的脉压结果。

(2) 在选用同种窗函数的情况下, 时宽带宽积越大, 两种脉压方法得到的脉压

结果的主副瓣比越高。但对于-4dB 处的主瓣宽度展宽, 在匹配滤波时会随着时宽带宽积的增大而减小; 而谱修正滤波的脉压结果则相反。

(3) 在相同的时宽带宽积并选用同种窗函数的情况下, 运用谱修正滤波器与直接采用匹配滤波的方法相比, 得到的脉压性能有一定程度的提高。主副瓣比有所提高, 而主瓣宽度变化较小, 但会有一定的主瓣损失。

(4) 在实际应用中应该根据要求, 合理地选用窗函数、时宽带宽积以及脉冲压缩滤波器, 从而得到更满意的结果。

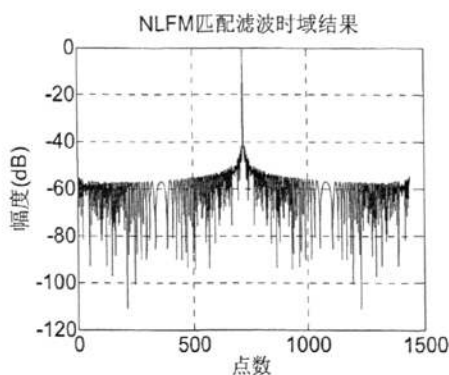


图 4.9 NLFM 信号匹配滤波脉压结果

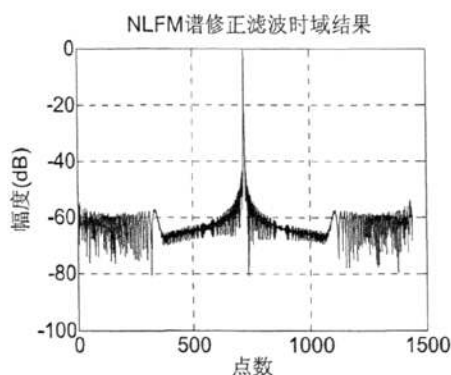


图 4.10 NLFM 信号谱修正滤波脉压结果

表 4.1 NLFM 信号的脉压结果

BT 值	窗函数	匹配滤波		谱修正滤波		
		RMS (dB)	主瓣宽度 (μ s)	RMS (dB)	主瓣宽度 (μ s)	主瓣损失 (dB)
360	Hamming 窗	41.177	0.9975	42.307	0.9922	0.0938
	Blackman 窗	41.046	1.1878	47.661	1.1848	0.0391
	Hanning 窗	38.455	1.0614	42.353	1.0597	0.0461
540	Hamming 窗	41.623	0.9959	43.176	0.9959	0.0772
	Blackman 窗	44.239	1.1868	49.308	1.1868	0.0283
	Hanning 窗	39.847	1.0609	43.698	1.0597	0.0335

4.4 本章小结

由于 NLFM 信号不需要引入加权网络, 直接采用匹配滤波即可得到较为满意的结果, 随着数字信号处理的发展, 开始广泛应用于现代雷达系统。本章重点介绍了基于逗留相位原理采用窗函数反求法设计 NLFM 信号的方法, 比较了采用不

同窗函数、时宽带宽积所设计的信号波形的脉冲压缩性能。进一步分析和比较了对 NLFM 信号进行匹配滤波及谱修正滤波所得结果的脉冲压缩性能。由仿真结果可知,在相同窗函数和时宽带宽积的条件下,采用谱修正滤波与匹配滤波相比,可以得到较高的主副瓣比和较窄的主瓣宽度,但会造成一定主瓣损失。在实际应用中需要根据要求,合理地选用窗函数、时宽带宽积等参数设计出信号波形及脉冲压缩滤波器,从而得到更满意的结果。

第五章 非线性调频信号波形及匹配滤波器的优化设计

NLFM 信号波形的产生是一个比较复杂的过程,目前在 NLFM 信号的波形综合过程中常采用近似的方法。在 NLFM 信号的产生和处理过程中,如果能合理地运用窗函数并进行组合优化,可一定程度上提高 NLFM 信号的脉冲压缩性能。鉴福升^[17]提出了 NLFM 波形设计中的组合窗优化法,基于两种(或多种)窗函数线性组合得到的组合窗函数设计出 NLFM 信号,该方法快速简单。

本章在鉴福升所提出的组合窗优化法^[17]的基础上,对其波形设计方法进行改进。此外,进一步提出了采用组合窗函数和失配窗函数对压缩滤波器进行优化设计的方法,仿真结果证明可以改善脉冲压缩性能。

5.1 组合窗函数在非线性调频信号波形优化设计中的运用

由鉴福升所提出的 NLFM 波形设计中的组合窗优化法^[17],其波形设计的思路为选用两种理想窗函数,并根据第四章中所阐述的窗函数反求法,分别得到调频函数 $f_a(t)$ 和 $f_b(t)$,采用常数 a 和 b 对其线性组合可得到新的调频函数 $f_{c1}(t)$:

$$f_{c1}(t) = \frac{a \times f_a(t) + b \times f_b(t)}{a + b} \quad (5-1)$$

则时域相位函数为:

$$\varphi_{c1}(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_{c1}(x) dx \quad (5-2)$$

得到时域相位函数后,可得 NLFM 信号。

在此基础上,我们提出一种新的组合窗函数的波形优化设计方法:首先由两种(或多种)窗函数线性组合得到的组合窗函数,基于逗留相位原理直接采用组合窗函数进行 NLFM 信号波形设计。假设组合窗函数的频谱为 $W_c(f)$,则:

$$W_c(f) = \frac{k_1 \times W_1(f) + k_2 \times W_2(f) + \dots + k_i \times W_i(f)}{k_1 + k_2 + \dots + k_i} \quad (5-3)$$

其中 $W_1(f), W_2(f), \dots, W_i(f)$ 为 i 种不同的理想窗函数频谱,同样 k_1, k_2, \dots, k_i 为常数,是组合窗函数的系数。我们以取两种理想窗函数进行线性组合为例,令 $k_1=a, k_2=b$,则组合窗函数的频谱为:

$$W_c(f) = \frac{a \times W_1(f) + b \times W_2(f)}{a + b} \quad (5-4)$$

其中 $W_1(f)$ 和 $W_2(f)$ 为两种理想窗函数的频谱,同样 a 和 b 为常数,是组合窗函数的系数。则根据窗函数反求法,信号的频谱为:

$$|S^2(f)| = W_c(f) = \frac{a \times W_1(f) + b \times W_2(f)}{a + b} \quad (5-5)$$

从而根据式(4-32)得到:

$$\theta''(f) = -2\pi W_c(f) \quad (5-6)$$

由式(4-33)可得 NLFM 信号的群延时 $T(f)$ 为:

$$T(f) = -\theta'(f)/2\pi = K_T \int_{-\infty}^f W_c(x) dx \quad (5-7)$$

其中 K_T 为常数。对式(5-7)求反函数, 可得 NLFM 信号的调频函数 $f_{c2}(t)$, 而时域相位函数为:

$$\varphi_{c2}(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f_{c2}(x) dx \quad (5-8)$$

得到时域相位函数后可得 NLFM 信号。

由于采用组合窗函数设计的 NLFM 信号的频谱是由两种窗函数线性组合得到的, 产生的 NLFM 信号的性能受到两种窗函数性能以及它们的系数的影响。因此我们可以通过选择合适的窗函数或组合窗函数系数来调整 NLFM 信号的性能。

下面对以上两种组合窗的波形优化设计进行仿真和比较。以时宽为 $360\mu s$, 带宽为 1.5MHz , 采用 Hamming 窗和 Blackman 窗的组合窗函数进行设计的 NLFM 信号为例, 得到的仿真结果如图 5.1~图 5.3 所示。

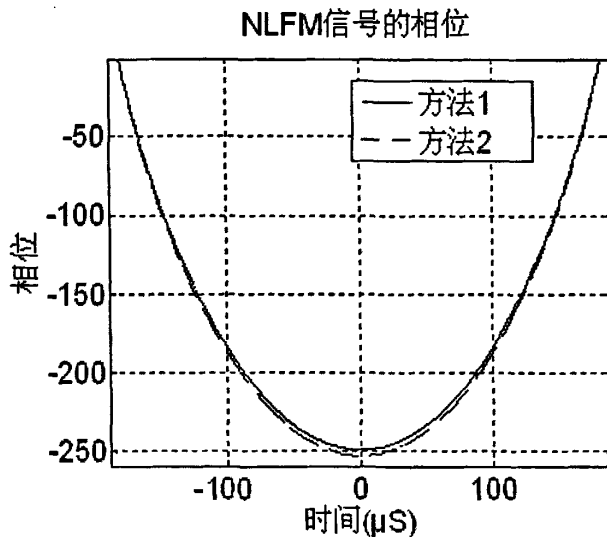


图 5.1 两种波形优化设计的 NLFM 信号相位比较

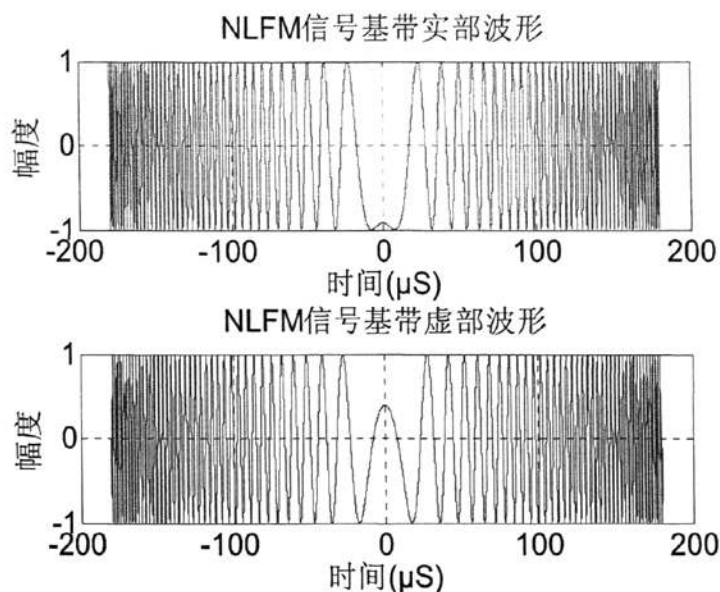


图 5.2 NLFM 信号波形 (组合窗优化方法 1)

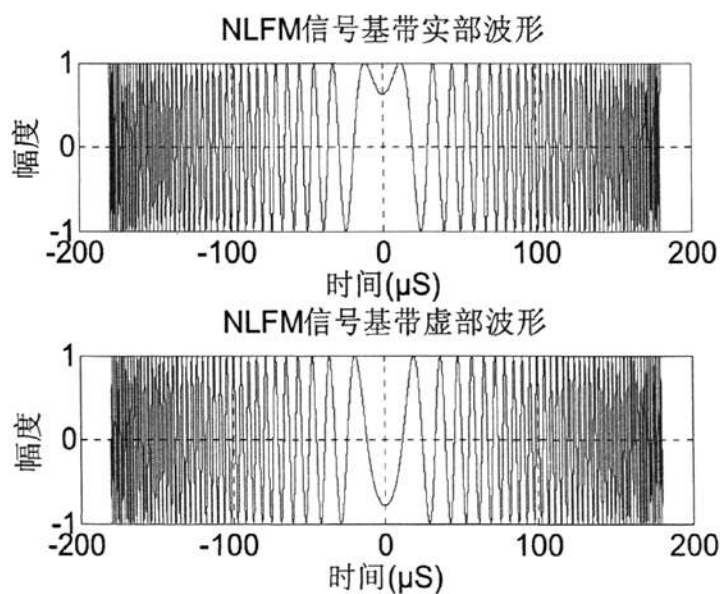


图 5.3 NLFM 信号波形 (组合窗优化方法 2)

由图 5.1~图 5.3 可知, 两种组合窗的波形优化设计所得到的 NLFM 信号波形有所不同, 而它们的脉冲压缩性能将在下一节中进行详细讨论。

5.2 组合窗函数在非线性调频信号谱修正滤波器设计中的运用

由于谱修正就是让输出后的频谱尽量逼近所要求的理想窗函数, 可以根据信号的特征、参数、信号处理的特定条件(如采样率等)使通过滤波器后的信号频谱逼近理想窗函数从而得到修正, 并可以综合考虑主副瓣比, 分辨力等输出信号的各项性能指标适当调整理想窗形状, 以获得更加满意的效果^[7]。评价窗函数的性能主要包括峰值旁瓣电平和主瓣展宽系数等^[8]。对于 NLFM 的雷达回波信号直接通过谱修正滤波器, 即可得到较好的脉冲压缩结果。在本章中, 我们讨论采用组合窗函数设计 NLFM 信号的波形, 并使其谱修正滤波器输出的频谱逼近设计波形所用的组合窗函数。

我们假设基于两种窗函数的组合窗设计 NLFM 信号 $s(t)=a(t)\exp[j\theta(t)]$, 为谱修正滤波器的输入雷达回波信号, 其频谱为 $S_c(f)$, 则根据式(5-5)有:

$$|S_c^2(f)| = S_c(f) \times S_c^*(f) = W_c(f) = \frac{a \times W_1(f) + b \times W_2(f)}{a + b} \quad (5-9)$$

我们将该组合窗作为频谱尽量逼近所要求的理想窗函数, 产生的谱修正滤波器系数, 有:

$$S_c(f) \times H_c(f) = W_c(f) = |S_c(f)|^2 \quad (5-10)$$

则由式(5-10)谱修正滤波器系数的离散傅立叶形式可表达为:

$$H_c(k) = \frac{W_c(k)}{S_c(k)} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5-11)$$

其中 $S_c(k)$ 为谱修正滤波器的输入雷达回波信号离散频域采样, 再对频域的谱修正系数 $H_c(k)$ 进行逆傅里叶变换, 得到时域系数 $h_c(n)$, $n=0, \dots, N-1$ 。

(一) 为了进一步比较本文所介绍的两种组合窗波形优化设计法, 我们选择时宽带宽积为 540 的 NLFM 信号, 分别选取 Hamming 窗和 Blackman 窗以及它们不同组合系数按照本文所介绍的两种组合窗优化法分别设计出 NLFM 信号波形, 并使这些 NLFM 信号分别进行匹配滤波及谱修正滤波, 得到的脉冲压缩结果如表 5.1 所示, 其中采用调频函数线性组合的为方法一, 窗函数进行线性组合的为方法二。

由表 5.1 可知: 采用调频函数线性组合与采用窗函数线性组合这两种波形优化方式得到的波形的性能有所不同。

(1) 采用两种方法得到的波形进行脉冲压缩, 可以得到用单一的一种窗函数所不能达到的脉冲压缩性能。随着窗函数种类及组合系数的变化, 得到的脉冲压缩结果与单一窗函数相比, 主副瓣比提高了 0.150~7.401dB, 而 -4dB 处的主瓣宽度展宽 0.028~0.118 μ s。

(2) 对所得的 NLFM 信号进行匹配滤波时, 在采用相同的窗函数及组合系数

的情况下，方法二得到的信号脉冲压缩后的结果与方法一得到的结果相比，主副瓣提高 0.870~3.829dB，而-4dB 处的主瓣宽度反而变窄。

(3) 对所得的 NLFM 信号进行谱修正滤波时，在采用相同的窗函数及组合系数的情况下，方法二得到的信号脉冲压缩后的结果与方法一得到的结果相比，主副瓣提高 1.044~2.172dB，而-4dB 处的主瓣宽度变化微小，并且主瓣损失减小 0.044~0.049 dB，其主瓣损失甚至可能低于采用单一窗函数设计的信号波形所得到的性能。

表 5.1 NLFM 信号谱修正脉压结果(两种方法)

BT=540		匹配滤波		谱修正滤波		
		RMS (dB)	主瓣宽度 (μs)	RMS (dB)	主瓣宽度 (μs)	主瓣损失 (dB)
单一窗函数	Hamming 窗	41.623	0.9959	43.176	0.9959	0.0772
	Blackman 窗	44.239	1.1868	49.308	1.1868	0.0283
组合窗 (方法 1)	a=3,b=1	42.683	1.0317	43.908	1.0241	0.1131
	a=1,b=3	42.815	1.1238	49.323	1.1128	0.0882
组合窗 (方法 2)	a=3,b=1	43.553	1.0252	44.952	1.0241	0.0682
	a=1,b=3	46.642	1.1144	51.495	1.1129	0.0392

综上所述，采用两种方法得到的波形进行脉冲压缩，可以得到用单一的一种窗函数所不能达到的脉冲压缩性能。但采用方法二相对与方法一而言，对波形进行优化设计能得到具有较优的脉压性能的 NLFM 波形，因此以下的仿真我们都采用窗函数线性组合的组合窗波形优化设计方法。

(二) 进一步比较对采用组合窗函数设计 NLFM 信号的波形进行匹配滤波与谱修正滤波的脉压性能。以时宽带宽积 540 的 NLFM 信号为例，分别取 Hamming 窗、Blackman 窗和 Hanning 窗以及它们的组合窗函数来设计波形(方法二)并进行匹配滤波和谱修正滤波，得到的脉冲压缩结果如表 5.2 所示。其中常数 a、b 和 c 分别为 Hamming 窗、Blackman 窗和 Hanning 窗这三种窗函数的组合系数。图 5.4~图 5.13 为采用不同的组合窗函数所得到的脉冲压缩结果。

表 5.2 采用多种组合窗的 NLFM 信号谱修正脉压结果(方法 2)

BT=540		匹配滤波		谱修正滤波		
		RMS (dB)	主瓣宽度 (μ s)	RMS (dB)	主瓣宽度 (μ s)	主瓣损失 (dB)
单一窗函数	Hamming 窗	41.623	0.9959	43.176	0.9959	0.0772
	Blackman 窗	44.239	1.1868	49.308	1.1868	0.0283
	Hanning 窗	39.847	1.0609	43.698	1.0597	0.0335
组合窗 (2 种)	组合窗 a=3,b=1,c=0	43.553	1.0252	44.952	1.0241	0.0682
	组合窗 a=1,b=3,c=0	46.642	1.1144	51.495	1.1129	0.0392
组合窗 (3 种)	组合窗 a=1,b=1,c=1	45.292	1.0620	50.258	1.0607	0.0430
	组合窗 a=3,b=1,c=1	45.346	1.0321	47.836	1.0309	0.0596
	组合窗 a=1,b=3,c=1	45.290	1.1013	52.085	1.0999	0.0345
	组合窗 a=1,b=1,c=3	43.399	1.0616	49.326	1.0605	0.0338

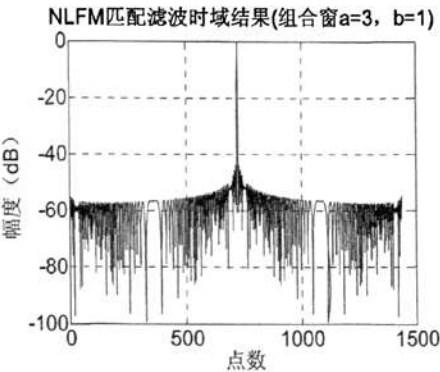


图 5.4 匹配滤波时域结果(组合窗 a=3,b=1)

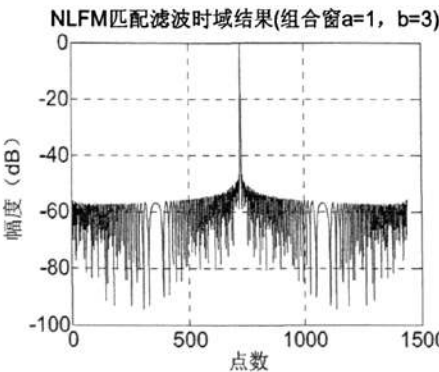


图 5.5 匹配正滤波时域结果(组合窗 a=1,b=3)

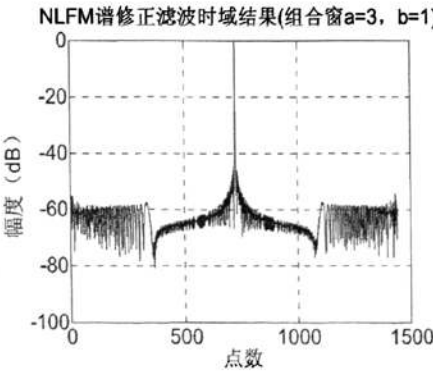


图 5.6 谱修正滤波时域结果(组合窗 a=3,b=1)

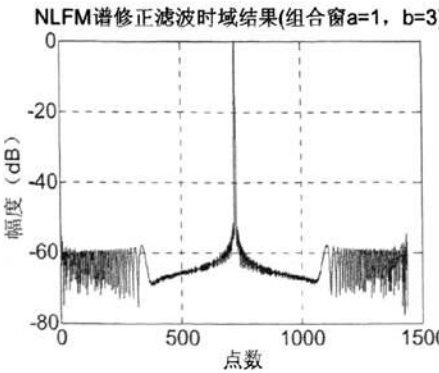


图 5.7 谱修正滤波时域结果(组合窗 a=3,b=1)

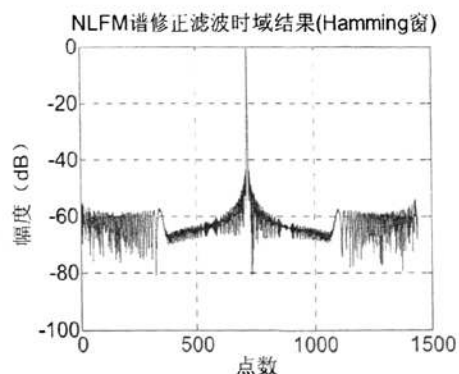


图5.8 谱修正脉压时域结果(Hamming窗)

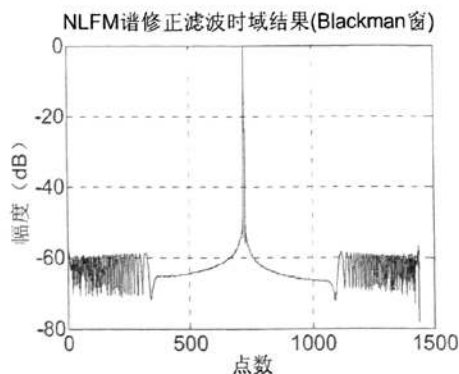


图5.9 谱修正脉压时域结果(Blackman窗)

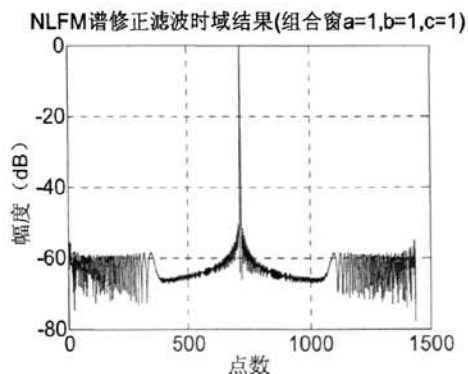


图5.10 谱修正滤波时域结果(组合窗 a=1,b=1,c=1)

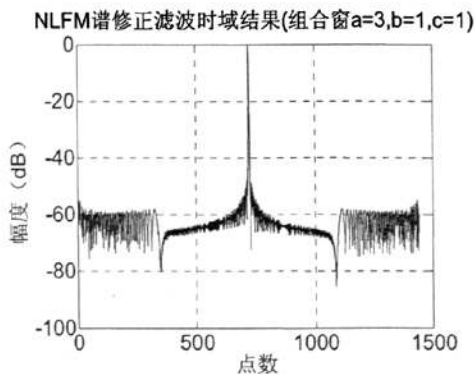


图5.11 谱修正滤波时域结果(组合窗 a=3,b=1,c=1)

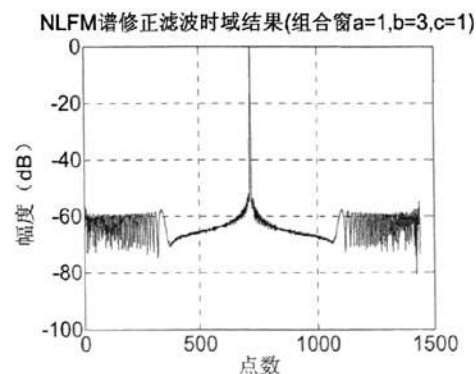


图5.12 谱修正滤波时域结果(组合窗 a=1,b=3,c=1)

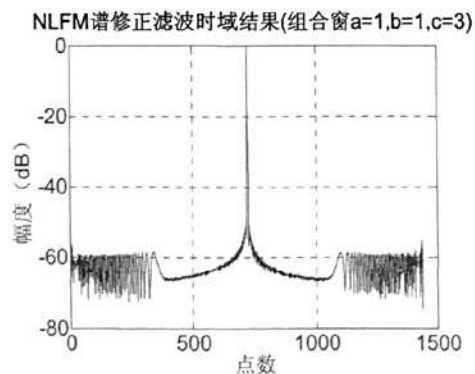


图5.13 谱修正滤波时域结果(组合窗 a=1,b=1,c=3)

由以上仿真结果可知:

(1) 采用组合窗函数来设计NLFM信号并进行匹配滤波和谱修正滤波, 都可以得到用单一的一种窗函数所不能达到的脉冲压缩性能, 但同等条件下谱修正滤波能得到综合性能更好的脉压结果。由表5.2数据可知, 对基于相同组合窗函数设计

的NLFM信号,采用谱修正滤波得到的脉冲压缩结果与匹配滤波相比,主瓣展宽变化微小而主副瓣比提高较大,但是有0.033~0.068dB的主瓣损失。以三种窗函数线性组合的情况为例,进行匹配滤波后得到的主副瓣比,与采用单一的Hamming窗时相比提高了1.8~3.7dB,但-4dB处主瓣展宽0.04~0.105 μ s;而进行谱修正滤波时,得到的主副瓣比提高了4.6~8.9dB,但-4dB处主瓣展宽0.03~0.104 μ s。此时主瓣损失为0.0338~0.0596dB,均小于采用单一的Hamming窗的情况。

(2) 当采用三种窗函数构成组合窗设计 NLFM 信号并进行谱修正滤波时,对信号和脉冲压缩性能的优化高于采用两种窗函数线性组合的情况。由表 5.2 数据可知,采用三种窗函数构成的组合窗设计的 NLFM 信号,可得到主副瓣比和主瓣宽度综合性能较优的脉冲压缩结果。

(3) 基于组合窗函数设计的 NLFM 信号具有构成组合窗的窗函数的综合特性,而组合参数可以调整每种窗函数对信号性能的影响程度。从仿真结果可知,采用两种窗函数时,当 a 大于 b , Hamming 窗对于脉冲压缩结果的影响较大,具有主副瓣比较低、主瓣展宽较小但主瓣损失较大的特性;反之,则是 Blackman 窗对于脉冲压缩结果的影响较大,主副瓣比较高、主瓣展宽较大但主瓣损失较小。而采用三种窗函数时亦然。因此通过改变组合参数 a 、 b 和 c ,就能调节每种窗函数对信号性能的影响,从而得到大量不同特性的新滤波器系数。

(4) 以上仿真只是以三种窗函数及其组合窗函数为例得到的结果。根据实际的需要综合考虑主副瓣比、主瓣宽度和主瓣损失,选择更多的窗函数与组合系数进行线性组合,可能得到更优的脉冲压缩结果。

5.3 非线性调频信号的失配窗谱修正滤波

谱修正方法使滤波器输出频谱尽量逼近所要求的理想窗函数,可以根据信号的特征、参数、信号处理的特定条件(如采样率等)对滤波后的频谱进行修正,或是综合考虑主副瓣比,分辨力等输出信号的各项性能指标适当调整加权窗形状,以获得更加满意的效果。评价窗函数的性能主要包括峰值旁瓣电平和主瓣展宽系数等^[31]。本文中,我们讨论的MSFMW算法,是基于一种窗函数产生的NLFM信号,而使其通过失配窗谱修正脉冲压缩后输出的频谱逼近另一种理想窗函数的滤波器设计方法。

我们假设基于Hamming窗产生NLFM信号 $s(t) = a(t) \exp[j\varphi(t)]$, 其频谱为 $S(f)$, 则根据式(5-5)有:

$$|S(f)|^2 = W_1(f) = 0.54 + 0.64 \cos(2\pi f / B) \quad (5-12)$$

其中 B 为信号带宽。我们仍以Hamming窗函数作为理想窗函数来产生谱修正系数,则根据谱修正算法有:

$$H_1(f) \times S(f) = W_1(f) = |S(f)|^2 \quad (5-13)$$

其中 $H_1(f)$ 为欲求得的谱修正滤波器的传递函数, 则其离散傅立叶形式可表达为:

$$H_1(k) = \frac{W_1(k)}{S(k)} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5-14)$$

如果我们采用另一窗函数Blackman窗, 作为频谱尽量逼近所要求的理想窗函数, 来产生失配窗谱修正滤波器系数, 则有:

$$H_2(f) \times S(f) = W_2(f) = 0.42 + 0.5 \cos(2\pi f / B) + 0.08 \cos(4\pi f / B) \quad (5-15)$$

因此, 欲求得的失配窗谱修正滤波器系数为:

$$H_2(k) = \frac{W_2(k)}{W_1(k)} \times \frac{W_1(k)}{S(k)} = K(k) \times H_1(k) \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5-16)$$

其中 $K(k) = \frac{0.42 + 0.5 \cos(2\pi \times \Delta f \times k / B) + 0.08 \cos(4\pi \times \Delta f \times k / B)}{0.54 + 0.64 \cos(2\pi \times \Delta f \times k / B)}$ 。比较式(5-14)和式

(5-16)可知, 失配窗谱修正滤波系数 $H_2(k)$ 相当于在常规谱修正系数 $H_1(k)$ 的基础上, 再乘上一组系数 $K(k)$, 该系数为两种窗函数频域值之比。因此脉冲压缩的结果会受到两种窗函数性能的影响。

再对频域的失配窗谱修正系数 $H_2(k)$ 做逆傅里叶变换, 得到时域系数 $h_2(n)$:

$$\begin{aligned} h_2(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [K(k) \times H_1(k)] e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left[\frac{0.42 + 0.5 \cos(2\pi \times \Delta f \times k / B) + 0.08 \cos(4\pi \times \Delta f \times k / B)}{0.54 + 0.64 \cos(2\pi \times \Delta f \times k / B)} \times H_1(k) \right] e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{0.42 + 0.5 \cos(2\pi \times \Delta f \times k / B) + 0.08 \cos(4\pi \times \Delta f \times k / B)}{0.54 + 0.64 \cos(2\pi \times \Delta f \times k / B)} e^{j \frac{2\pi}{N} kl} \right) \times h_1(N-l) \right\} \\ &= k(n) \otimes h_1(n) \end{aligned} \quad (5-17)$$

其中 $n=0, 1, \dots, N-1$; $k(n)$ 为 $K(k)$ 的逆傅里叶变换, 与Hamming窗和Blackman窗有关。因此用时域系数 $h_2(n)$ 与信号进行卷积后, 脉冲压缩的结果会受到两种窗函数的影响。

为了进一步比较, 我们考虑对于基于一种窗函数产生的NLFM信号, 通过失配窗谱修正脉冲压缩的方法, 使其输出的频谱分别逼近多种理想窗函数; 以及对于基于不同种窗函数产生的NLFM信号, 使其输出的频谱逼近同一种理想窗函数时的情况。

以时宽带宽积360的NLFM信号为例, 基于Hamming窗、Hanning窗、3:1锥比加权窗、余弦四次方窗和Blackman窗设计的NLFM信号, 经过滤波后, 频谱分别逼近Hamming窗、Hanning窗、余弦四次方窗和Blackman窗, 所得到的仿真结果如表5.3所示。图5.14~图5.17为基于Hamming窗产生的NLFM信号, 使其输出后的频谱分别逼近不同的理想窗函数, 所得到的脉冲压缩结果。

表 5.3 NLFM 信号脉冲压缩结果

理想窗函数 产生信号的窗函数		Hamming 窗	Hanning 窗	余弦四次窗	Blackman 窗
Hamming 窗	RMS(dB)	43.176	46.197	42.688	57.328
	-4dB 主瓣宽度(μs)	0.9923	1.0597	1.0061	1.1846
	主瓣损失(dB)	0.0772	0.1194	0.0394	0.3807
Hanning 窗	RMS(dB)	38.571	43.698	38.439	52.284
	-4dB 主瓣宽度(μs)	0.9923	1.0597	1.0061	1.1847
	主瓣损失(dB)	0.8169	0.0335	0.5178	0.1623
3:1 锥比加权窗	RMS(dB)	42.951	46.754	48.405	57.197
	-4dB 主瓣宽度(μs)	0.9923	1.0596	1.0061	1.1846
	主瓣损失(dB)	0.3355	0.6273	0.3686	1.0479
余弦四次窗	RMS(dB)	42.313	46.044	42.055	56.737
	-4dB 主瓣宽度(μs)	0.9923	1.0597	1.0061	1.1846
	主瓣损失(dB)	0.1215	0.0960	0.0549	0.3475
Blackman 窗	RMS(dB)	37.353	40.984	36.536	49.308
	-4dB 主瓣宽度(μs)	0.9923	1.0598	1.0061	1.1848
	主瓣损失(dB)	1.8102	0.3235	1.3951	0.0283

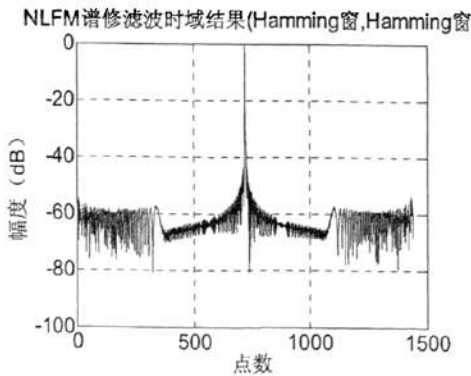


图 5.14 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗,Hamming 窗)

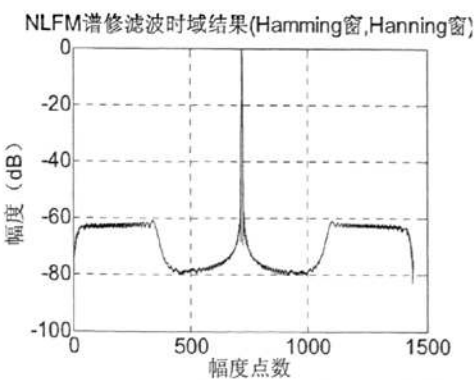


图 5.15 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗,Hanning 窗)

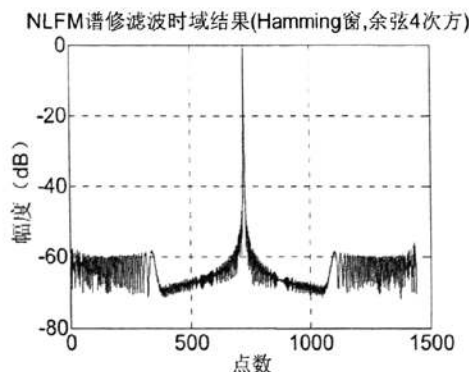


图 5.16 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗,余弦 4 次窗)

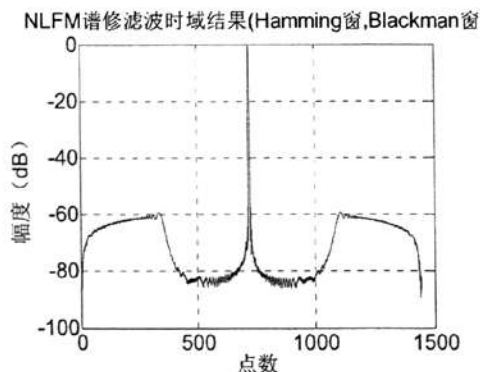


图 5.17 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗,Blackman 窗)

由仿真结果可知:

(1) 基于一种窗函数产生 NLFM 信号, 采用 MSFMW 算法进行脉冲压缩, 使其输出后的频谱分别逼近不同性能的理想窗函数, 这种情况下, 主副瓣比和-4dB 处的主瓣宽度都会随之发生改变, 而且变化较大。

(2) 基于多种窗函数产生 NLFM 信号, 而采用同一种理想窗函数产生的失配窗谱修正滤波器系数进行脉冲压缩时, 主副瓣比会随之发生较大改变; 但-4dB 处的主瓣宽度变化微小。这说明-4dB 处的主瓣宽度主要受到输出频谱所尽量逼近的理想窗函数的影响; 而主副瓣比则主要受到设计 NLFM 信号所采用的窗函数的特性的影响。从这个角度来看, 有些组合得到较好的脉冲压缩效果, 如基于 3:1 锥比加权窗设计的信号和采用余弦 4 次窗作为理想窗函数产生的系数这一组合, 与采用单一的余弦 4 次窗进行常规谱修正脉冲压缩相比, 主副瓣比提高了 6.350dB, 而-4dB 处的主瓣宽度基本不变。

(3) 采用 MSFMW 算法, 可以产生匹配谱修正所不能达到的脉冲压缩结果。例如, 基于 Hamming 窗函数设计的信号采用 Blackman 窗函数进行失配谱修正后, 得到主副瓣比甚至最高可达 57.328dB。这与采用单一的 Blackman 窗函数相比, 提高了 8.020dB, 主瓣宽度基本不变, 但主瓣损失增加了 1.020dB。在实际应用中可以根据需要, 通过合理地选择信号产生窗和失配理想窗进行失配窗谱修正脉冲压缩, 以达到较优的效果。

(4) 以上只是采用五种常规的窗函数分别组合的 MSFMW 算法所得到的结果, 如果采用更多的窗函数进行搭配组合, 可能得到更优的脉冲压缩结果。

5.4 基于组合窗函数的非线性调频信号失配窗谱修正滤波

失配窗谱修正滤波采用不同的窗函数将信号产生和压缩滤波分别设计从而利

用两种窗函数的特点分别调整脉冲压缩的性能。但在两种窗函数都确定的情况下,采用MSFMW算法对脉冲压缩性能的调节和优化具有一定的局限性。

在 NLFM 信号的失配窗谱修正脉冲压缩方法的基础上,针对 MSFMW 算法的局限性提出了采用组合窗函数的方法,即我们利用一种窗函数设计 NLFM 信号,而使谱修正滤波器的输出频谱逼近于组合窗函数,从而可以通过改变组合窗系数进一步改善脉冲压缩的性能。

我们假设基于Hamming窗产生NLFM信号 $s(t) = a(t) \exp[j\phi(t)]$, 其频谱为 $S(f)$, 则根据式(5-5)有

$$|S(f)|^2 = W_1(f) = 0.54 + 0.64 \cos(2\pi f / B) \quad (5-18)$$

其中B为信号带宽。我们仍以Hamming窗函数作为理想窗函数来产生谱修正系数, 则有:

$$H_1(f) \times S(f) = W_1(f) = |S(f)|^2 \quad (5-19)$$

则其离散傅立叶形式可表达为:

$$H_1(k) = \frac{W_1(k)}{S(k)} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5-20)$$

如果我们采用另一窗函数Blackman窗, 作为频谱尽量逼近所要求的理想窗函数, 来产生失配窗谱修正滤波器系数, 则有:

$$H_2(f) \times S(f) = W_2(f) \quad (5-21)$$

如果采用Hamming窗和Blackman窗的组合窗函数, 作为频谱尽量逼近所要求的理想窗函数, 产生组合失配窗谱修正系数, 则有:

$$H_3(f) \times S(f) = W_c(f) = \frac{a \times W_1(f) + b \times W_2(f)}{a + b} \quad (5-22)$$

其中a和b为常数, $W_2(f) = 0.42 + 0.5 \cos(2\pi f / B) + 0.08 \cos(4\pi f / B)$, 可得:

$$H_3(k) = \frac{W_c(k)}{W_1(k)} \times \frac{W_1(k)}{S(k)} = K_1(k) \times H_1(k) \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5-23)$$

或:

$$H_3(k) = \frac{W(k)}{W_2(k)} \times \frac{W_2(k)}{S(k)} = K_2(k) \times H_2(k) \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (5-24)$$

其中 $K_1(k) = \frac{a}{a+b} + \frac{b}{a+b} \times \frac{W_2(k)}{W_1(k)}$, $K_2(k) = \frac{b}{a+b} + \frac{a}{a+b} \times \frac{W_1(k)}{W_2(k)}$ 。即相当于在原来的

频域谱修正系数或失配窗谱修正系数的基础上, 再乘以一组系数。因此脉压的结果会受到常数a和b, 以及两种窗函数性能的影响。

再对频域的谱修正系数进行逆傅里叶变换, 得到时域系数 $h_2(n)$:

$$\begin{aligned}
h_3(n) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \left[\frac{a}{a+b} + \frac{b}{a+b} \times \frac{W_2(k)}{W_1(k)} \right] \times H_1(k) \right\} e^{j \frac{2\pi n}{N} k} \\
&= \sum_{l=0}^{N-1} \left\{ \left[\sum_{k=0}^{N-1} \left(\frac{a}{a+b} + \frac{b}{a+b} \times \frac{W_2(k)}{W_1(k)} \right) e^{j \frac{2\pi l}{N} k} \right] \times h_1(n-l) \right\} \\
&= k_1(n) \otimes h_1(n)
\end{aligned} \tag{5-25}$$

同理可得:

$$h_3(n) = k_2(n) \otimes h_2(n) \tag{5-26}$$

其中 $n=0, \dots, N-1$; $k_1(n)$ 、 $k_2(n)$ 分别为 $K_1(k)$ 和 $K_2(k)$ 的逆傅里叶变化, 与系数 a 、 b 、Hamming 窗和 Blackman 窗特性有关。因此用时域系数 $h_3(n)$ 与信号进行卷积后, 当两种窗函数都确定不变时, 组合窗系数 a 和 b 可以进一步调整两种窗函数对脉冲压缩性能的影响。

为了进一步比较, 我们考虑对于基于一种窗函数产生的 NLFM 信号, 通过脉冲压缩滤波后, 使其输出的频谱分别逼近 Hamming 窗、Blackman 窗及其不同系数的组合窗函数; 并分析对于基于 Hamming 窗和 Blackman 窗函数线性组合得到的组合窗所产生的 NLFM 信号, 滤波后使其输出的频谱逼近同一种窗函数时的情况。

以时宽带宽积等于 360 的 NLFM 信号为例, 采用 Hamming 窗或 Blackman 窗设计 NLFM 信号进行常规的谱修正滤波, 并利用两种窗函数的组合窗进行失配窗谱修正滤波, 得到的结果如表 5.4 所示。图 5.18~图 5.21 为基于 Hamming 窗产生的 NLFM 信号, 使其输出后的频谱分别逼近不同的窗函数, 所得到的脉冲压缩结果。

NLFM 谱修正滤波时域结果 (Hamming 窗, Hamming 窗)

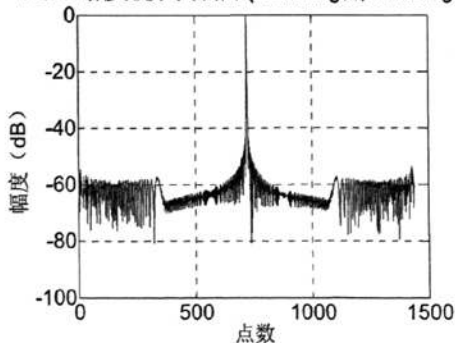


图 5.18 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗, Hamming 窗)

NLFM 谱修正滤波时域结果 (Hamming 窗, Blackman 窗)

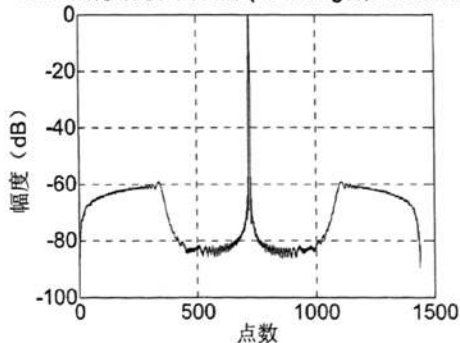


图 5.19 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗, Blackman 窗)

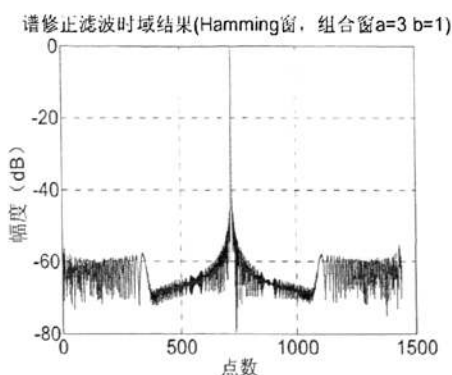


图 5.20 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗,组合窗 a=3 b=1)

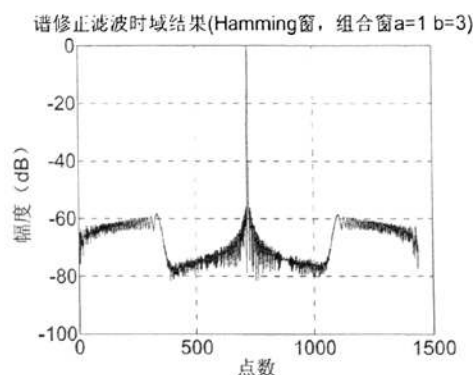


图 5.21 谱修正脉压时域结果
(Hamming 窗,组合窗 a=1 b=3)

表 5.4 NLFM 信号脉冲压缩结果

理想窗函数 产生信号的窗函数		Hamming 窗	组合窗 a=3,b=1	组合窗 a=1,b=1	组合窗 a=1,b=3	Blackman 窗
Hamming 窗	RMS(dB)	43.176	45.450	49.004	55.978	57.328
	-4dB 主瓣宽度(μ s)	0.9923	1.0241	1.0612	1.1129	1.1846
	主瓣损失(dB)	0.0772	0.0663	0.1008	0.1984	0.3807
组合窗 a=3,b=1	RMS(dB)	42.684	44.952	48.489	55.640	56.918
	-4dB 主瓣宽度(μ s)	0.9923	1.0241	1.0612	1.1129	1.1846
	主瓣损失(dB)	0.1240	0.0682	0.0586	0.1162	0.2672
组合窗 a=1,b=1	RMS(dB)	41.825	44.062	47.525	53.964	55.894
	-4dB 主瓣宽度(μ s)	0.9923	1.0241	1.0612	1.1129	1.1846
	主瓣损失(dB)	0.2590	0.1339	0.0560	0.0522	0.1575
组合窗 a=1,b=3	RMS(dB)	40.271	42.459	45.799	51.495	53.892
	-4dB 主瓣宽度(μ s)	0.9923	1.0241	1.0612	1.1129	1.1847
	主瓣损失(dB)	0.6265	0.3710	0.1615	0.0392	0.0615
Blackman 窗	RMS(dB)	37.353	39.385	42.355	46.906	49.308
	-4dB 主瓣宽度(μ s)	0.9923	1.0240	1.0611	1.1129	1.1848
	主瓣损失(dB)	1.8102	1.2473	0.6981	0.2444	0.0283

由以上仿真结果可知:

(1) 基于一种窗函数产生 NLFM 信号, 而使其输出后的频谱分别逼近单一窗函数和组合窗函数时, 主副瓣比和-4dB 处的主瓣宽度都会随之发生改变, 而且变

化较大。但此时采用组合窗函数时所得到的脉冲压缩结果的性能介于常规谱修正滤波和 MSFMW 这两种算法之间。

(2) 基于不同窗函数产生 NLFM 信号, 而使其输出频谱逼近同一种窗函数或同一种组合窗函数时, 主副瓣比会随之发生较大改变; 但 -4dB 处的主瓣宽度变化微小。这说明 -4dB 处的主瓣宽度主要受到输出频谱所尽量逼近的窗函数的影响; 而主副瓣比则主要受到设计 NLFM 信号所采用的窗函数的特性的影响。

(3) 在 MSFMW 算法中采用组合窗函数, 可以得到常规的谱修正和 MSFMW 算法所不能得到的结果。组合窗函数带有两种窗函数的特性, 当这两种窗函数确定的情况下, 可以通过调整系数 a 和 b 来调整两种窗函数对脉冲压缩性能的影响程度。从本文的仿真结果可知, a 相对于 b 越大时, Hamming 窗对于脉冲压缩结果的影响较大, 具有主副瓣比较低但主瓣展宽较小的特性; 反之, 则是 Blackman 窗对于脉冲压缩结果的影响较大, 主副瓣比较高但主瓣展宽较大。我们可根据实际中对脉冲压缩性能的需要, 来选择合适的组合窗系数。

(4) 以上仿真只是以两种窗函数以及其组合窗函数为例得到的结果, 如果采用更多的窗函数或采用更多不同的组合窗系数进行搭配组合, 可能得到更优的脉冲压缩结果。

5.5 本章小结

本章主要在 NLFM 信号的理论基础上, 对信号的波形和脉冲压缩谱修正滤波器进行优化设计。首先, 在信号的波形优化设计上, 本章在原有的组合窗优化法的基础上进行了一定的改进, 得到的波形具有更好的脉冲压缩性能。其次, 本章提出了采用组合窗函数设计波形及谱修正滤波器的方法, 可以提高脉冲压缩性能。再者, 本章提出了失配窗谱修正滤波算法, 采用不同的窗函数分别设计信号波形及谱修正滤波器的思想。最后, 本章又将失配窗函数和组合窗函数的思想相结合来优化设计谱修正滤波器。仿真结果表明, 以上方法均可不同程度地改善信号的脉冲压缩性能, 在实际应用中需要根据具体要求合理地选择参数和方法, 从而得到满意的结果。

结束语

脉冲压缩是现代雷达体制中重要话题之一。在现代雷达系统中,脉冲压缩常用来保证所要求的距离分辨力而同时增加单个脉冲基础上的平均功率。LFM 信号因为其易于产生而得到广泛应用,但由于采用了加权处理,使脉冲压缩输出结果主瓣展宽和信噪比损失,而 NLFM 信号经过匹配滤波器后不需要抑制旁瓣的加权网络,不会造成主瓣展宽和信噪比的损失。因此 NLFM 信号在现代雷达体制中受到重视。NLFM 信号波形的综合是一个比较复杂的过程,目前实际中运用中常采用近似的方法,应用最广泛的是基于逗留相位原理来设计非线性调频信号。在 NLFM 信号的产生和处理过程中,窗函数的选择都是十分重要的。窗函数的特性会直接影响到脉冲压缩的结果。如果能够合理地运用窗函数并进行组合优化,NLFM 信号的脉冲压缩性能还有很大的提升空间。

本文的主要工作为:对雷达脉冲压缩的原理、性能进行了分析,主要分析了 LFM 信号和 NLFM 信号这两种应用最广泛的压缩信号,及其脉冲压缩的实现方法。重点介绍了 NLFM 信号的波形设计和脉冲压缩,并在此基础上提出了采用组合窗函数对波形进行优化设计,以及采用组合窗函数和失配窗函数对脉冲压缩滤波器进行优化设计的思想。

本文中采用的组合窗设计波形及谱修正滤波器的方法。运用组合窗函数设计的 NLFM 信号经过压缩滤波后输出频谱仍逼近于该组合窗函数,从而可以利用组合窗系数来调整不同窗函数对 NLFM 信号性能的影响程度,进而提高脉冲压缩的性能;提出的失配窗谱修正滤波算法,采用不同的窗函数将信号产生和压缩滤波分别设计,使压缩滤波的输出频谱逼近于另一种的理想窗函数,从而可以利用不同窗函数的特点分别调整脉冲压缩的性能;而在失配窗谱修正滤波算法中采用组合窗的方法,可以使一种窗函数设计的 NLFM 信号经过压缩滤波后输出频谱逼近于组合窗函数,从而可以利用不同组合窗系数来调整每种窗函数对滤波器压缩性能的影响程度,进一步提高脉冲压缩的性能。

当然以上这些方法并不能直接得到它的最优化结果,若要达到更优的结果,需要进行大量的仿真和实践工作。对于 NLFM 信号的设计和处理,仍有许多工作和研究要做,其性能还有待于进一步提高。

致谢

两年多的研究生学习生涯即将结束，这是我步入科学殿堂的重要阶段，也是我人生中最难忘的一段岁月。在老师们的细心指导和同学们的帮助下，再加上家人的理解、支持和鼓励，我的论文才得以顺利的完成。在此我衷心地向他们表示真诚感谢！

首先，向尊敬的张子敬老师致以诚挚的敬意和由衷的感激！自从上研以来，无论从做人还是从学术方面，我从张老师身上都学到了很多。导师的勤谨、谦逊和正直的处世作风令人折服；而他渊博的学识、严谨的治学态度、兢兢业业的工作精神以及谦和的待人方式更是给我留下了深刻的印象，所有这些都将鞭策我踏实前行。

其次，要由衷感谢罗丰老师！在罗老师的悉心指导下，我完成了本文方案论证，研究设计和论文的撰写工作。我从罗老师身上学到了严谨的治学风尚，敏捷的思维和一丝不苟的敬业奉献精神。在以后的工作和学习生活中，这些都会让我受益匪浅。在论文的撰写过程中，罗老师在各个方面给予我大力的支持和帮助。至此论文完成之际，谨向罗老师致以最衷心的感谢！

感谢电子工程研究所提供的良好的工作环境和研究条件，感谢电子工程研究所的全体老师和同学。

感谢我的同门丁海锋、张志强、赵前晟、倪涛、刘刚、古小月、李丽霞、梁志超、黄明慧等。感谢我的师兄师姐何海兴、尹彩玲、蔡立娜、高媛媛、时秋红、王文、金明、王本明、王静、时艳玲、贾红恩、张明博、刘锋昱、陈结合、王萌、李锋等。感谢师弟师妹李国光、张诚、钱小辉、冀磊、王力强、刘芳、胡红敏、陈春芳、尹冬敏、杨海文、吴金星、孙艳芳等。他们在项目和论文进展的各个阶段所给予了无私帮助！

深深地感谢我的父母，在我的成长过程中，是他们给予了我无微不至的关怀，他们自始至终的理解、支持、关怀与鼓舞是我顺利完成学业的坚强后盾！

感谢男友鱼宝琛多年来对我的支持和鼓舞，帮助我克服困难、度过难关、充满自信。

感谢朋友王艳苹、韩建莉、陈娟和富艳琴在生活和学习中对我的关心和照顾，在我们共同成长和进步的同时，留下了美好的回忆。

感谢在论文写作期间所阅读的大量参考文献的作者，他们的工作给予了作者很大的启发。

感谢审阅我论文的老师，您的批评和意见将是我改进的方向。

最后对那些关心过我、帮助过我的人致以深深的谢意！

参考文献

- [1] 林茂庸, 柯有安. 雷达信号理论. 北京: 国防工业出版社. 1984.
- [2] 丁鹭飞, 张平. 雷达系统. 西安: 西北电讯工程学院出版社. 1984.
- [3] 张群英. 数字脉冲压缩技术与实现. 北京: 北京理工大学博士学位论文. 1999.
- [4] 尹彩玲. 脉冲压缩算法研究与仿真. 西安: 西安电子科技大学硕士学位论文. 2008.
- [5] 常春. 雷达脉冲压缩系统的设计与实现方法研究. 湖北: 湖北大学硕士毕业论文. 2003.
- [6] J. A. Johnston. Waveform design and Doppler sensitivity analysis for nonlinear FM chirp pulse. IEE PROCEEDINGS, Vol.133, Pt.F, No.2, April, 1986, pp. 163-175.
- [7] Brandon, P. S. The design of a nonlinear pulse compression system to give a low loss high resolution radar performance . Marconi Rev. 1973, pp. 62-92.
- [8] 彭志刚, 杨志国. 一种非线性调频信号数字脉压性能分析. 空军雷达学院学报. Vol.17, No.3, September, 2003, pp. 51-53.
- [9] 苏杨. 大时宽带宽积信号的波形选择研究. 武汉理工大学学报. Vol. 26, No.3, June, 2004, pp.15-17.
- [10] Johnston. J. A. Improvements to a Pulse Compression Radar Matched Filter. Radio and Electronic Engineer. Vol.53, 1983, pp.138-140.
- [11] Harris. F. J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. Proc. of IEEE. Vol.66, No.1, January, 1978, pp.51-83.
- [12] Giffths. H.D. Ultra-Low Range Sidelobe Pulse Compression for Satellite-Borne Rain Radar. Proc. of IEEE National Radar Conference.1993, pp.28-33.
- [13] 张良. 一种 NLFM 脉压波形的优化设计方法. 现代雷达. October, 1994, pp. 27-34.
- [14] 张群英. 一种改进的非线性调频信号波形设计方法. 北京理工大学学报. Vol. 20. No.3, June, 2000, pp.352-355.
- [15] 陈仁元. 用于雷达波形设计的 NLFM 脉冲波形优化设计方法. 现代电子. No.1, 2001, pp.31-37.
- [16] 杨志群. 利用遗传算法优化非线性调频信号波形. 现代雷达. Vol.1, February, 2000, pp.44-49.

- [17] 鉴福升. 非线性调频信号设计中的组合窗优化法. 雷达与对抗. 2001, pp. 19-24.
- [18] 朱宇涛. 直接用调频函数设计 NLFM 信号的构想. 空军雷达学院学报. Vol. 19, No.2, June, 2005, pp.44-46.
- [19] 付启众. 一种超低副瓣非线性调频脉压信号的性能分析. 雷达科学与技术. Vol.5, No.1, February, 2007. pp. 26-29.
- [20] 尹彩玲, 罗丰, 高媛媛. S 型非线性调频信号的谱修正脉压研究. 雷达科学与技术. Vol. 6, No. 2, April, 2008, pp.134-137.
- [21] Powell. T. H, Jr. Sinsky. A I. A Time Sidelobe Reduction Technique for Small Time-Bandwidth Chirp. IEEE Trans. on AES, 1974, pp. 10-14.
- [22] 杨斌. 谱修正数字旁瓣抑制滤波器设计. 系统工程与电子技术. Vol.22, No.9, 2000, pp.90-93.
- [23] 杨斌, 武剑辉, 向敬成. 非线性调频信号时域旁瓣抑制滤波器设计. 信号处理. Vol.15, December, 1999, pp. 31-35.
- [24] 徐益初. S 型非线性调频信号及其多普勒频率范围. 现代雷达. Vol.25, No.4, April 2003, pp.33-35.
- [25] 徐益初. S 型非线性调频脉冲信号的模糊函数和性能分析. 现代雷达. Vol.23, 增刊, Jun 2001, pp.39-45.
- [26] 贺知明. 多波形频域脉压并行处理机的设计及相关技术研究. 成都:电子科技大学博士学位论文. 2003.
- [27] 戎军. 多波形脉冲压缩研究与实现. 成都: 电子科技大学硕士学位论文. 2004.
- [28] 武剑辉. 多波形频域数字脉冲压缩系统的研究. 成都:电子科技大学博士学位论文. 2001.
- [29] 似强. 一种基于中频采样的雷达数字波形产生方法研究. 成都:电子科技大学博士学位论文. 2004.
- [30] 胡航. chirp 信号脉压旁瓣抑制方法研究. 火控雷达技术. Vol.33, No.3, September, 2004, pp.1-4.
- [31] 武剑辉. 大时带积非线性调频脉压信号及其性能分析. 信号处理. Vol.17, No.2, April, 2001, pp. 139-142.

作者在读研期间参加的科研和发表的论文

作者在硕士研究生阶段参加的科研和发表论文情况如下：

一 参加科研情况

1. 研究内容：宽带数字阵雷达技术。
2. 研究内容：304A 数字中频脉冲压缩。

二 论文发表情况如下：

1. 阮黎婷、张志强、罗丰、倪涛，基于双组合窗函数的 NLFM 信号谱修正滤波器设计，电子信息对抗技术，已录用。
2. 阮黎婷、韩建莉、罗丰、倪涛，基于多组合窗函数的 NLFM 信号匹配滤波器设计，空间电子技术，已录用。
3. 罗丰、阮黎婷、吴顺君、赵前晟、张志强，Design of Modified Spectrum Filter based on Mismatched Window for NLFM Signal, APSAR2009, 发表于 2009 年 11 月，pp.274-277。