

硕士学位论文

雷达自适应脉冲压缩设计与仿真

THE DESIGN AND SIMULATION OF RADAR ADAPTIVE PULSE COMPRESSION

朱兴华

哈尔滨工业大学

2014 年 6 月

国内图书分类号：TN957.51

学校代码：10213

国际图书分类号：621.3

密级：公开

工程硕士学位论文

雷达自适应脉冲压缩设计与仿真

硕 士 研 究 生： 朱兴华

导 师： 赵宜楠副教授

申 请 学 位： 工程硕士

学 科： 信息与通信工程

所 在 单 位： 华能山东石岛湾核电有限公司

答 辩 日 期： 2014 年 6 月

授予学位单位： 哈尔滨工业大学

Classified Index: TN957.51

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Master Degree in Engineering

THE DESIGN AND SIMULATION OF RADAR ADAPTIVE PULSE COMPRESSION

Candidate:	Zhu Xinghua
Supervisor:	Associate-Prof. Zhao YiNan
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Specialty:	Information and Communication Engineering
Affiliation:	HuaNeng ShanDong ShiDao Bay Nuclear Power CO.,LTD.
Date of Defence:	06,2013
Degree-Conferring-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘 要

脉冲压缩是雷达信号调节过程的重要组成部分，在增大雷达作用距离的同时，保证了雷达具有较高的分辨能力，然而传统的基于匹配滤波的脉冲压缩往往具有较高的自相关旁瓣，产生严重的距离旁瓣干扰，造成强散射体对附近弱目标的遮蔽问题。本文主要研究脉冲压缩的原理与仿真实现，提出一种基于最小均方误差的迭代估计算法，自适应地调整接收滤波器系数，达到防止遮蔽的目的。

介绍了脉冲压缩的基本原理和几类常用的脉压波形，对匹配滤波算法加以分析，利用重叠保留法和重叠相加法对长序列的匹配滤波进行了分段处理，能够实现长观测雷达数据的脉冲压缩。

分析时域脉压和频域脉压的处理流程，利用匹配滤波脉冲压缩算法对单目标，多目标，可分辨与不可分辨的各个情况进行仿真，对长序列的分段与整体匹配滤波仿真结果进行了比较分析。同时，研究了一种基于最小均方误差准则的迭代自适应脉冲压缩算法，介绍了用于性能比较的基于最小二乘算法的脉冲压缩方法。描述了算法的离散信号模型，详细说明了自适应脉冲算法的实现流程。然后，针对五种不同的情况，对标准匹配滤波（MF）、LS 算法、迭代自适应脉冲压缩算法（RMMSE）的仿真结果进行了分析，得出了相应结论，有效证明了提出算法的稳健性。

针对雷达硬件和计算机技术的发展现状，研究了一类基于在线波形设计的自适应脉冲压缩技术，这类技术针对实际的雷达场景，在线设计具有特定性能的发射波形。通过距离旁瓣遮蔽的信号模型，对不同的波形设计算法进行了分析，并使用数值仿真试验了波形设计对雷达系统带来的性能提升。

关键词：雷达；自适应脉冲压缩；匹配滤波；最小均方误差

Abstract

Pulse compression is an important part in radar signal adjustment process. It ensures that radar has high resolution and increases the maximum radar range at the same time. However, traditional pulse compression based on matched filter often has high self-correlation sidelobe and results in severe range sidelobe jamming which causes weak target masking problem. This paper mainly studies the pulse compression principle and its simulation. An iterated algorithm based on minimum mean square error is proposed to prevent masking through adjust the receive filter coefficients adaptively.

Firstly, the principle of pulse compression and several kinds of commonly used pulse compression waveforms are introduced. The matched filter algorithm is analyzed afterwards. The overlap-save method and overlap-add methods are used respectively to deal with matched filtering of long signal sequence by stages.

Secondly, the procedures of pulse compression in time domain and frequency domain are analyzed. Simulations in the case of single target, multiple targets, distinguish and resolvable and unresolvable situation are done with matched filtering pulse compression. The matched filters of long signal sequence with piecewise and global method are simulated and compared with each other.

Thirdly, an iterated pulse compression algorithm based on minimum mean square error is proposed. The Least square algorithm is introduced in order to compare with the proposed method. Discrete signal model and the procedures of adaptive pulse compression algorithm are described in detail. After that, simulations with MF, LS and RMMSE algorithms are carried and analyzed. Conclusions are obtained and the results indicate that the proposed method is robust in many situations.

Finally, considering that the radar hardware and computer technology have been

highly developed, a class of matched filtering based on on-line waveform design has been studied in this paper. Based on the signal model of range sidelobe masking, several waveform design algorithms are analyzed and the performance improvement led by waveform design has been demonstrated by numerical simulations.

Keywords: radar, adaptive pulse compression, matched filter, MMSE

目 录

摘 要	I
Abstract	II
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题背景	1
1.2 国内外研究现状	2
1.3 论文主要研究内容	7
第 2 章 雷达中的脉冲压缩	9
2.1 理论介绍	9
2.2 常见脉压波形	11
2.2.1 线性调频脉冲压缩波形	11
2.2.2 相位调制脉冲压缩波形	13
2.3 匹配滤波算法	16
2.4 长序列的匹配滤波	17
2.5 时域与频域脉压实现方法	21
2.6 匹配滤波脉压算法仿真	22
2.7 长序列的匹配滤波算法仿真	25
2.8 本章小结	27
第 3 章 自适应脉冲压缩	28
3.1 离散信号模型描述	28
3.2 基于 LS 的脉冲压缩算法	29
3.2.1 LS 算法	29
3.2.2 LS 算法应用	30
3.3 基于 RMMSE 的自适应脉冲压缩算法	32
3.3.1 信号模型	32
3.3.2 自适应脉冲压缩算法	33
3.3.3 仿真结果及其分析	37
3.4 本章小结	42
第 4 章 基于波形设计的自适应脉冲压缩	43
4.1 基于匹配滤波器的信号模型	43

4.2 在线波形设计算法	45
4.3 在线波形设计和失配滤波器的结合	47
4.4 本章小结	48
结 论	49
参考文献	50
哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限	54
致 谢	55
简 历	56

第1章 绪 论

1.1 课题背景

在主动感知应用中，如雷达脉冲压缩，结构完整性超声波无损探测，生物医学成像，地震估计等，人们总是希望能够获取目标的相关信息。为了实现检测并判定目标位置，向待探测区域发射探测信号，接收机对回波进行接收，接收信号中包含的各自时延信息构成了个散射体的空间距离像。

由于受到发射功率的限制，发射信号通常采用相位或者频率调制的矩形脉冲波形，以获得高分辨率，调制信号发射后，遇到散射体发射散射，反射的部分被接收机接收，该接收信号是发射信号延时、衰减的版本，与发射波形相匹配的滤波器被应用于提取高分辨率的空间距离像，在雷达中，该提取过程称作脉冲压缩^[1]。该技术能够较为有效的解决雷达距离分辨率和平均功率之间的矛盾。在基于匹配滤波的脉冲压缩中，由于波形自相关往往具有较高的旁瓣，使得距离旁瓣干扰尤为明显，从而产生大目标对小目标的“遮蔽”问题，为了解决该问题，人们已经在如何改进脉冲压缩方面做了大量的工作，取得了很多成果。

对于高斯白噪声中单独的点散射体来讲，匹配滤波器可以使输出信噪比最大化，从而使噪声中散射体的检测概率最大。匹配滤波器与发射波形的互相关等价于发射波形的自相关，波形的自相关揭示了提取被其它散射体包围的单独散射体的能力，以 P3 码多相调制波形为例，其峰值比第一旁瓣要高 20dB 左右，当小目标存在于峰值位置处，而大散射体恰好位于旁瓣位置时，那么强散射体对小目标的遮蔽现象就会形成。为了减轻遮蔽效应，提出了长序列失配滤波器，其以牺牲输出 SNR 为代价，对高旁瓣进行压缩，从而达到抑制旁瓣干扰的目的，但抑制效果有限，且存在边缘效应，使得检测性能存在一定程度的恶化。同时，仅有若干种波形的失配滤波器性能较好，但对于军事雷达而言，低截获概率是一项重要的指标，因此，有限的波形种类将增加自己被辨识和攻

击的概率。

为了完全消除匹配滤波器的遮蔽问题，接收滤波器需要根据接收信号自适应地改变滤波器的形式，因此自适应脉冲压缩是应对遮蔽问题的有效方式，该方向的研究在高分辨率雷达目标检测中具有重要的意义。

1.2 国内外研究现状

目前，人们在脉冲压缩方面进行了大量的工作，有的是基于传统的匹配滤波脉冲压缩的改进，有的则是通过将估计或者自适应信号处理中的相关算法引入到脉冲压缩，下面对国内外在脉冲压缩方面的研究现状进行总结

在传统脉冲压缩中，人们通过匹配滤波，将接收滤波器设定为固定的发射波形的延迟、衰减版本，其输出信杂比能够达到最大化，但是由于波形自相关函数通常具有很大的旁瓣，使得两个相邻近的目标出现遮蔽。通过调整自适应调整波形自相关或者接收滤波器，能够很大程度上克服距离旁瓣干扰。而利用信号模型与估计算法来代替脉冲压缩，在某些情况下也具有一定的有效性。

为了克服匹配滤波中自相关具有较大旁瓣造成的影响，人们提出了基于长序列失配滤波器的概念，Ackroyd M 和 Ghani F^[2]讨论了如何利用最小均方误差逆滤波器技术减小距离旁瓣，该方法使用 13 位巴克码，将其与标准匹配滤波器进行比较，失配损失只有 0.2dB 左右。Baden J^[3]提出雷达脉冲压缩旁瓣抑制滤波器产生方法，该技术与传统标准维纳滤波器相比具有两大优势，在多输入序列下，能够使旁瓣能量最小化，通过权重函数决定哪一个旁瓣最需要被减弱，从而形成最小化的旁瓣能量。Chen Ziwei^[4]首先强调了脉冲压缩技术在气象雷达数据分析中的重要性，然而由于距离旁瓣遮蔽以及观测误差的影响，数据处理存在很多不合理的地方。旁瓣抑制在回波散射区确定方面就显得相当重要，为了解决这一问题，作者提出了使用一对编码滤波器实现旁瓣的抑制，其利用最优旁瓣抑制编码对应的滤波器。最后将其与巴克码匹配滤波器进行比较，通过仿真结果和数据分析可以看出，确实存在最优旁瓣抑制编码滤波器，且性能优于巴克码。Fam A T 和 Sarkar I^[5]将串联匹配滤波器与基于逆旁瓣反演多阶段滤波器相结合，提出了能够高效计算的失配滤波器，但是要想提高计

算的效率, 给定波形自相关需要满足特定的条件, 在应用中受到一定的限制。陶广源, 廖桂生等^[6]对时域自相关副瓣抑制滤波器的设计问题进行分析研究, 主要针对的波形是具有较小时宽带宽积的相位编码信号进行, 通过约束主瓣输出为常数, 使得积分旁瓣电平最小化, 文中利用了加权迭代和最小二乘算法, 但算法是以牺牲主瓣宽度和一定的失配损失为代价, 达到主瓣副瓣比最优的, 结果表明, 与匹配滤波算法相比, 算法仿真结果能够在一定多普勒范围内, 使主瓣副瓣比有 10dB 左右的改善。袁涛, 陈建春等^[7]同样是利用最小二乘和迭代加权的方法设计失配滤波器, 通过加权系数的优化, 使输出信号的旁瓣电平非常低, 结果表明, 该算法能够有效的减小旁瓣电平, 且峰值旁瓣电平的比值比优化之前减低了 6dB。何学辉, 吴兆平等^[8]针对任意相位的多相编码信号, 将编码信号与脉压滤波器进行联合优化设计, 该方法采用凸优化的方法求解相位编码信号在最大增益损失约束情况下的最小峰值旁瓣比相关器, 从而构造出一种新的相位编码信号, 然后通过多次迭代的方式进一步减小距离旁瓣, 其具有设计灵活, 收敛性好的特点, 但存在一定的增益损失。芮义斌, 魏广雷等^[9]针对长二项编码波形, 讨论了脉压旁瓣抑制滤波器的时域设计。以滤波器的最大失配损失与峰值旁瓣电平作为约束条件, 将滤波器系数的求解转化为凸优化问题, 根据相关凸优化理论, 求出了旁瓣抑制滤波器系数的全局最优解, 从而克服了采用最小二乘方法中产生的容易陷入局部最优的问题。Chen Xiao Hua 和 Oksman J^[10]提出了一种匹配滤波后的二项编码波形旁瓣抑制算法, 并得到了巴克码的旁瓣抑制优化滤波器, 但对于其他二相编码波形也是适用的, 如截断伪噪声码和串联码等。在雷达脉压旁瓣抑制滤波器设计中, 人们通常是以旁瓣电平最低作为设计的优化目标, 但没有考虑如何控制增益处理损失, 在某些情况下会产生输出信噪比损失过大的现象, 严重影响信号的检测, 王飞雪等人^[11]针对这种情况, 研究了在任意给定条件下具有恒增益处理损失的滤波器的设计, 而且以巴克码为例, 分别得到了恒增益处理损失的最佳积分旁瓣电平滤波器和最佳峰值旁瓣比滤波器。

匹配滤波器和失配滤波器可以用模拟或数字方式实现, 在数字方式中, 空间像响应由离散脉冲响应表示, 方式的选择与实际的应用情况相关, 为了满足计算和存储的要求, 通常仅估计脉冲响应中的一部分, 这部分脉冲响应对应距

离单元称作处理窗，其与接收信号的一部分相对应，对于给定的接收信号形式，利用某些估计算法代替传统脉冲压缩，在满足某些条件下，能够消除遮蔽问题，其中最具代表性的是最小二乘算法 (LS 算法)，LS 方法能够使相邻距离单元解耦合。当加性噪声是白噪声时，LS 方法的均方误差意义下是最优的，但精确的 LS 估计需要满足一定的条件，即处理窗周围不能存在较大的散射体，因为这些散射体会引起严重的失配问题，出现失配现象的原因是由于信号模型与实际信号存在模型误差造成的。Song S M, Kim W M 等人^[12]提出了基于估计理论的雷达脉冲压缩算法，并且针对提出的算法给出了最优编码波形，由于完全消除了脉冲压缩旁瓣，该算法的分辨率得到很大的提升。Zrnic B 和 Zejak A 等人^[13]分析了利用最小二乘的修正递归算法对横向滤波器系数进行估计的可行性，该算法能够有效抑制相位编码雷达信号的自生杂波，最后将其与迭代再加权最小二乘算法 (IRLS) 得到的估计结果进行比较，可以看出该算法的优势之处。Sarkar T 等人^[14]提出了基于解卷积和线性预测的频域脉冲压缩新方法，与传统的卷积匹配滤波器相比，旁瓣抑制性能提升了 20dB 左右，解卷积算法的性能已经通过罗马实验室检测设备采集的雷达数据得以验证，表明该方法可以被广泛应用。Donghai Li 和 Shiwen Chen^[15]利用相关估计方法，得到了相位编码脉冲压缩波形载频估计器，首先，通过平方非线性变换，雷达信号变为单音信号，由于通过奈奎斯特采样得到发射信号进行载频估计时，会产生频率估计模糊，该方法很好地解决了这一问题，通过快速傅里叶变换和傅里叶变换联合，提高估计精度，并且利用了快速峰值搜索方法，仿真结果表明了估计方法的有效性。由于高频频段雷达具有探测距离远，反隐身能力强等特点，因此在飞机、导弹和舰艇等方面被广泛使用，脉冲压缩在高频雷达信号处理中也是一个十分重要的信号处理手段，郑研^[16]在其论文中讨论了线性调频信号的时域加权问题，利用时域加窗方法对旁瓣进行了有效抑制，对线性调频脉冲下的多普勒适应性进行了分析，最后研究了相位编码信号的旁瓣抑制以及多普勒补偿问题，主要利用了最小均方逆滤波算法和最小二乘算法，并达到了预期的抑制效果。

以上算法都是没有将自适应的概念引入到距离旁瓣抑制过程中，为了更好地实现目标检测，跟踪和识别，必须得到更加精确地估计出雷达距离像，减少

高旁瓣带来的遮蔽效应，提高距离分辨能力。MIMO（多输入多输出）雷达能够在空间构成多个通道，雷达系统性能在很多方面具有明显优势，例如空间分辨率，参数估计精度等。张娟和张林让等人^[17]提出了一种基于最小均方误差的 MIMO 雷达的自适应脉冲压缩方法，由每个阵元得到的接收信号分别估计出脉压滤波器权系数，用于调整发射波形，使发射波形能够更好地分离，其不仅可以抑制发射信号本身的距离旁瓣，而且提高了算法对多普勒的适应能力。作者还提出了基于多级维纳滤波的 MIMO 雷达自适应脉压方法^[18]，主要利用了多级维纳滤波器前后向递推系数进行权系数的计算，与前面的方法相比，该算法不需要对观测数据的协方差矩阵进行估计和求逆处理，很大程度上降低了计算复杂度。张劲东和王海青等人^[19]提出了基于迭代和最大输出信噪比的准则的自适应脉冲压缩算法，利用了先验目标距离像信息实现距离旁瓣和噪声的自适应抑制，并且对多目标和运动目标的情况同样有效，给出了详细的算法实现步骤，仿真结果验证了算法的有效性。Blunt S D^[20]对多基地雷达脉冲压缩方法进行了研究，总结出不同信号形式下的通用脉冲压缩形式。作者还提出了基于最小均方误差的可选择脉压方法^[21]，解决了附近散射体对检测单元的不利影响问题，并且算法有利于并行化处理，大大提高了算法的执行效率，作者还从降维的角度，进一步减小了计算复杂度，其利用了降维处理近似脉压滤波器估计框架，基于自适应算法推导了两个新的 MMSE，两种算法是快速脉冲压缩方法（FAPC）的具体体现^[22]，并保持了与全维脉压处理相同的性能。关键和黄勇等人^[23]借鉴自适应波形形成中 Capon 最小功率估计器相关信源对消理论，针对强海杂波和有限训练数据下的脉内编码波形的 MIMO 雷达目标检测问题，得到了自适应脉冲压缩-Capon 滤波器（APC-Capon 滤波器），而且基于该滤波器，提出了一种新的恒虚警检测器，结果表明，该滤波器能够抑制各发射波形自相关距离旁瓣和互相关的干扰，并且能够达到杂波对消的目的。Li N^[24]为了降低基于 MMSE 脉压算法的计算复杂度，利用广义旁瓣对消器，达到了简化目的。而 Jingjun Li 和 Yonghua Jiang^[25]为了抑制正交发射波形互干扰，提出了一种新的 APC 算法，该算法基于最小功率无失真响应（MPDR），将广义旁瓣对消器结构和多级维纳滤波器相结合，有效地降低了计算复杂度，与只使用 GSC 的算法相比，计算复杂度进一步减小。随机步进

频率雷达是随机选择发射频率的，因此，这种体制的雷达具有抑制距离模糊，改善隐蔽检测的优点，但是随机噪声分量始终伴随着相关输出，其增加了旁瓣电平，针对这一缺点，Luo M F 和 Kong L J 等人^[26]利用自适应脉冲压缩算法，解决噪声引起的高旁瓣问题，并与权重窗算法和 LS 算法进行比较，仿真结果表明其具有比传统旁瓣抑制方法更好的性能。孔令讲与罗美方^[27]利用对角加载方法，提出了改进的 APC 算法，改善了输出信噪比，提升了抑制距离旁瓣电平的能力，一定程度上解决了信噪比输出和旁瓣抑制之间的矛盾。李棉全，李永祯^[28]为了解决极化测量体制雷达波形自相关和互相关相互制约的矛盾，提出一种新的全极化雷达 APC 方法，其同样以最小均方误差估计为基础，核心思想是利用初始化滤波器对各距离单元的散射系数进行估计，将其与极化通道采集信号相结合，使用贝叶斯估计方法，分别得到各单元对应的自适应滤波器，同时实现了脉压和信号隔离的目的，有效抑制了距离单元内的自干扰和不同极化通道之间的互干扰，仿真表明，其更加适合于极化脉冲雷达的脉冲压缩。Ruggiano M 与 Stolp E 等人^[29]将基于线性最小均方误差迭代滤波器与传统的滤波器进行对比，分析了多目标存在下，迭代自适应算法的性能，比较了匹配滤波器输出峰值与自适应复值滤波器输出峰值，分析了频分复用编码波形下该算法的性能表现，并将其应用到通信领域。

利用估计方法得到的散射体分布情况，通过设计雷达发射机的波形，也可以在一定程度上抑制特定距离单元内的散射体影响，减小了周围散射体对检测单元的影响。通过自适应地设计发射波形，利用传统的匹配滤波器，也可以达到防止遮蔽效应的目的，这相当于用自适应波形设计取代自适应脉冲压缩，将自适应阶段进行调整，可以叫作间接自适应脉冲压缩，国内外在利用自适应波形设计来减小距离旁瓣干扰方面做了大量研究，并取得很多具有实用价值的成果。Mao Tao^[30]针对高分辨率下扩展目标的检测问题，提出了一种基于最小化信杂比的有限带宽雷达系统波形设计方法，通过迭代算法实现了恒幅相位编码波形设计，该设计波形能够有效提高输出信噪比，抑制门外杂波，仿真结果验证了算法的有效性。Antonia 等人^[31]提出了针对峰值功率约束和能量约束条件下，有色干扰环境中雷达的波形优化设计新方法，对基于信杂比原则的波形优化设计进行了相关介绍，其优化波形具有更好的普勒稳健性，但优化设计中涉

及非确定性多项式的求解，计算代价较高，不利于硬件实现。庄珊珊和贺亚鹏等人^[32]提出一种低距离旁瓣稀疏频谱相位编码波形的设计方法，通过功率谱密度和距离旁瓣最小化建立代价函数。Witte^[33]给出了针对脉冲压缩的波形设计方法，设计得到的波形具有极低的距离旁瓣，利用闭环矫正方法实现相位与幅度的误差消除，设计精度更高。Stoica P 与 Hao He 等^[34]提出了基于积分旁瓣电平最小化的波形设计方法，给出了在指定距离单元自相关为零的波形设计实例，有效证明了循环算法进行波形自相关设计的合理性。

综上所述，人们在雷达脉冲压缩方面做了大量的工作，并且出现了很多自适应脉冲压缩方法。本课题主要针对不同散射体数目，不同多普勒频率情况下，强散射体对弱目标产生的遮蔽问题进行分析研究，建立合理的信号模型，通过估计，迭代等手段，自适应调整接收滤波器形式，达到抑制遮蔽效应的目的。

1.3 论文主要研究内容

本论文主要研究脉冲压缩的原理，从匹配滤波脉冲压缩方法入手，引出高距离旁瓣带来的强散射体对弱目标的遮蔽问题，对不同信噪比、散射体个数以及不同多普勒频率情况下算法的性能进行分析，并得出相应的结论。

论文共分为四章，每一章的内容具体安排如下：

第一章，主要介绍了本课题的背景来源，总结了国内外在脉冲压缩领域，特别是自适应脉压方面的研究现状，对部分典型文献进行简要分析。

第二章，介绍几种常用的脉冲压缩波形，分别为线性调频波形和相位调制波形，对匹配滤波算法的原理以及长序列的匹配滤波进行描述；然后分别对不同目标个数下的匹配滤波脉冲压缩算法进行仿真，最后利用长序列的匹配滤波算法对长数据进行分段脉压，并与整体匹配滤波结果进行比较。

第三章，首先对算法的离散信号模型进行描述，为了比较起见，对 LS 脉冲压缩算法进行描述，然后详细介绍了基于迭代最小均方误差估计的自适应脉压算法及其实现步骤。最后，针对五种不同的场景，对标准匹配滤波，LS 以及自适应脉冲压缩算法进行仿真，并对仿真结果进行比较分析，体现出该自适

应脉冲压缩算法的优势及其稳健性。

第四章，首先根据距离旁瓣遮蔽的信号模型分析了通过波形设计提高雷达性能的原理，然后详细介绍了几种用于在线波形设计的计算机算法。最后利用数值仿真分析了基于波形设计的脉冲压缩的性能。

第2章 雷达中的脉冲压缩

本章将就脉冲压缩涉及到的基本理论进行介绍，脉冲压缩波形是进行脉冲压缩的前提，因此，将描述两类主要的脉冲压缩波形，匹配滤波器是脉冲压缩常用的工具，提高目标的距离分辨率是脉冲压缩的最终目的。

2.1 理论介绍

对于现代雷达信号处理,脉冲压缩是信号调节步骤中重要的组成部分,图 2-1 给出了一个普通雷达信号处理操作的简单例子。通过脉冲压缩,一定程度上解决了距离分辨力与雷达作用距离之间的矛盾。由雷达知识可知，雷达检测目标的能力随着发射能力的增加而增加，即与功率成正比，而发射功率与脉冲宽度成正比，然而，由公式 2-1 知，脉冲宽度越宽，雷达距离分辨力越小。

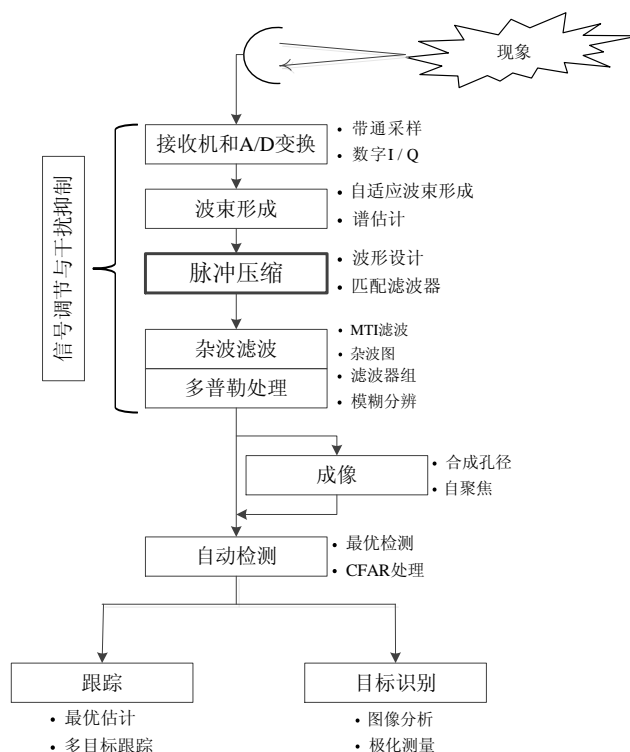


图 2-1 普通雷达信号处理操作的一个例子

$$\Delta R = \frac{c\tau}{2} = \frac{c}{2\beta} \quad (2-1)$$

其中 ΔR ——距离分辨力 (m);

c ——光的传播速度(m/s);

τ ——脉冲宽度 (s);

β ——带宽 (Hz)。

脉冲压缩通常看作是一种特殊的匹配滤波，其提供了一种解决上述矛盾的方法，图 2-2 给出了在发射能量一定的情况下，脉压波形与非脉压波形等效脉宽示意图，其中， $\tau_1 \ll \tau_2$ ， $P_2 \ll P_1$ 。脉冲压缩将发射波形的带宽与波形的时间长度解耦合，能够对两者进行单独的设置，为此，舍弃常数频率的脉冲波形，选择相应的调制波形来实现，两种常用的脉冲压缩波形为线性调频波形和相位编码波形，而相位编码波形在一些灵活设计中应用的更加广泛。后面将对上述两种脉压波形进行展开介绍。脉冲压缩雷达还具有低截获概率和抗干扰的优点。然而，对于脉压中采用的大时宽带宽积的信号，其也存在部分缺陷，例如，雷达的最小作用距离仍然受到脉冲宽度的限制，较为复杂的发射接收系统，存在距离旁瓣以及一定的距离和速度测定模糊现象。当总体而言，脉冲压缩优越性远超出其带来的部分不足，因此，在现代雷达中得以深入而广泛的应用。

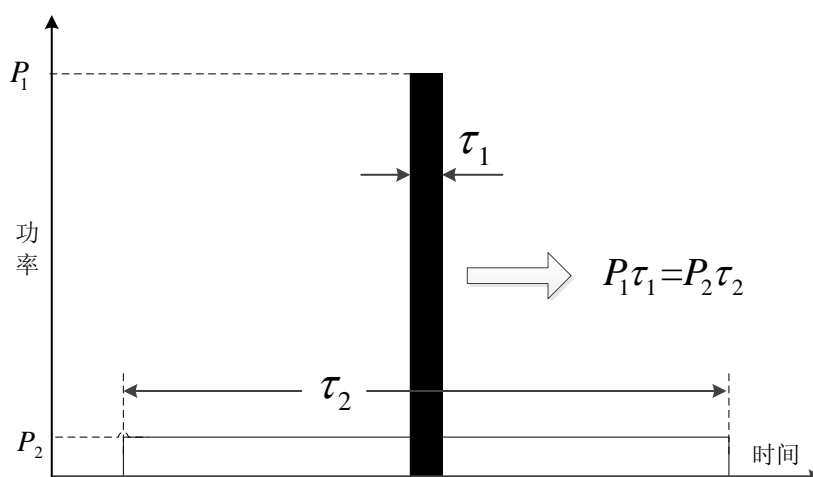


图 2-2 脉冲压缩前后等效脉宽示意图

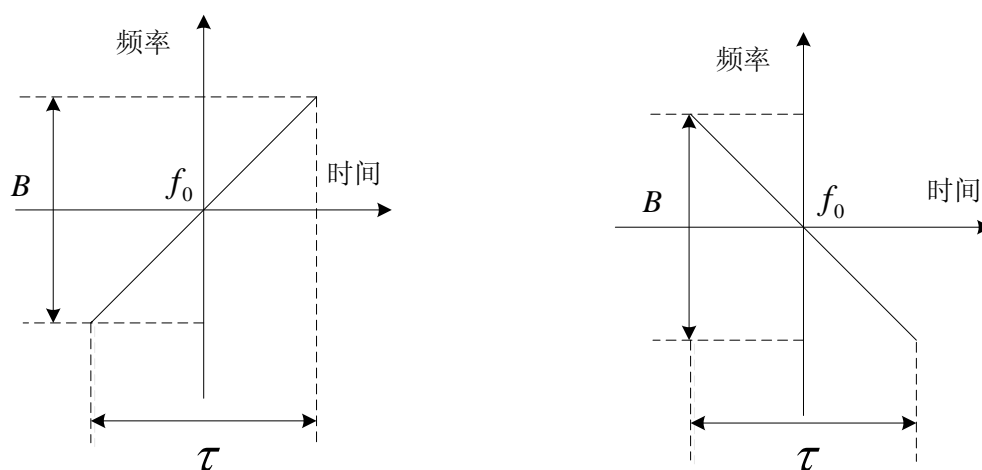
雷达回波是雷达发射波形与雷达场景的卷积，回波中包含探测区域内的相关信息，通过对回波数据进行相应的处理，例如用发射波形的共轭翻转信号对回波信号进行加权滤波即匹配滤波处理，或者通过失配的滤波器进行旁瓣抑制的滤波处理，得到相关的环境信息，从而对目标或者其他干扰进行判定。脉冲压缩过程通常有自适应和非自适应两种处理方式，后续章节中将进行介绍。

2.2 常见脉压波形

通常人们选择线性调频波形(LFM)和相位编码波形作为脉压波形^[35]，线性调频波形又分为上调频 LFM 和下调频 LFM，相位编码波形又分为二相编码波形和多相编码波形，下面分别进行介绍。

2.2.1 线性调频脉冲压缩波形

简单脉冲中，通过两个参数就可以对其进行描述，即幅度 A 和脉冲宽度 τ ，其带宽表示为 $\beta=1/\tau$ ，时宽带宽积恒等于 1。调频或者调相可以使波形产生更宽的工作带宽，线性调频被经常使用。按频率的在脉内扫频的上升或下降，LFM 波形分为上调频 LFM 和下调频 LFM，如图 2-3 所示。



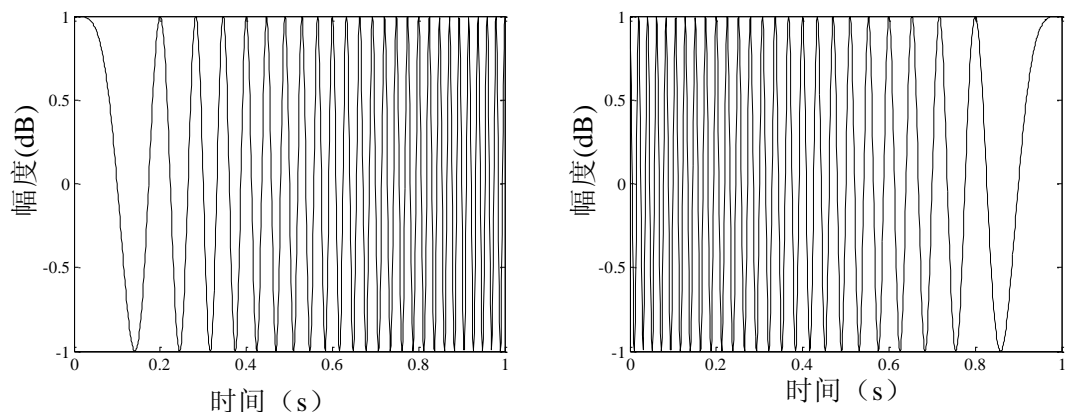


图 2-3 典型的上调频与下调频 LFM 波形

以上调频 LFM 波形为例，其瞬时相位可以表示为：

$$\psi(t) = 2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 \right) \quad -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2} \quad (2-2)$$

式中 f_0 ——雷达中心频率（Hz）；

μ ——线性调频系数， $\mu = B/\tau$ ；

典型的矩形包络线性调频波形可以用如下表达式进行表示：

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) e^{j2\pi \left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2 \right)} \quad (2-3)$$

图 2-4 画出了线性调频波形对应的实部和虚部，图 2-5 为其典型频谱分布。通常这种方形谱称之为菲涅耳谱。其中脉冲宽度等于 $10\mu\text{s}$ ，带宽等于 200MHz 。

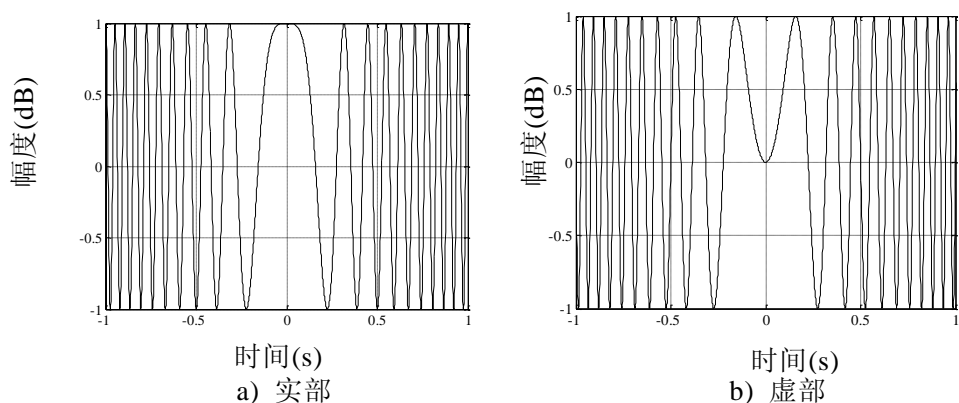


图 2-4 线性调频波形的典型谱

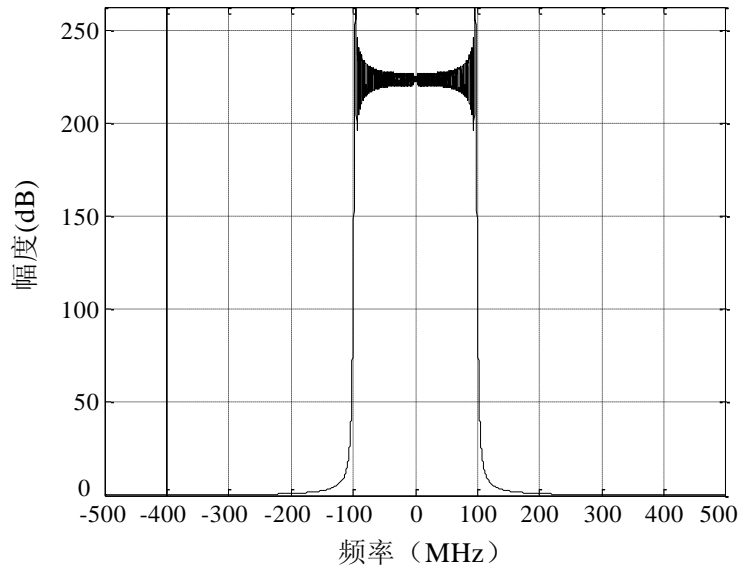


图 2-5 线性调频脉冲信号的频谱分布

2.2.2 相位调制脉冲压缩波形

除了上述线性调频脉冲压缩波形外，相位调制脉冲压缩波形的应用也十分广泛，按照编码的个数来分，其又可分为二相编码波形和多相编码波形。相位编码波形具有恒定的射频频率，在脉冲持续时间内，绝对相位在 N 个确定的相位值之间，以固定的间隔进行转换。可以将其看作 N 个脉宽等于 τ_c 的子脉冲 $x_n(t)$ 的集合，如式(2-6)所示。每个子脉冲的频率相同，但相位可能不同。

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n(t - n\tau_0) \quad (2-4)$$

$$x_n(t) = \begin{cases} \exp(j\phi_n) & 0 \leq t \leq \tau_c \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (2-5)$$

总的脉宽 $\tau = N\tau_c$ 。通常，每一个单独的子脉冲称之为碎片。二相编码波形只存在两个相位状态，一般选择为 0 和 π ，而多相编码具有多个（两个以上）相位状态。

1、二相编码

对于雷达系统而言，二相编码中的巴克码^[36](Barker)尤为重要，其具有输出峰值旁瓣比最大化的优点，巴克码由一组特定的二元序列构成，匹配滤波器的输出峰值和最大旁瓣的比值为 $N:1$ ，产生的副瓣电平等于 1。表 2-1 列出了 7 种已知的 Barker 码，记长度为 n 的 Barker 码为 B_n 。

表 2-1 已知的 7 种 Barker 码

码标识	码长度	码元素	副瓣衰减(dB)
B_2	2	$+-/++$	6.0
B_3	3	$++-$	9.5
B_4	4	$++-+/+++-$	12.0
B_5	5	$+++++$	14.0
B_7	7	$++++--$	16.9
B_{11}	11	$++++--++--$	20.8
B_{13}	13	$++++--++--++$	22.3

以 B_{13} 为例，图 2-6 画出了零多普勒下，归一化的匹配滤波器输出。

2、多相编码

zhi ku quan 20150807

由于二相编码的多普容许度很小，同时，受到预压缩带宽限制效应的影响，典型的二相编码脉冲的频谱表现出主瓣展宽现象，同时，反映了较远距离单元的慢衰落特性，造成这种现象的原因主要是由于编码相位存在较大的不连续性。

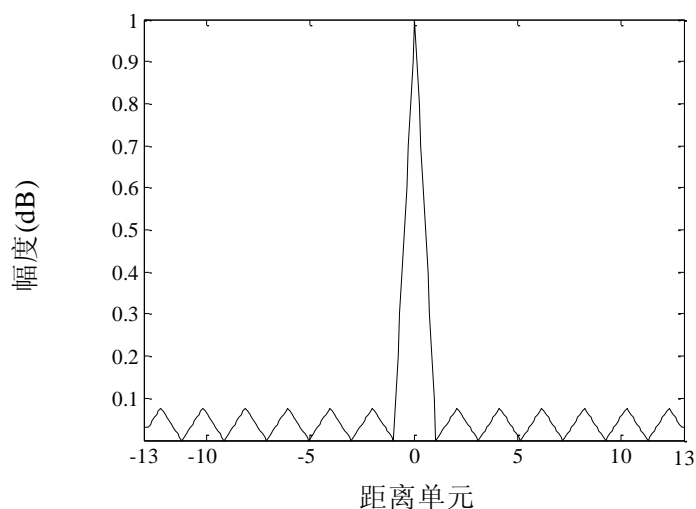


图 2-6 13 位 Barker 码的匹配滤波器输出

多相编码能够对脉冲内的每个碎片相位进行任意值编码。其旁瓣电平较低，多普勒容许度较大。目前，常用的多相编码包括，Frank 码，P1，P2，P3，P4，P(n,k)码。也出现了很多改进的多相编码^[37]。

以长度为 N 的 P3 码为例，P3 码的定义如下式所示：

$$\text{P3: } \phi_n = \frac{\pi}{N} n^2 \quad n=0,1,2,\dots,N-1 \quad (2-6)$$

图 2-7 给出了长度 $N=20$ 时，P3 码的匹配滤波器输出。

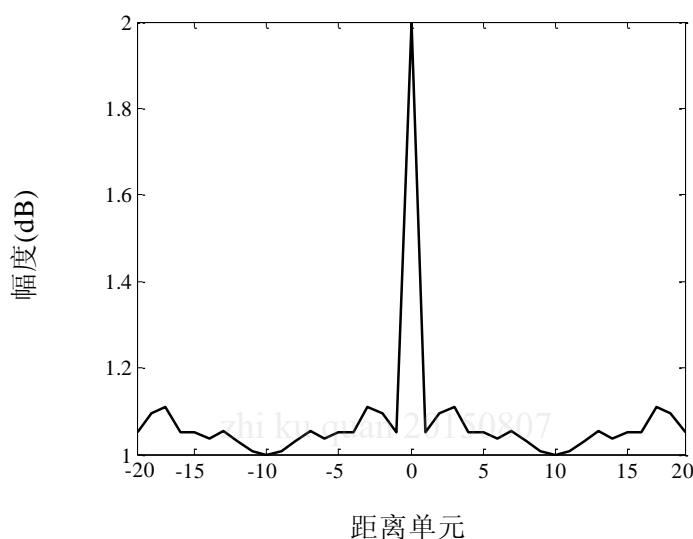


图 2-7 20 位 P3 码的匹配滤波器输出

由式(2-6)可知，P3 码是基于二次相位变化得到的，与 LFM 波形紧密联系，称为 Chirp 类相位码。匹配滤波之前，由于相位编码的带限性质增大了主瓣宽度，但编码间具有最小相位增量，编码的旁瓣峰值电平相对减小。从保持或改善匹配输出旁瓣电平方面讲，与 P3 码相比，P4 码一般具有最大的预压缩带限容许性。上述多相编码都是基于线性频率调制波形设计的编码相位，然而，也可以基于非线性频率调制波形进行相位编码的设计。对于 P(n,k)，闭合形式的表达式不存在，可以通过数字方法寻找。该类型非线性多相编码的好处就是能够显示出对预压缩带限更大的容许性，缺点就是设计较为困难。

2.3 匹配滤波算法

目前，雷达接收机的频率响应通常是带通的，频带宽度大于或者等于发射信号的带宽(一般大于)，即当载波被解调，有效的频率响应可以看成是一个带宽与复包络信号带宽相等的低通滤波器。

由相关检测知识可知，目标的检测性能随着信噪比的增大而增加。匹配滤波器是使接收机输出信号 SNR 最大准则下的最佳线性滤波器，匹配滤波器的输出由接收信号与波形延迟的副本之间进行互相关计算得到。假如接收信号和发射的信号相同（环境未对波形进行调制），那么匹配滤波器输出可以看成发射信号的自相关函数。

接收机输出信号的频谱等于目标回波频谱与接收机频域响应的乘积，见式(2-7)，假设特定时刻 T_M 上，SNR 最大，此时，输出信号分量对应的功率如式(2-8)所示：

$$Y(\Omega) = H(\Omega)X(\Omega) \quad (2-7)$$

$$|y(T_M)|^2 = \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\Omega)H(\Omega)e^{j\Omega T_M} d\Omega \right|^2 \quad (2-8)$$

考虑白噪声干扰，其功率谱密度等于 $N_0/2$ (W/Hz)，噪声通过接收机后，输出端的噪声功率谱密度等于 $N_0/2|H(\Omega)|^2$ (W/Hz)。对功率谱密度积分得到接收机输出总的噪声功率如下式所示：

$$n_p = \frac{1}{2\pi} \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\Omega)|^2 d\Omega \quad (2-9)$$

T_M 时刻的输出 SNR：

$$\text{SNR}_{T_M} = \frac{|y(T_M)|^2}{n_p} = \frac{\left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(\Omega)H(\Omega)e^{j\Omega T_M} d\Omega \right|^2}{\frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\Omega)|^2 d\Omega} \quad (2-10)$$

由上式可以看出，输出信噪比取决于接收机的频率响应。通过施瓦兹不等

式，如式，可以得到使 SNR_{T_M} 最大的频率响应 $H(\Omega)$ 。

$$\left| \int A(\Omega)B(\Omega)d\Omega \right|^2 \leq \left\{ \int |A(\Omega)|^2 d\Omega \right\} \left\{ \int |B(\Omega)|^2 d\Omega \right\} \quad (2-11)$$

施瓦兹不等式中，当且仅当 $B(\Omega) = \alpha A^*(\Omega)$ 时，不等式中的等号成立。因此，式(2-10)变成：

$$\text{SNR}_{T_M} \leq \frac{\left(\frac{1}{2\pi} \right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} |X(\Omega)e^{j\Omega T_M} d\Omega|^2 d\Omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(\Omega)|^2 d\Omega}{\frac{N_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(\Omega)|^2 d\Omega} \quad (2-12)$$

当满足下式时，输出 SNR 最大。

$$H(\Omega) = \alpha X^*(\Omega)e^{-j\Omega T_M} \quad (2-13)$$

对应时域形式如下：

$$h(t) = \alpha x^*(T_M - t) \quad (2-14)$$

由上可知，匹配滤波器的冲激响应为发射波形的反转共轭形式。 $s(t)$ 经过匹配滤波后输出 $y(t)$ 等于时域内的卷积：

$$y(t) = s(t) * h(t) \quad (2-15)$$

匹配滤波器的输出可以通过时域卷积或者频域相乘后逆变换得到，这也是时域脉压与频域脉压实现的基础。

2.4 长序列的匹配滤波

在信号线性滤波等实际处理应用中，系统的输入信号序列往往具有很长的时间长度，尤其是在涉及到信号检测、分析等应用中。

由数字信号处理知识可知，可以通过离散傅里叶变换（DFT）计算线性卷积，设 $x(n)$ 为以长度为 M 的序列， $h(n)$ 表示长度为 L 的序列，为了实现线性卷积的计算，需要先将两个序列补充到相等的长度 $M+L-1$ ，序列变为 $x'(n)$ 和 $h'(n)$ ，其对应的 DFT 分别为 $X'(k)$ 和 $H'(k)$ 。则线性卷积

$$y(n) = y'(n) = \text{IDFT}(X'(k)H'(k)) \quad (2-16)$$

当输入序列 $x(n)$ 很长时，如果将其进行存储起来，然后进行卷积运算，将存在两方面的问题，一是对计算机的存储容量要求较大，二是由于需要等待信号序列输入，无法实现信号的实时处理。因此，需要将长序列分割成固定尺寸的数据块，线性滤波中，通过 DFT，一次只能处理一个数据块，将输出得到的数据块进行组合，就形成了总的输出序列。

通过 DFT 将长序列逐块地进行线性 FIR 滤波处理有两种方法，首先将输入的数据分割成块，每一块经过 DFT 与 IDFT 的处理，得到一个输出数据块，最后将各输出数据块组成总的输出序列，这种方法与长序列的时域卷积得到的结果是相同的。

两种方法分别成为重叠保留法和重叠相加法。假设 FIR 滤波器的长度等于 M ，输出长序列分割成长度为 L 的数据块，为保持一般性，假定 $L \gg M$ ，下面分别对这两种方法进行介绍。

1、重叠保留法

对于该方法，输入数据块的大小等于 $N = L + M - 1$ ，DFT 与 IDFT 的长度都为 N ，每个数据块中进行重叠，块中的前 $M-1$ 个数据与前一块后 $M-1$ 个数据重合，然后接 L 个新的数据点，从而构成一个长度等于 $N = L + M - 1$ 的序列。对每一个数据块，计算得到 N 点 DFT，为了使 FIR 滤波器的响应序列长度与输入序列一致，序列的 N 点 DFT 是一次性计算并且存储的。对第 m 数据块，将两个 N 点 DFT 变换结果 $X_m(k)$ 与 $H(k)$ 相乘，得到

$$\hat{Y}_m(k) = H(k)X_m(k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-17)$$

然后对 N 点数据进行 IDFT 变换，得

$$\hat{y}_m(n) = \text{IDFT}(\hat{Y}_m(k)) = \{\hat{y}_m(0)\hat{y}_m(1)\cdots\hat{y}_m(M-1)\hat{y}_m(M)\cdots\hat{y}_m(N-1)\} \quad (2-18)$$

由于数据记录长度等于 N ，而 $\hat{y}_m(n)$ 的前 $M-1$ 个点因混叠造成破坏，因此必须删除，而 $\hat{y}_m(n)$ 的后 L 个点与线性卷积的结果是一致的，取出，有：

$$\hat{y}_m(n) = y_m(n) \quad n = M, M+1, \dots, N-1 \quad (2-19)$$

为避免混叠造成的数据丢失，每个输入数据块的后 $M-1$ 个点被保留。这

些点将作为下一个输入数据块的前 $M-1$ 个点，依次类推。对于第一个数据块的前 $M-1$ 个点需要用 $M-1$ 个零进行填充，因为前面没有记录数据。以前三个数据块为例，形式如下所示：

$$\begin{aligned}
 x_1(n) &= \left\{ \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{M-1 \text{ 个点}}, x(0), x(1), \dots, x(L-1) \right\} \\
 x_2(n) &= \left\{ \underbrace{x(L-M+1), \dots, x(L-1)}_{\text{来自 } x_1(n) \text{ 的 } M-1 \text{ 个数据点}}, \underbrace{x(L), \dots, x(2L-1)}_{L \text{ 个新数据点}} \right\} \\
 x_3(n) &= \left\{ \underbrace{x(2L-M+1), \dots, x(2L-1)}_{\text{来自 } x_2(n) \text{ 的 } M-1 \text{ 个数据点}}, \underbrace{x(2L), \dots, x(3L-1)}_{L \text{ 个新数据点}} \right\}
 \end{aligned} \tag{2-20}$$

IDFT 得到的每一段输出序列的前 $M-1$ 个点由于混叠需要丢弃。图 2-8 以图形化的方式描述了如何利用重叠保留法对长序列进行分段线性卷积。

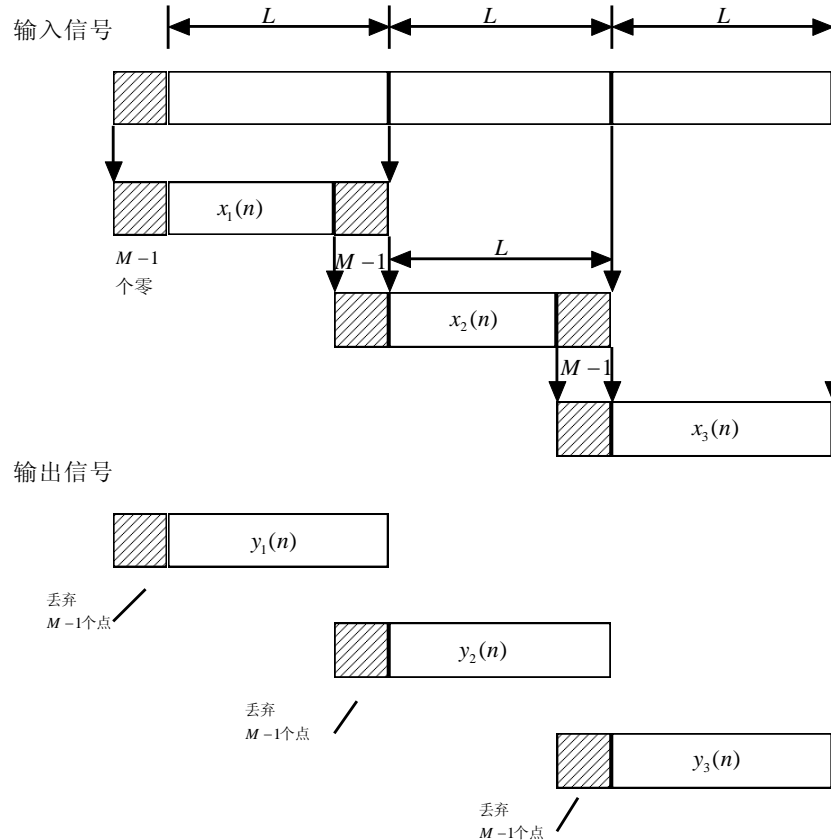


图 2-8 重叠保留法示意图

2、重叠相加法

重叠相加法中，每一段输入数据块的有效数据记录长度等于 L ，数据块的后 $M-1$ 个数据都等于零，以前三个数据块为例，如式(2-21)所示，后续数据块依次类推。

$$\begin{aligned} x_1(n) &= \left\{ x(0), x(1), \dots, x(L-1), \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{M-1 \text{ 个零}} \right\} \\ x_2(n) &= \left\{ x(L), x(L+1), \dots, x(2L-1), \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{M-1 \text{ 个零}} \right\} \\ x_3(n) &= \left\{ x(2L), \dots, x(3L-1), \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{M-1 \text{ 个零}} \right\} \end{aligned} \quad (2-21)$$

DFT 和 IDFT 的长度等于 N , $N=L+M-1$ 。 $x_m(n)$ 与 $h(n)$ 两者 DFT 变换后相乘得到：

$$Y_m(k) = H(k)X_m(k) \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-22)$$

由于长度为 N 的数据块后面的 $M-1$ 个点是补的零，因此 IDFT 得到的输出数据长度也为 N ，且数据不存在混叠。但是每个块的后 $M-1$ 个数据点需要与后一个数据块的前 $M-1$ 个数据点相加，从而构成重叠相加法。最终的输出序列可以表示为：

$$\begin{aligned} y(n) &= \{y_1(0), y_1(1), \dots, y_1(L-1), \\ &\quad y_1(L) + y_2(0), y_1(L+1) + y_2(1), \dots, y_1(N-1) + y_2(M-2), y_2(M-1), \\ &\quad y_2(M), y_2(M+1), y_2(M+2) \dots\} \end{aligned} \quad (2-23)$$

图 2-9 以图形的形式形象地描述了重叠相加法进行分段线性卷积的过程。

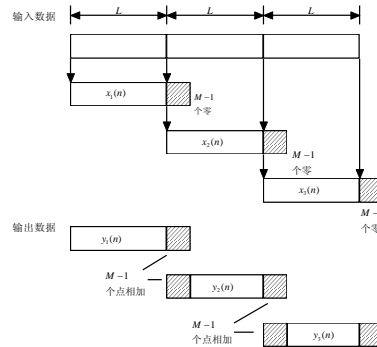


图 2-9 重叠相加法示意图

值得注意的是，通过上述频域时域转换的方法计算 FIR 滤波器的输出，虽然是间接的方法，但在利用快速傅里叶变换的条件下，与直接在时域进行线性卷积相比，执行效率更高。

利用之前介绍的匹配滤波脉冲压缩方法，分析脉冲压缩的时域与频域实现流程，下面研究分析单目标、多目标等情况下脉冲压缩的性能，针对长序列信号，利用重叠保留或重叠相加法进行分段脉压与合成，仿真验证直接法与分段处理方法的异同点。

2.5 时域与频域脉压实现方法

由之前的相关内容可知，线性卷积可以通过时域和频域(FFT)两种方法实现，同理，当具体到脉冲压缩时，这两种方法同样适用。随着数字技术和大规模集成电路的发展，数字脉冲压缩技术得到广泛应用，并逐步取代了起初的模拟脉冲压缩技术。早期的数字脉冲压缩研究主要采用时域处理的方法通过 FIR 滤波器实现。伴随着高性能 FFT 专用器件的诞生，频域处理方法更多地被应用^[38]。这里将分别讨论数字脉冲压缩时域处理系统和频域处理系统。基于时域的脉压处理系统流程如图 2-10 所示。

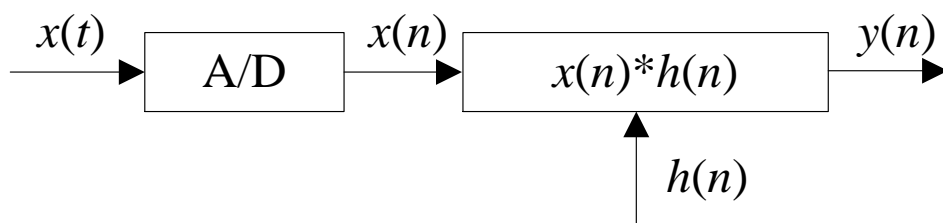


图 2-10 脉冲压缩时域处理系统流程

时域处理中，直接对数字化的回波信号进行卷积运算，如下所示：

$$y(n) = x(n) * h(n) \quad (2-24)$$

基于频域的脉压处理系统流程如图 2-11 所示。首先利用 FFT 计算出数字化回波信号 $x(n)$ 的频谱 $X(w)$ 和匹配滤波器冲激响应 $h(n)$ 的频谱 $H(w)$ ，两者相乘后，利用快速傅里叶逆变换（IFFT），输出脉压结果 $y(n)$ 。公式如下所

示：

$$y(n) = IFFT[X(w)H(w)] = IFFT\{FFT[x(n)] \times FFT[h(n)]\} \quad (2-25)$$

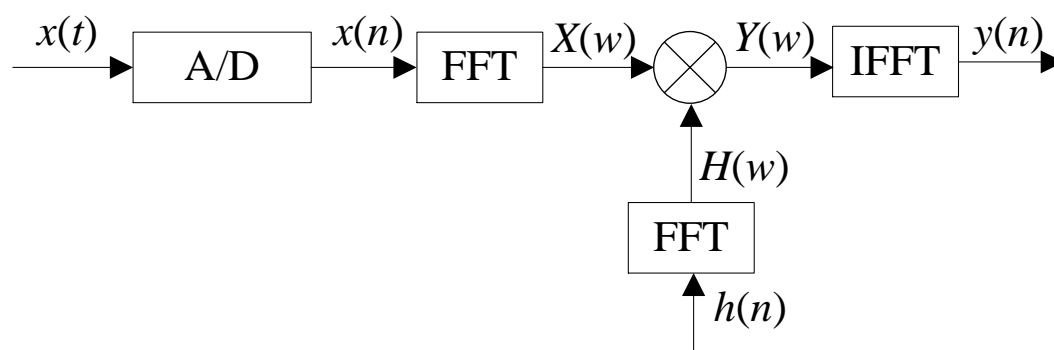


图 2-11 脉冲压缩频域处理系统流程

由数字信号处理相关知识，时域内的两个信号卷积等于频域上两者频域乘积的逆变换，因此，两种实现方法本质上是一样的。

2.6 匹配滤波脉压算法仿真

1、单个目标情况

仿真中，脉冲宽度等于 10us，带宽等于 10MHz，处理窗长度等于 200。图 2-12 给出了未压缩的回波信号，图 2-13 为经过匹配脉压的结果。

由图 2-12 与 2-13 可以看出，直接得到的接收机回波信号无法实现目标的判别，即无法辨别目标信息。而通过脉冲压缩处理，目标很明显的突出出来。

2、两个目标情况

由公式 2-1 可知，脉冲压缩，可以有效地提高雷达分辨率。设定两个目标之间相距 40 米，分别位于 80 和 120 米处，脉冲宽度等于 5us，LFM 脉冲的带宽等于 100MHz。由公式，脉压之前，距离分辨率为 750 米，而通过匹配滤波脉冲压缩，距离分辨率缩小为 1.5 米。对于相距 40 米的目标而言，足以分辨。图 2-14 为两个目标得到的未压缩的脉冲回波信号，图 2-15 画出了经过匹配滤波脉压得到的回波信号。

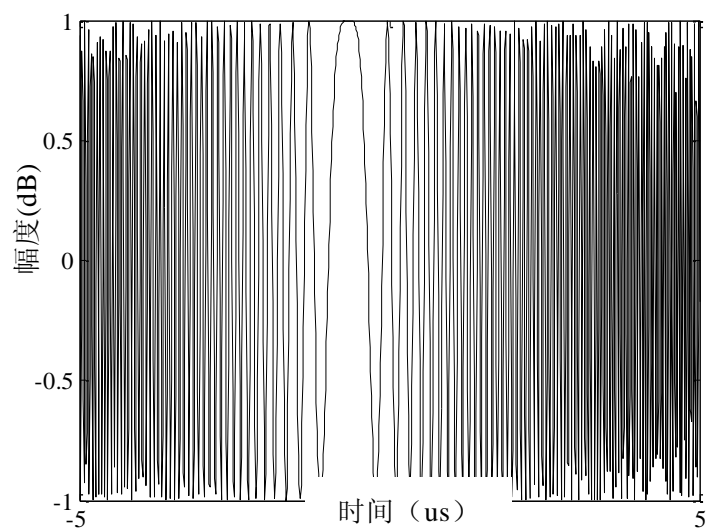


图 2-12 未经压缩的回波信号(无法分辨散射体)

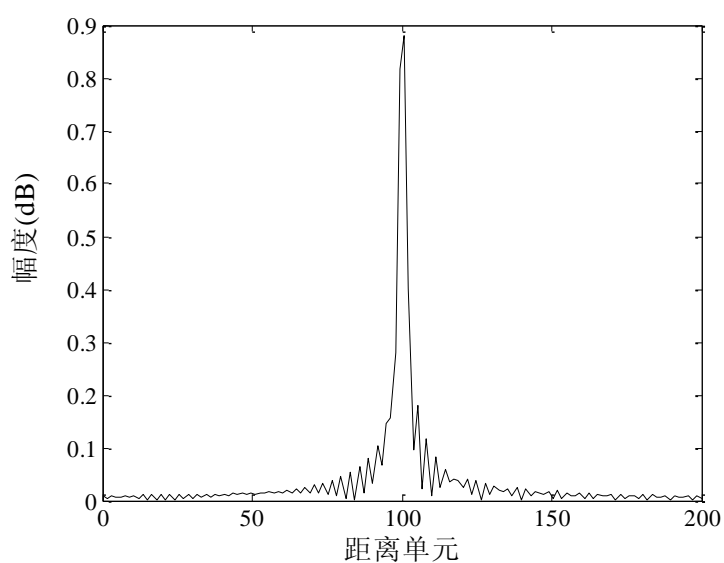


图 2-13 脉冲压缩后的回波信号（散射体明显凸显出来）

由图 2-14 与 2-15 可以看出，脉压前，从回波信号时无法分辨出目标，更加无法分辨出两个目标的各自位置，通过脉冲压缩，由于脉压后的距离分辨率明显小于两个目标之间的间隔，因此，目标得以凸显并分辨。

3、三个目标(可分辨与不可分辨)情况

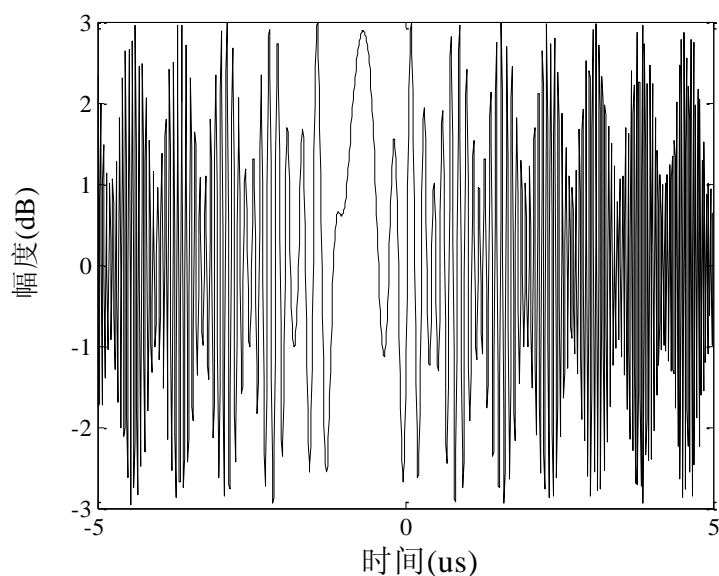


图 2-14 未经压缩的回波信号(无法分辨散射体)

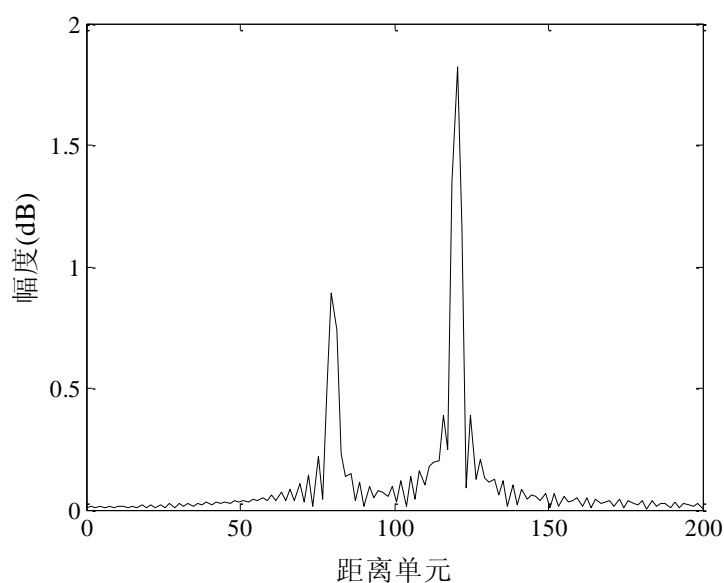


图 2-15 脉冲压缩后的回波信号（两个散射体明显凸显并分辨出来）

为了验证当散射体中的某两个相距较近时（小于脉压后的距离分辨率），无法实现目标的分辨，下面的仿真中，设置三个散射体，首先设定三者相距较远，然后设定其中两个（后两个）相距较近，观察脉压后回波信号。图 2-16 画出了两种情况下的脉冲压缩回波信号。仿真中，脉冲宽度等于 $5\mu\text{s}$ ，脉冲带

宽为 100MHz。

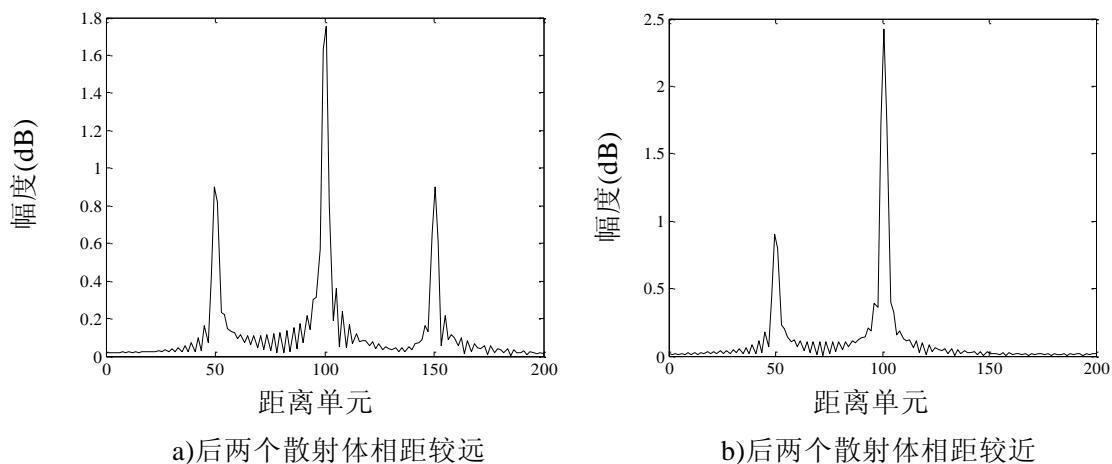


图 2-16 某两个目标相距较远和较近情况下得到的脉冲压缩回波信号

由上图可知，当两个目标相距较远时，可以很好的分辨出两者，而如果目标相距较近，并小于距离分辨率时，脉冲压缩有时也无法分辨两个目标。

2.7 长序列的匹配滤波算法仿真

当雷达回波信号采样序列很长时，通常采用分段的脉冲压缩处理，进行如下长序列回波信号的脉压仿真，仿真中，脉冲宽度等于 20us，带宽为 6MHz。图 2-17 画出了长序列脉冲雷达回波信号。

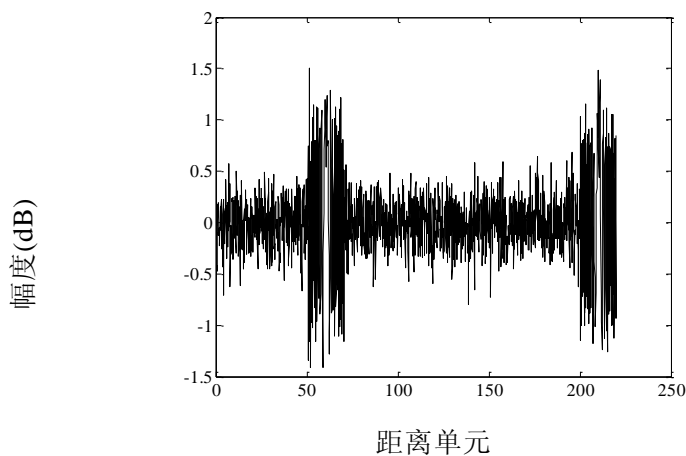


图 2-17 未经压缩的雷达回波信号

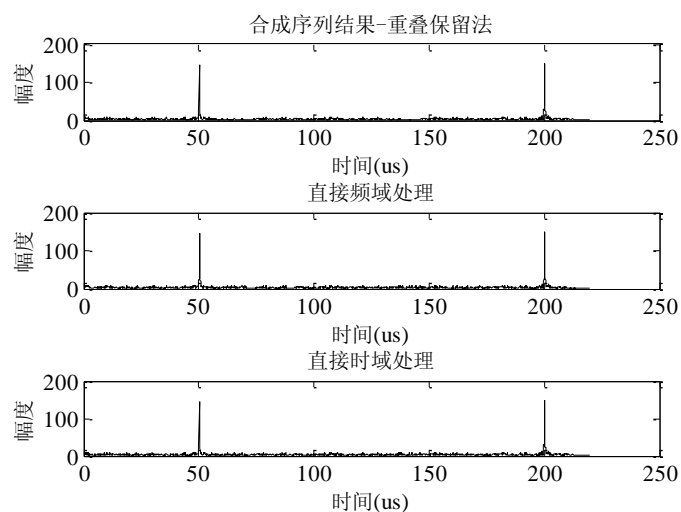


图 2-18 重叠保留法分段脉压结果与直接时域或频域处理的比较

图 2-18 与 2-19 分别对应于使用重叠保留法与重叠相加法进行分段脉压结果，并将分段脉压结果与直接利用时域与频域处理得到的脉压结果进行比较。

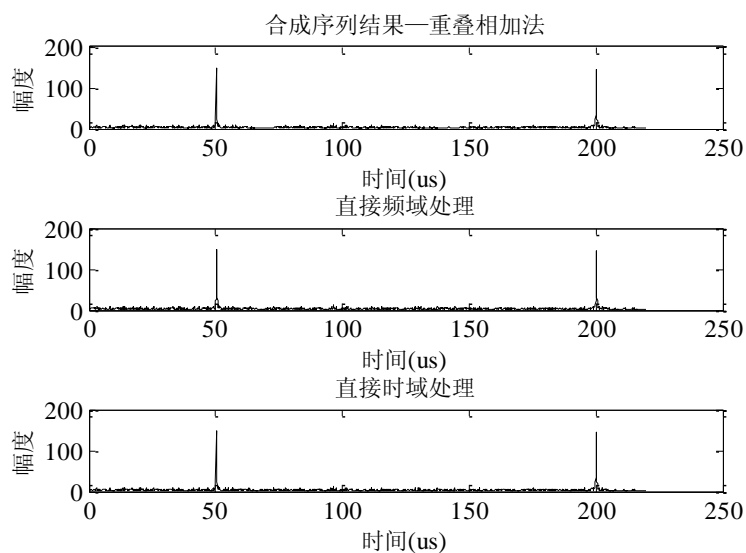


图 2-19 重叠相加法分段脉压结果与直接时域或频域处理的比较

通过图 2-18 与图 2-19 仿真结果可知，对于长序列的滤波，分段处理得到的脉压结果与直接时域或者频域处理得到的脉压结果一致，无论使用重叠保留

法还是重叠相加法都能得到正确一致的仿真结果，然而直接方法（时域与频域）与分段处理所占用的处理时间是不同的。

2.8 本章小结

本章首先对频域处理与时域处理方法进行介绍，然后分别针对单个目标，多个目标情况下的脉压前后的结果进行对比分析，验证匹配滤波脉冲压缩的有效性，对于多个目标的情况下，当某两个目标之间的距离小于调制脉冲的距离分辨率时，无法实现目标间的分辨。利用重叠相加或者重叠保留法对长序列进行分段处理，与直接时域或频域处理，能够得到相同的脉冲压缩效果，但分段处理更具有实时性。

第3章 自适应脉冲压缩

雷达脉冲压缩涉及噪声中雷达照射区域距离像估计的提取，然而，由于标准匹配滤波器距离旁瓣的作用，脉冲压缩的弱目标遮蔽现象是固有存在的，本章将利用基于最小均方误差准则的自适应滤波器估计方法应对遮蔽问题，并且匹配滤波脉冲压缩也存在距离分辨率相对较低的现象。为了体现该算法的优越性，在不同的情形下，将其与标准匹配滤波和基于 LS 方法的脉压进行对比，进行性能比较与分析。

3.1 离散信号模型描述

前面已对匹配滤波进行相应的介绍，其将接收的回波信号与发射波形的复共轭翻转副本进行卷积，好处是接收机输出信噪比最大。其离散矢量表达形式如下式所示：

$$\hat{x}_{\text{MF}}(l) = \mathbf{s}^H \tilde{\mathbf{y}}(l) \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (3-1)$$

式中 \mathbf{s} ——发射波形的离散采样， $\mathbf{s} = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_{N-1}]^T$ ；

$\tilde{\mathbf{y}}(l)$ ——复接收信号 N 个连续采样， $\tilde{\mathbf{y}}(l) = [y(l) \ y(l+1) \ \dots \ y(l+N-1)]^T$ ；

$\hat{x}_{\text{MF}}(l)$ ——第 l 个距离像脉冲响应的匹配滤波器估计结果；

$(\cdot)^T$ ——转置变换；

$(\cdot)^H$ ——共轭转置变换。

接收信号的离散采样 $y(l)$ 表示如下：

$$y(l) = \tilde{\mathbf{x}}^T(l) \mathbf{s} + v(l) \quad (3-2)$$

式中 $\tilde{\mathbf{x}}(l)$ ——距离像脉冲响应的 N 个连续采样，

展开为 $\tilde{\mathbf{x}}(l) = [x(l) \ x(l-1) \ \dots \ x(l-N+1)]^T$;

$v(l)$ ——加性噪声。

由上，匹配滤波器的输出可以写成如下形式：

$$\hat{x}_{MF}(l) = \mathbf{s}^H \mathbf{A}^T(l) \mathbf{s} + \mathbf{s}^H \tilde{\mathbf{v}}(l) \quad (3-3)$$

式中 $\tilde{\mathbf{v}}(l)$ ——加性噪声的矢量形式；

式(3-3)中，矩阵 $\mathbf{A}(l)$ 由距离像脉冲响应循环移位得到的，矩阵的具体形式如下：

$$\mathbf{A}(l) = \begin{bmatrix} x(l) & x(l+1) & \dots & x(l+N-1) \\ x(l-1) & x(l) & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & x(l+1) \\ x(l-N+1) & \dots & x(l-1) & x(l) \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

通过矩阵 \mathbf{A} 可以看出，如果 $x(l)$ 为独立的点散射体，公式(3-3)将简化为：

$$\hat{x}_{MF}(l) = \mathbf{s}^H \mathbf{s} x(l) + \mathbf{s}^H \mathbf{v} \quad (3-5)$$

这时，散射体的检测概率仅由信杂比（SNR）决定，匹配滤波器是最优的。

然而，当矩阵中非对角线上的任何一个元素大于 $x(l)$ 时，不管 SNR 为多少，匹配滤波器得到的 $x(l)$ 值都不是其真实值。为了避免这一现象，可以通过最小二乘方法（LS）或者后面章节中的自适应处理方法加以应对。

3.2 基于 LS 的脉冲压缩算法

3.2.1 LS 算法

最小二乘估计方法通常不具有最佳的性质，但对于某些问题来讲，其应用具有十分重要的意义^[39]。LS 算法突出的特点是未对观测数据进行任何概率假设，而仅需假定一个信号模型，因此，这种方法的具有较广的应用范围。然而这种方法不是最佳的，而且无法利用统计性能进行评价。

最小二乘算法中，试图让给定观测数据与假定信号或者说没有噪声干扰的信号之差的平方最小，最小二乘算法的模型如图 3-1 所示。

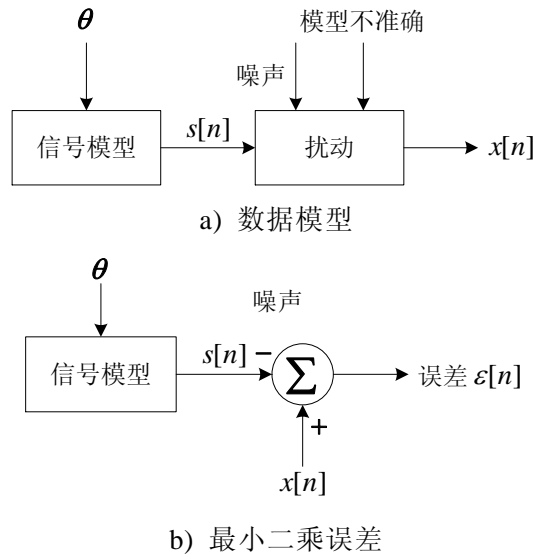


图 3-1 最小二乘估计方法

最小二乘估计方法：对于 $p \times 1$ 维的参数向量 θ ，假设信号 s 与 θ 呈线性信号关系，其中， $s = [s[0] s[1] \cdots s[N-1]]^T$ ，不对噪声的概率密度函数作出假设的情况下，线性关系表达式为：

$$s = H\theta \quad (3-6)$$

式中 H —— $N \times p$ 的满秩矩阵，称之为观测矩阵。

最小二乘估计可以通过使式最小化求得：

$$J(\theta) = (x - H\theta)^T (x - H\theta) \quad (3-7)$$

对上式关于 θ 求导：

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} = -2H^T x + 2H^T H\theta \quad (3-8)$$

令梯度等于零，得到最小二乘估计（LSE）：

$$\hat{\theta} = (H^T H)^{-1} H^T x \quad (3-9)$$

3.2.2 LS 算法应用

LS 算法中，与处理窗相对应，将长度为 $L+N-1$ 的接收信号 y 近似为：

$$\mathbf{y} \approx \mathbf{y}_{\text{LS}} = \mathbf{S}\mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (3-10)$$

式中 \mathbf{x} ——处理窗长度为 L 的距离像脉冲响应采样；

\mathbf{v} ——长度等于 $L+N-1$ 的加性噪声采样。

发射波形与距离像脉冲响应的卷积近似为如下矩阵向量相乘的形式：

$$\mathbf{S}\mathbf{x} = \begin{bmatrix} s_0 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & s_0 & & & \vdots \\ s_{N-1} & \vdots & \ddots & & \\ 0 & s_{N-1} & & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & & \ddots & 0 \\ \vdots & & \ddots & & s_0 \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & s_{N-1} \end{bmatrix} \mathbf{x} \quad (3-11)$$

式中 \mathbf{S} ——由波形采样向量顺次移位得到的 $(L+N-1) \times L$ 维的矩阵。

式(3-10)与式(3-11)组成的 LS 模型已经应用与雷达脉冲压缩，生物医学成像，地震估计等领域。通过上述 LS 方法得到的长度为 L 的距离像估计如下式所示：

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{LS}} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^H \mathbf{y} \quad (3-12)$$

对于式(3-10)的接收信号模型，当噪声为白噪声时，通过 LS 方法得到的解在最小均方误差意义下是最优的。然而，当处理窗外的 $N-1$ 个距离单元范围内存在强散射体时，这种假设是不成立的，估计得到的距离像脉冲响应将严重的偏离真实值。相对于匹配滤波算法，LS 估计得到的结果具有更低的旁瓣，能够实现一定程度上近距离目标的分辨，提高目标的辨别能力。

图 3-2 画出了 100 个距离单元上通过匹配滤波脉冲压缩与 LS 估计得到的脉压结果。从图中可以看出，LS 方法具有更高的分辨率，能过实现强散射体周围较弱目标的分辨与检测，一定程度上避免了匹配滤波器高旁瓣带来的不利影响。

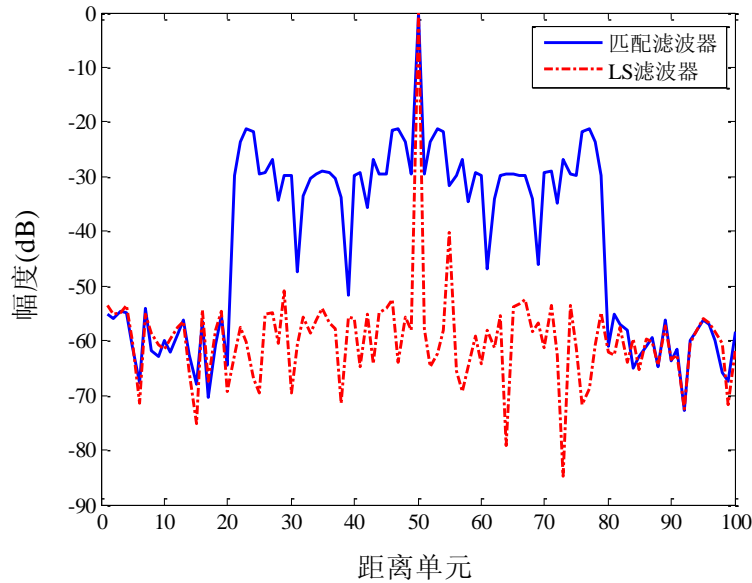


图 3-2 匹配滤波与 LS 方法得到的脉压结果

3.3 基于 RMMSE 的自适应脉冲压缩算法

虽然匹配滤波使得噪声中单一点目标的输出信杂比最大化，但当大目标周围出现小目标时，就可能出现遮蔽现象。如果要完全消除该现象，需要对每一个脉冲响应系数对应的接收滤波器进行自适应调整，接收滤波器由接收信号估计得到。一种可行的方法就是连续地在估计距离像脉冲响应与估计对应的接收滤波器之间进行转换。

最小均方误差（MMSE）估计是一种利用前面相关数据信息，提高估计精度的贝叶斯估计方法^[40]。迭代最小均方误差（RMMSE）利用了前一阶段估计得到的脉冲响应，结合 MMSE 估计方法对当前阶段的距离像脉冲响应进行估计。

3.3.1 信号模型

为了更清晰地描述该自适应脉冲压缩算法，首先需要对信号模型及其表达方式进行描述。由公式(3-2)和(3-3)，接收信号的 N 个离散采样表示为：

$$\tilde{\mathbf{y}}(l) = \mathbf{A}^T(l)\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{v}}(l) \quad (3-13)$$

该接收信号模型与匹配滤波方法中的模型是相同的，为了得到 MMSE 估计器，匹配滤波器中的滤波器系数 s 需要用 $N \times 1$ 的 MMSE 滤波器系数 $w(l)$ 代替，该滤波器系数 $w(l)$ 是对于第 l 延迟距离单元来讲的，不同的延迟距离单元对应的滤波器系数不同，即估计得到的距离像脉冲响应表示为：

$$\hat{x}_{MF}(l) = w^H(l) \tilde{y}(l) \quad l = 0, 1, \dots, L-1 \quad (3-14)$$

3.3.2 自适应脉冲压缩算法

由公式(3-14)，结合 MMSE 的定义，标准 MMSE 代价函数如下：

$$J(l) = E \left[\left| x(l) - w^H(l) \tilde{y}(l) \right|^2 \right] \quad (3-15)$$

式中 $E[\cdot]$ ——期望算子。

需要根据前一阶段估计到的 $x(l)$ 求出使代价函数最小的 $w(l)$ ，这里， $E[x(l)] = x(l)$ ，即假设脉冲响应在波形长度范围内是相对平稳的，并且假定相邻的脉冲响应是不相关的，通常，最小化 MMSE 代价函数是通过分别对 $w^*(l)$ 求导并令其等于零得到的，最后的 MMSE 滤波器系数 $w(l)$ 表达形式如下：

$$w(l) = \left(E \left[\tilde{y}(l) \tilde{y}^H(l) \right] \right)^{-1} E \left[\tilde{y}(l) x^*(l) \right] \quad (3-16)$$

式中 $*$ ——复共轭。

将式(3-13)带入到式(3-16)中，并假设噪声中脉冲响应是不相关的，得到：

$$w(l) = \rho(l) (C(l) + R)^{-1} s \quad (3-17)$$

上式中，系数 $\rho(l) = |x(l)|^2$ ， $R = E[\tilde{v}(l) \tilde{v}^H(l)]$ 表示 $N \times N$ 的噪声协方差矩阵。任何关于噪声的先验信息都可以通过矩阵 R 进行引入，这时，可以将其看作白化滤波器。由于假设相邻的脉冲响应是不相关的。矩阵 $C(l)$ 为 $N \times N$ 的矩阵，其由下式得到：

$$C(l) = E \left[A^T(l) s s^H A^*(l) \right] \quad (3-18)$$

矩阵的第 (i, j) 个元素可以表示为：

$$c_{i,j}(l) = \sum_{n=K_L}^{K_U} \rho(l-n+i-1) s_n s_{n-i+j}^* \quad (3-19)$$

式中 K_L ——下限集合范围；

K_U ——上限集合范围。

矩阵 $\mathbf{C}(l)$ 的完整表达式如下所示：

$$\mathbf{C}(l) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(l+n) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H \quad (3-20)$$

上式中，用 \mathbf{s}_n 表示波形 \mathbf{s} 位移 n 并补零后的位移波形补零向量，例如，向右移位 2 的向量表示为 $\mathbf{s}_2 = [0 \ 0 \ s_0 \ \cdots \ s_{N-3}]$ ，前面补零，向左移位 2 的向量表示为 $\mathbf{s}_2 = [s_2 \ \cdots \ s_{N-1} \ 0 \ 0]$ ，后面补零。

由式(3-20)，因为矩阵 $\mathbf{C}(l)$ 由 $2N-1$ 个半正定的矩阵组成，因此，该矩阵也是半正定的。矩阵 \mathbf{R} 是正定的，进而矩阵之和 $\mathbf{C}(l) + \mathbf{R}$ 是正定并且可逆的。

对于给定的脉冲响应系数，MMSE 滤波器是周围距离单元功率的函数，而这是不可能的。为了克服缺少先验信息的问题，初始阶段假设噪声是可以忽略的，并设定初始脉冲响应都是相同的，具有如下形式：

$$\hat{\mathbf{w}} \cong \left(\sum_{n=-N+1}^{N-1} \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H \right)^{-1} \mathbf{s} \quad (3-21)$$

其不随 l 变化而变化。初始阶段 MMSE 滤波器可以计算得到，再用传统匹配滤波器实现。由于缺少先验信息，初始阶段 MMSE 滤波器与发射波形具有归一化的互相关，这与归一化的匹配滤波器自相关类似，图 3-3 为初始阶段 MMSE 滤波器与发射波形的归一化互相关以及匹配滤波器的归一化自相关图像。

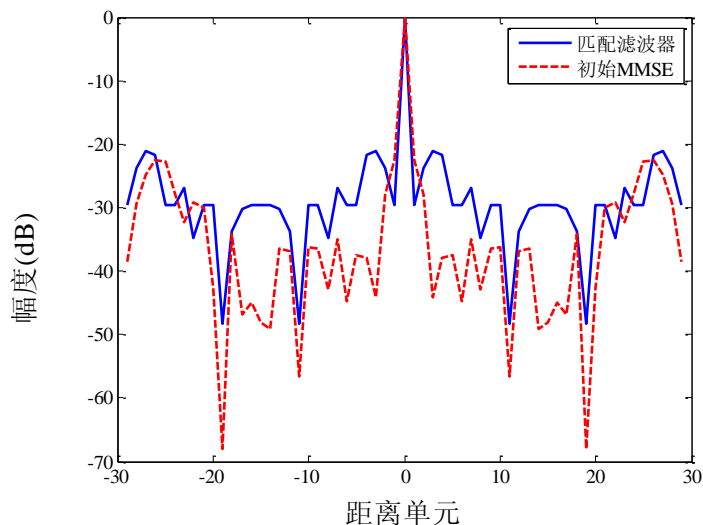


图 3-3 MMSE 与 MF 滤波器与 P3 编码发射波形的相关特性

仿真中，发射波形采用 P3 多相编码波形，如式(2-6)所示，离散采样点数 $N=30$ 。对于特定的波形，RMMSE 算法没有具体的形式，然而，对多相波形来讲，该算法一般具有较好的性能。如果使用非线性波形，将会带来“扇形损失”。

利用初始阶段 MMSE 滤波器 \hat{w} 对初始距离像脉冲响应进行估计，然后将初始阶段估计得到的脉冲响应看作第一迭代阶段的先验信息，后面的阶段与此相似。依据大散射体的 SNR 和散射体的分布密度选择迭代次数，波形选择前面介绍的 P3 码。在距离像响应较为稀疏的环境（强尖峰环境）中，该算法更能体现其优越性，而这种环境在高分辨率的条件下是常见的。每一次迭代，处理距离窗的长度都会减小 $2(N-1)$ ，因为前后的 $N-1$ 个单元被用于更新相应处理窗内的信息，当最终处理窗长度 $L \gg N$ 时，几个迭代内，窗长度的减小可以忽略。

以三个迭代阶段为例，图 3-4 画出了对应估计算法操作的流程。

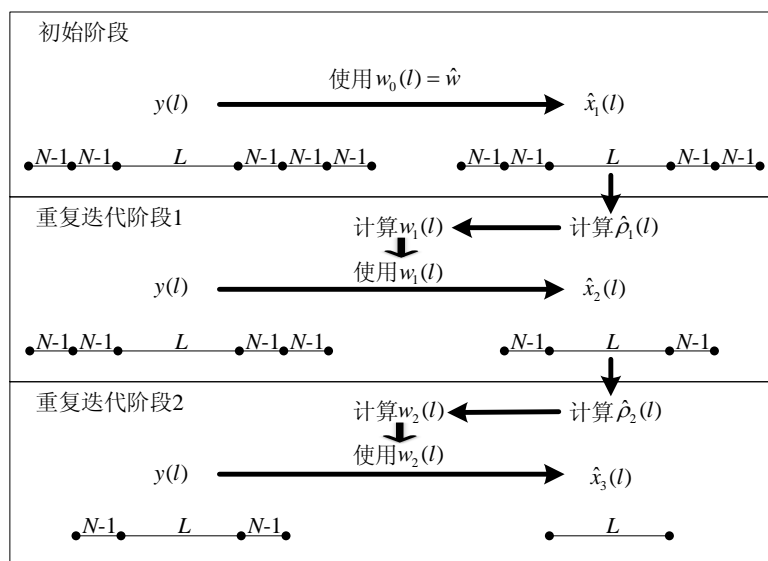


图 3-4 三阶段 RMMSE 估计算法的操作流程

3.3.2.1 RMMSE 算法的防遮蔽性能

为了检验 MMSE 滤波器对小目标的防遮蔽性能，做如下仿真，对于特定的感兴趣距离单元，大散射体存在于该距离单元前面的第 8 个单元上，图 3-5 画出了 MF 滤波器、初始 MMSE 滤波器以及 RMMSE 滤波器与发射波形互相关的图像，仿真中，P3 码波形的序列长度 $N = 30$ 。

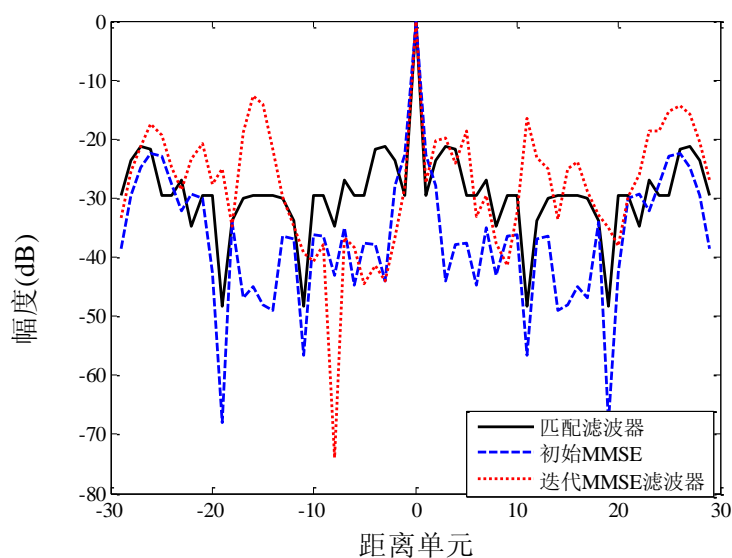


图 3-5 MF、初始 MMSE 与 RMMSE 滤波器与发射波形的互相关

从图中可以看出，标准 MF 与初始 MMSE 滤波器的结果大致相似，而 RMMSE 在-8 的距离单元处产生了一个很深的凹口，因此，RMMSE 能够很大程度上减小由强散射体引起的距离旁瓣干扰，从而提高小散射体的检测性能。

3.3.2.2 算法的稳健性问题

由式(3-20)与噪声的协方差矩阵 \mathbf{R} ， $\mathbf{C}(l) + \mathbf{R}$ 是正定并且可逆的，然而，当 $\rho(l) \gg \sigma_v^2$ 时， $\mathbf{C}(l) + \mathbf{R}$ 可能变为病态矩阵。当没有足够高的 SNR 时， $\rho(l)$ 无法从噪声中进行提取，或者估计得到的结果 $\hat{\rho}(l)$ 很小，经过连续的迭代， $\hat{\rho}(l)$ 可能趋于 0，从而产生病态矩阵。

一种防止病态矩阵的处理方式是一定程度上对距离单元功率和噪声功率估计进行压缩，具体方式为：用 $\hat{\rho}(l) = |\hat{x}(l)|^\alpha$ 代替 $\hat{\rho}(l) = |\hat{x}(l)|^2$ ，用 σ_v^α 代替 σ_v^2 ，通常 α 的取值范围为 $0 \leq \alpha \leq 2$ 。对于高 SNR 的散射体，选择 $\alpha < 2$ ，当不存在散射体或者 SNR 较小时，为了防止 $\hat{\rho}(l)$ 变的很小或者趋于 0，选择较小的 α 阻止该趋势。仿真实验表明，当迭代阶段为 2-4 个时，系数 α 选择为 [1.1 1.7]，能够得到较好的结果，上述阶段包括初始阶段。通常，第一迭代阶段选择 $\alpha = 1.7$ ，最后一个阶段选择 $\alpha = 1.1$ ，系数的选择与 LMS 的闭环迭代算法的自适应步长类似^[41]。为了防止病态的发生，另一个方式就是设定距离单元估计幅度的下限。

3.3.3 仿真结果及其分析

为了验证 RMMSE 算法的雷达脉冲压缩性能及其稳健性，对 RMMSE、LS、标准 MF 在五中情况下的脉冲压缩结果进行比较，其中标准 MF 经过归一化处理。五种情况分别为：低 SNR 点目标；高 SNR 点目标；处理窗外存在高 SNR 目标；存在多普勒偏移的单点目标；存在多普勒偏移的若干点目标。下面分别就上述情况进行仿真并对仿真结果进行分析，仿真中波形统一使用采样长度为 30 的 P3 多相编码波形，最终处理窗长度等于 100，迭代阶段数目根据不同的情况而定。RMMSE 算法中，从其多相编码波形选择的随机性可以看

出，该算法是波形独立的，即算法的有效性与多相编码波形相互独立。地面距离像 $x(l)$ 为目标与加性噪声之和，假设噪声服从均值为零的复高斯分布。

3.3.3.1 低 SNR 点目标

该情况下，目标提取前的 SNR 等于 0dB，由前面的相关知识可知，MF 输出 SNR 是最大的，这就为 RMMSE 算法输出 SNR 的性能提供了一个固定的参考标准，在很多雷达应用中，总希望在很低的 SNR 条件下能更好的检测目标，为了提高 SNR，通常可以通过增加发射机功率或者增加发射波形长度来实现。

仿真中，选择两个迭代阶段，其中包括初始阶段，第一迭代阶段的系数 $\alpha=1.1$ 。图 3-6 画出了地面实际距离脉冲响应、RMMSE 和归一化 MF 估计得到的距离像结果。

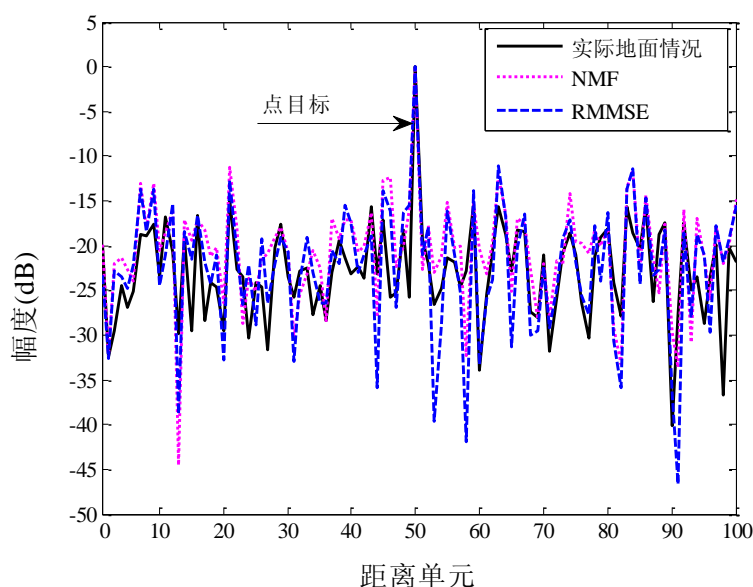


图 3-6 低 SNR 点目标的脉冲压缩结果

从图中可以看出，两种方法都能从噪声中提取目标或者说实现噪声得到抑制，该种情况下，由于不存在周边目标对该检测单元的影响，可以使用 MF 来实现脉冲的压缩。为了检验 RMMSE 输出 SNR 与 MF 输出最大化 SNR 的偏离程度，定义失配损失：

$$L_{Mis} = \frac{|w^H s|^2}{\left| \frac{1}{N} s^H s \right|^2} \quad (3-22)$$

通过计算，目标存在距离单元上，RMMSE 算法最后一个阶段的失配损失等于 0.35dB，这表明该情况下，RMMSE 算法能够实现与目标较好地匹配。

3.3.3.2 高 SNR 点目标

尽管匹配滤波器的输出 SNR 是最大的，但当目标存在单元的 SNR 超过发射波形的自相关旁瓣时，就会出现距离旁瓣干扰，该情况下，假设杂波的功率比目标功率小 60dB，对于 NMF、RMMSE 以及 LS 三种算法的性能进行比较，RMMSE 算法使用两个迭代阶段（包括初始阶段），第一迭代阶段的系数 $\alpha=1.5$ 。图 3-7 为该情况下的仿真结果，结果表明，NMF 的距离旁瓣明显较大，而 RMMSE 和 LS 估计方法能够较好地在噪声功率级上实现距离脉冲响应的估计。

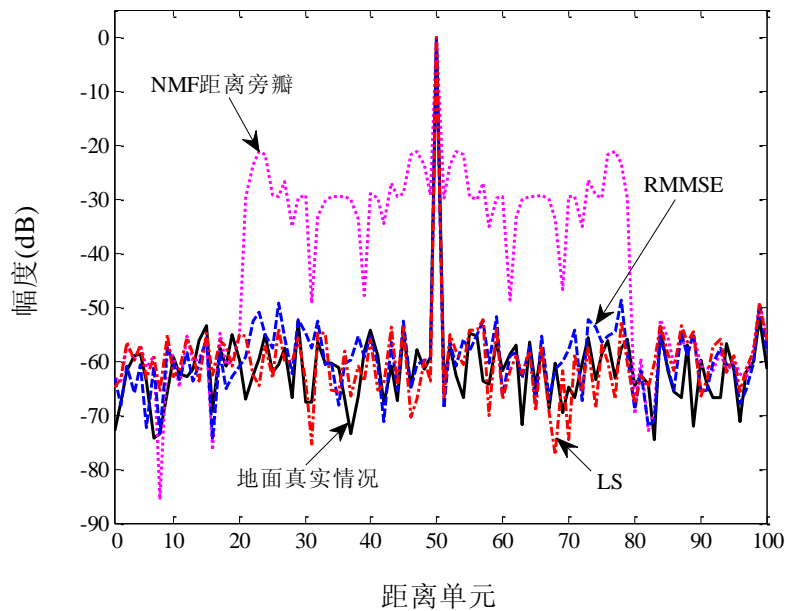


图 3-7 高 SNR 条件下各算法的脉压输出结果

3.3.3.3 处理窗外存在高 SNR 点目标

在前面的高 SNR 点目标情况中，LS 算法与 RMMSE 算法的估计性能几乎相同，然而，如果处理窗外面存在一个强目标，距离像脉冲响应分布情况如图 3-8 所示，最终的处理窗外面存在一个与窗内目标强度相同的干扰目标，该仿真结果验证了 RMMSE 算法在抑制窗外强目标干扰方面的有效性。

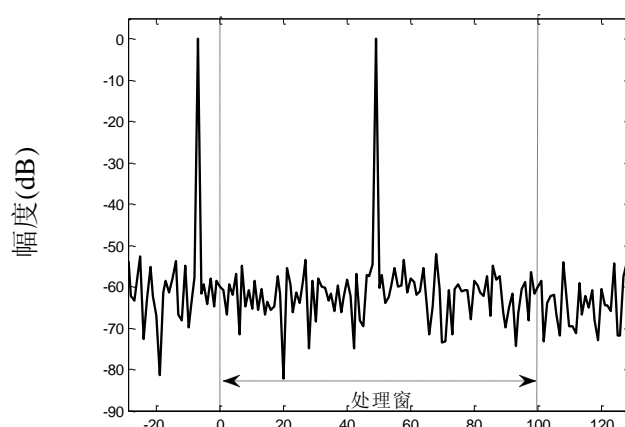


图 3-8 处理窗外包含强散射体的距离像分布示例

仿真中，使用三个迭代阶段（包括初始阶段），第一和第二迭代阶段对应的系数 α 分别等于 1.6 和 1.1，图 3-9 画出了对应的仿真结果图像。

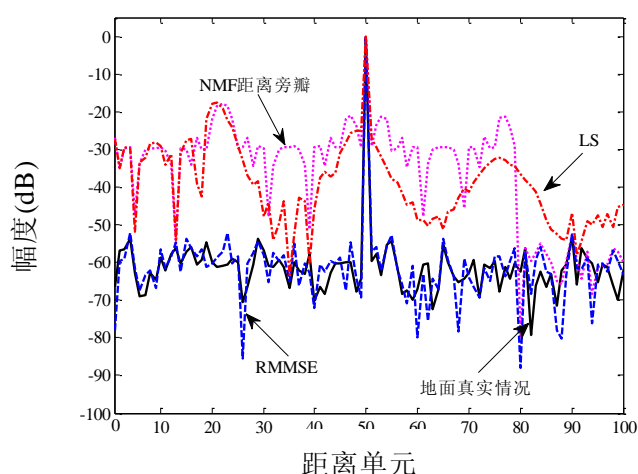


图 3-9 处理窗外存在强散射体情况的仿真结果

从图中可以看出，由于存在两个较强的散射体（窗内和窗外强散射体），匹配滤波器产生了较大的距离旁瓣，LS 算的性能出现严重恶化，存在明显的失配现象，这是因为 LS 算法模型无法对窗外的强散射体作出合理的解释。与 NMF 和 LS 算法不同，RMMSE 仍然能够很好地在噪声功率级估计出地面距离像脉冲响应的真实情况。与前一小节中的情况相比，此处增加一个迭代阶段是因为两个目标对应的距离旁瓣存在严重的重叠，因此需要额外的迭代阶段实现目标距离旁瓣的完全解耦合，从而达到减小两目标中间位置低距离旁瓣的目的，RMMSE 能够有效利用处理窗外面的距离单元对应的估计信息，从而在一定程度上避免了估计性能的恶化。

3.3.3.4 存在多普勒偏移的高 SNR 目标

前面的情况中，目标没有多普勒偏移，多普勒偏移会给脉冲压缩带来较大的影响，为了验证 RMMSE 算法在存在多普勒条件下的有效性，仿真中，假设目标在整个波形长度上多普勒偏移为 40 度，噪声功率比目标功率下降 60dB，RMMSE 包含三个迭代阶段，其中第一和第二迭代阶段的系数 α 分别等于 1.5 和 1.2。图 3-10 为三种算法仿真得到的结果，由图可知，NMF 仍然存在较大的距离旁瓣干扰，由于存在多普勒失配问题，LS 算法在建模时存在模型误差，从而使整个算法的估计性能严重下降。RMMSE 算法同样受到多普勒失配的影响，但与前两种算法相比，估计性能仍然较好。

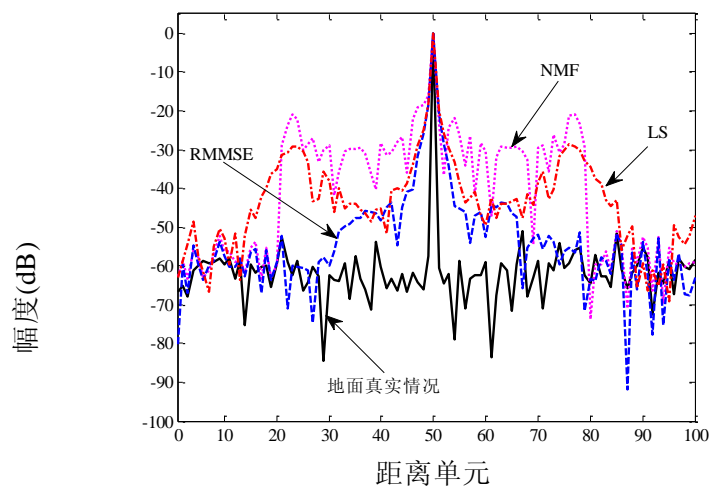


图 3-10 存在多普勒偏移的高 SNR 情况对应脉压结果

3.3.3.5 存在多普勒偏移的多目标情况

当处理窗内包含多个强散射体，且每个散射体具有不同的多普勒偏移时，旁瓣重叠和多普勒失配问题都会影响各个算法的性能，假设各目标的平均功率比噪声功率高 60dB，目标在整个波形长度上的多普勒偏移为-10 度到+10 度。仿真中，迭代阶段数目设定为 3 个，第一和第二迭代阶段的系数 α 分别等于 1.5 和 1.1。图 3-11 为各算法的仿真结果，可以看出，NMF 算法在某些位置处仍然存在较严重的遮蔽问题，无法实现目标的检测，LS 算法比 NMF 得到的结果更好，能比较好地辨别出目标，而 RMMSE 算法的距离像估计性能远优于前两者，能够较为清晰的分辨出窗内的各个目标。

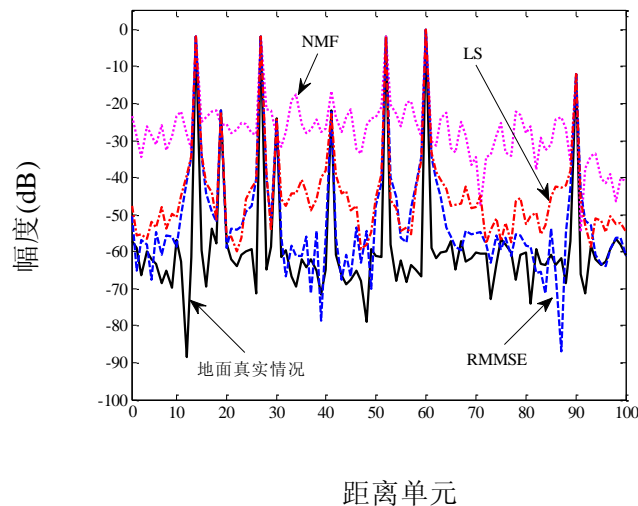


图 3-11 存在多普勒偏移的多目标情况对应的脉冲压缩结果

3.4 本章小结

本章首先介绍了用于后续比较的基于 LS 算法的脉冲压缩，描述了自适应算法的离散信号模型，推导了基于最小均方误差准则的自适应滤波器估计方法，给出了具体的算法实现步骤，为了体现自适应算法的稳健性，针对五种不同的情况，比较了基于 MF，LS，以及 RMMSE 的三种脉冲压缩算法，仿真结果验证了算法的有效性。

第4章 基于波形设计的自适应脉冲压缩

随着雷达技术的进步与计算机硬件的发展，在线波形设计技术逐渐从理论变成现实。数字信号合成技术已经可以在一定程度上让雷达具有在线改变波形的能力，而具有并行运算能力的高速嵌入式计算机硬件使在线波形设计称为可能。对于使用匹配滤波器的雷达系统，在线波形设计本质上也是在线匹配滤波器设计，这是因为匹配滤波器的冲激响应是发射波形基带形式在时域翻转的共轭。

利用在线波形设计技术可以解决很多对于传统雷达而言难于解决的问题，包括窄带有源干扰和距离旁瓣遮蔽。传统的雷达系统可以在接收端设定一个带阻滤波器，在匹配滤波器之前将接收信号中包含的窄带有源干扰滤除；而对于距离旁瓣遮蔽，除了设计具有低旁瓣的发射波形和使用加窗的匹配滤波器以外，没有特别有效的方法，而匹配滤波器加窗会导致相关主瓣的展宽，对雷达系统的距离分辨力带来负面影响。本章将介绍一种新颖的基于在线波形设计技术的自适应匹配滤波方法，对于具有在线波形设计能力的雷达系统，该方法可以有效抑制距离旁瓣遮蔽。

4.1 基于匹配滤波器的信号模型

考虑一个包含强散射体的雷达场景。如果雷达使用相位编码波形，则发射波形的离散基带形式可以表示为：

$$\mathbf{s} = [s_1 \quad s_2 \quad \cdots \quad s_N]^T \quad (4-1)$$

考虑到雷达系统倾向于使用恒模波形，这里需要对(4-1)中的向量添加恒模约束，或者可以直接用如下的表达式描述：

$$\mathbf{s} = \exp(j \cdot \text{Diag}(\boldsymbol{\psi})) \mathbf{1} \quad (4-2)$$

其中算子 Diag 用于构造对角阵，定义如下：

$$\text{Diag}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} x_1 & & & \\ & x_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & x_N \end{pmatrix} \quad (4-3)$$

对于使用脉冲压缩的雷达系统，接收回波将经过下变频之后输入一个匹配滤波器。对于位于距离单元 p 的强散射体，其在距离单元 q 处产生的距离旁瓣由如下的表达式描述：

$$\sigma_t^2(q) = 1_{[0,\infty)}(N-1-|q-p|) |\sigma_t(p) a_{q-p}(s) / N|^2 + \sigma_n^2 \quad (4-4)$$

其中

$$1_S(x) = \begin{cases} 1 & x \in S \\ 0 & x \notin S \end{cases} \quad (4-5)$$

为集合的指示函数，用于判定一个给定的元素是否在指定的集合之中；

$$a_n(s) = \mathbf{s}^H \mathbf{U}_n \mathbf{s} \quad (4-6)$$

为向量的自相关函数；

$$\mathbf{U}_k = \begin{cases} \mathbf{I}_{N \times N}, & k = 0 \\ \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I}_{(N-k) \times (N-k)} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix}, & 0 < k < N \\ \begin{pmatrix} \mathbf{U}_{-k}^T \\ \mathbf{0}_{N \times N} \end{pmatrix}, & -N < k < 0 \\ \mathbf{0}_{N \times N}, & |k| \geq N \end{cases} \quad (4-7)$$

为移位矩阵。

由(4-4)可知，如果强散射体附近存在一弱散射体，则该弱散射体很可能被强散射体的距离旁瓣遮蔽。为了减弱距离旁瓣遮蔽，一般的做法是设计在整个旁瓣区间具有低旁瓣幅值的波形。对于具有在线波形设计能力的雷达而言，如果能够预先确定可能存在弱目标的区间，则可以在线设计一个波形，使其在特定的区域具有较低的距离旁瓣，由于不必抑制全部的旁瓣，波形优化问题的自由度得以提升，可以大大加深抑制区间的旁瓣深度，如

图所示。

4.2 在线波形设计算法

为了对特定区间的距离旁瓣进行抑制，需要使用专门的算法。目前最具代表性的，用于抑制特定旁瓣区间的算法是一类名为 **Cyclic Algorithm (CA)** 的算法。该类算法的特点是：利用自相关与功率谱的对应关系，将时域的设计目标转化为频域的设计目标；同时，利用功率谱与频谱的关系，对目标函数进行降次，使其从一个四次的问题转化为一个二次的问题。但是降次的过程中，会多出一个相位谱向量，这是因为功率谱本身不包含相位，由功率谱转化为频谱的过程中，相位谱是未知的，其导致的直接后果便是虽然降低了目标函数的阶次，但是增加了需要求解的优化变量。为了应付这一状况，CA 算法采用了如下的思路：当包含多个需要求解的优化变量时，在每次迭代过程中，首先针对其中一个变量进行优化，而固定其它的变量，然后再针对另外一个变量进行优化，固定其它变量，以此类推，直至所有的优化变量被优化一次，再进入到下一次的循环之中。

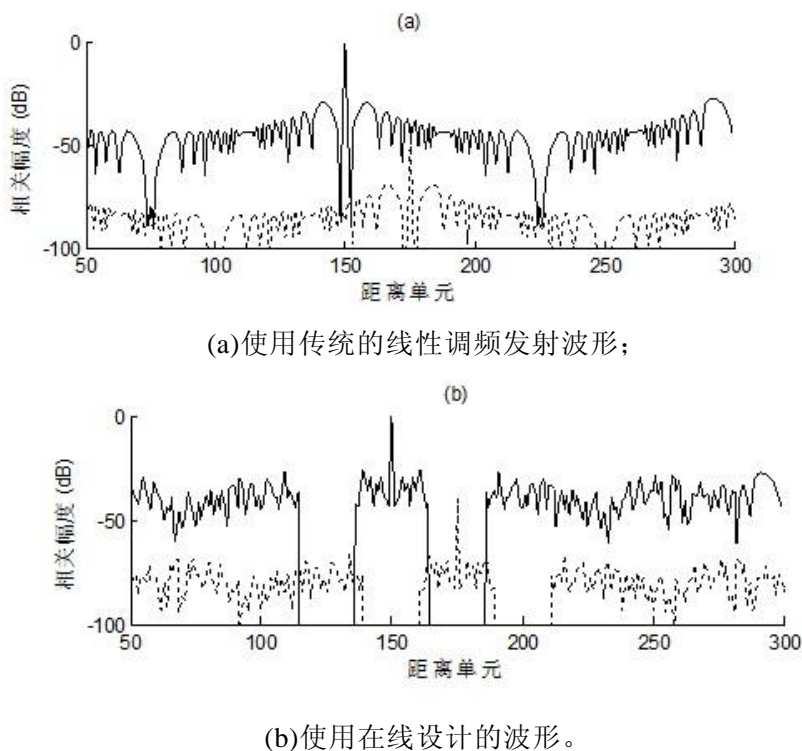


图 4-1 距离旁瓣遮蔽示意图。

CA 类算法中专用于抑制特定区间旁瓣的算法名为 WeCAN，该算法在傅里叶变换时进行加权，以加大抑制区间内相关旁瓣采样在目标函数中的比重，利用这种机制，实现对该区间的相关旁瓣进行抑制。与 WeCAN 类似的算法还有 ISAA，该算法通过构造理想自相关序列的方式，实现对特定相关区间的抑制。除了这些新颖的波形优化方法之外，传统的基于梯度的优化方法也适用于波形设计，然而，计算目标函数的二阶导数，即黑塞矩阵可能会消耗大量的计算机内存，而机载或舰载雷达系统的嵌入式硬件往往不具备足够的内存，此时可以考虑使用不需要构造黑塞矩阵，或不需要构造完整黑塞矩阵的算法，比如共轭梯度法等等。

图和图 给出了使用 ISAA-DIAC 算法设计的波形序列和自相关序列。抑制区间为 $[1,30]$ 。ISAA-DIAC 是 ISAA 的一种具体算法，其理想自相关序列是在各次迭代间动态构造的，当抑制区间在自相关主瓣附近时，这一特性可提升其收敛速度。由图 可以看出，波形的相关旁瓣在指定的区间内，具有超过 -250dB 的深度。虽然在实际应用中，由于种种原因旁瓣凹口达不到这个深度，但是研究表明，在理想情况下，凹口最深的波形，在实际应用中也常常是凹口最深的。

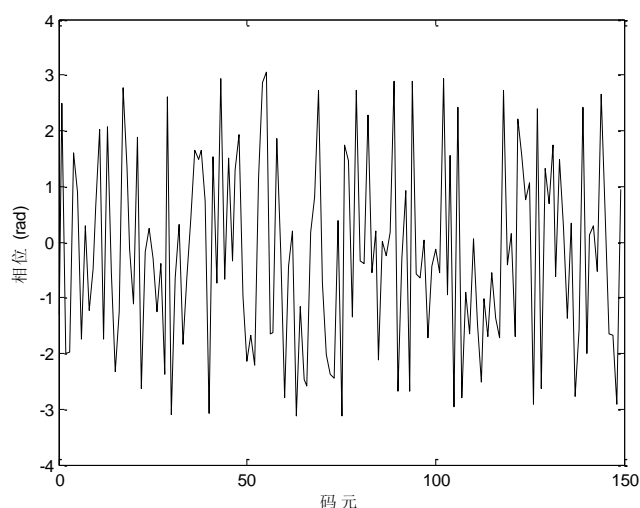


图 4-2 设计波形序列

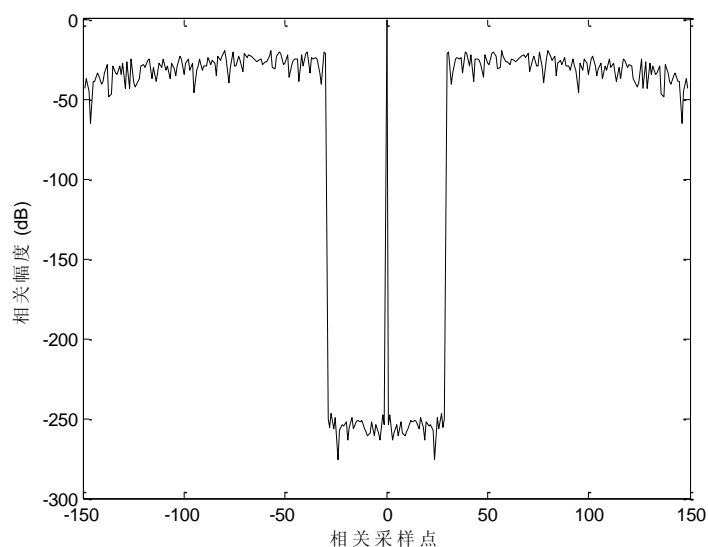


图 4-3 设计波形的自相关序列。

使用此类波形，强散射体对于附近弱散射体的遮蔽效应可以得到极大的缓解。但是这类技术也存在一个重要的缺陷：如果无法确定强散射体与弱散射体之间的相对位置关系，则无法实现最优波形设计。

4.3 在线波形设计和失配滤波器的结合

如前文所述，只有确定了强散射体与弱散射体之间的相对位置关系，才能有效利用在线波形设计技术。为此，可采用一种两步检测框架：步骤一发射普通波形，利用某种接收端信号处理方法估计强散射体附近可能存在弱散射体的区间；步骤二则根据之前估计的区间进行在线波形设计，并以设计波形作为发射波形，实现可靠的检测。

步骤一可以采用第二章提到的自适应脉冲压缩技术，可以使用非自适应的失配滤波器技术。该技术利用一个失配滤波器组，该滤波器组的每一个滤波器在不同的位置具有相关凹口，可以缓解一个特定区域内的距离旁瓣遮蔽。利用滤波器组的输出判断弱散射体出没的区间。满足这种条件的失配滤波器组可以使用名为 ISAA-IPC 的算法进行设计。图给出了利用该框架实现的检测器的检测概率曲线。

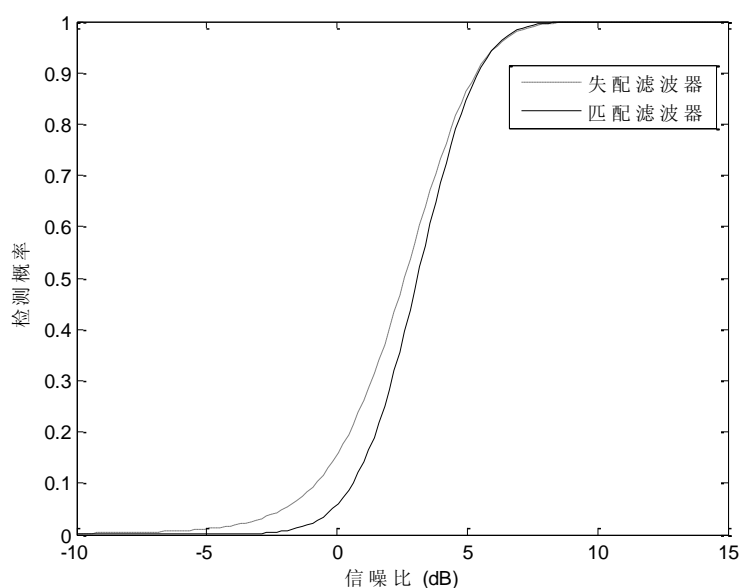


图 4-4 检测概率曲线

图中第一阶段使用的检测器采用了高虚警 (10^{-3}) 门限以增大发现弱目标的概率，而第二阶段采用在线设计波形，并以低虚警 (10^{-6}) 门限实现了可靠的检测。

4.4 本章小结

本章介绍了在线波形技术实现的自适应脉冲压缩。对于使用匹配滤波器的雷达系统而言，由于波形和滤波器是一一对应的，因此波形设计本质上就是滤波器设计；而利用已有的信息自适应的设计波形，实质上就是一种自适应脉冲压缩技术。因为设计波形不需要对全部的旁瓣区间进行抑制，旁瓣凹口常常可以达到-200dB 以下的深度，有效地降低了旁瓣干扰。

结 论

针对传统匹配滤波高旁瓣造成的弱目标被遮蔽问题，本文研究自适应脉冲压缩设计方法，改进脉冲压缩算法在复杂雷达场景中的适应能力，减小强散射体对弱目标的遮蔽影响。

本文的主要研究成果总结如下：

（1）分析研究了时域脉压与频域脉压的处理流程，对频域脉冲压缩的优点进行了总结，利用重叠保留法和重叠相加法对长序列滤波进行了分段处理。

（2）介绍了 LS 算法及其在脉冲压缩中的应用，将其与匹配滤波脉压进行比较，证明了 LS 算法在提升目标分辨能力方面的优势。

（3）提出了基于最小均方误差准则的迭代脉冲压缩算法（RMMSE），详细分析了该算法的实现步骤，针对高 SNR、低 SNR、多普勒等五种不同的情况，对标准匹配滤波，LS 算法和 RMMSE 算法进行仿真，仿真结果表明，RMMSE 脉压算法能够适应较为复杂的雷达场景，体现出相对明显的稳健性。

（4）研究了基于在线波形设计的脉冲压缩技术，通过信号模型和分析，证实了通过合理设计脉冲压缩波形，可以有效降低距离旁瓣遮蔽，提高雷达系统对弱目标的检测能力。

本课题还存在较多需要进一步研究完善的地方，主要包括以下几个方面：

（1）本文假设各目标都是离散的点目标，而实际情况中，很多大目标通常占据较多的距离单元，因此对于分布式目标下该算法的性能还需进行研究，分析，改进。

（2）每一个迭代阶段估计系数的选择仅是从经验上进行赋值，没有进行相对系统的优化选择，对于最优系数的选择还需建立代价函数，结合合适的优化算法进行求解。

（3）上述自适应算法都是在时域上进行的，如何利用频域的相关信息，结合频域脉冲压缩方法，实现频域自适应脉冲压缩处理，进一步提升脉压算法的效率，是后续一个重要的研究方向。

参考文献

- [1] Skolnik M I, Introduction of Radar System [M], New York:McGraw-Hill, 2001,339-369.
- [2] Ackroyd M H, Ghani F. Optimum Mismatched Filters for Sidelobe Suppression [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973, 9(2):214-218.
- [3] Baden J M, Cohen M N. Optimal Sidelobe Suppression for Biphase Codes [C]. National Telesystems Conference, 1991, 127-131.
- [4] Chen Ziwei. A New Method of Pulse Compression for Meteorological Radar [C]. International Conference on Electric Information and Control Engineering, 2011,4714-4716.
- [5] Fam A T, Sarkar I , Poonnen T. Area and Power Efficient Mismatched Filters Based on Sidelobe Inversion [C]. IEEE Radar Conference, 2008, 1-6.
- [6] 陶广源, 廖桂生, 刘宏伟. 多相码信号数字脉压滤波器设计[J]. 电波科学学报, 2003, 2(8):168-172.
- [7] 袁涛, 陈建春, 罗斌凤. 失配滤波器在数字脉压旁瓣抑制技术中的应用[J]. 火控雷达技术, 2003, 32(5):17-20.
- [8] 何学辉, 吴兆平, 苏涛. 任意相位编码信号及其脉压滤波器联合优化设计 [J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(6): 1027-1033.
- [9] 芮义斌, 魏广雷, 李鹏. 长二相编码信号旁瓣抑制滤波器的设计[J]. 南京理工大学学报, 2012, 36(4): 685-689.
- [10]Chen Xiao Hua, Oksman J. A New Algorithm to Optimize Barker Code Sidelobe Suppression Filters [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1990, 26(4):673-677.
- [11]王飞雪, 欧钢. 恒增益处理损失的最佳编码旁瓣抑制滤波器[J]. 电子学报, 2003, 31(9): 1418-1421.
- [12]Song S M, Kim W M, Dongwook Park. Estimation Theoretic Approach for

- Radar Pulse Compression Processing and its Optimal Codes [J]. Electronics Letters, 2000, 36(3): 250-252.
- [13]Zrnic B, Zejak A, Petrovic A. Range Sidelobe Suppression for Pulse Compression Radars Utilizing Modified RLS Algorithm [C]. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998, 1008-1011.
- [14]Sarkar T K, Brown R D. An ultra-low Sidelobe Pulse Compression Technique for High Performance Radar System [C]. IEEE National Radar Conference, 1997, 111-114.
- [15]Donghai Li, Shiwen Chen, Chuang Zhao. Phase-coded Pulse Compression Radar Carrier Frequency Accurate Estimation [C]. International Conference on Signal Processing Systems (ICSPS), 2010, 212-214.
- [16]郑岩. 高频雷达的脉冲压缩和旁瓣抑制[D]. 哈尔滨工业大学信号与信息处理学科硕士学位论文, 2011, 25-36.
- [17]张娟, 张林让, 刘楠. 一种有效的 MIMO 雷达自适应脉冲压缩方法[J], 电子与信息学报, 2010, 32(1):17-21.
- [18]张娟, 张林让, 徐青. 基于多级维纳滤波的 MIMO 雷达自适应脉冲压缩方法[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(5): 1045-1049.
- [19]张劲东, 王海青, 朱晓华. 基于最大输出信噪比准则的自适应脉冲压缩[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 790-793.
- [20]Blunt S D, Gerlach K. A Generalized Formulation for Adaptive Pulse Compression of Multistatic Radar [J]. IEEE Sensor Array and Multichannel Processing, 2006, 349-353.
- [21]Blunt S D, Gerlach K. A Novel Pulse Compression Scheme Based on Minimum Mean-square Error Iteration [C]. Proceedings of the International Radar Conference, 2003, 349-353.
- [22]Blunt S D, Higgins T. Dimensionality Reduction Techniques for Efficient Adaptive Pulse Compression [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(1): 349-362.

- [23]关键, 黄勇, 何友. 基于自适应脉冲压缩-Capon 滤波器的 MIMO 阵列雷达 CFAR 检测器[J]. 中国科学: 信息科学, 2011, 41(10): 1268-1282.
- [24]Li N, Tang J, Peng Y N. Adaptive Pulse Compression of MIMO Radar Based on GSC [J], Electronics Letters, 2008, 44(20): 2107-2118.
- [25]Jingjun Li, Yonghua Jiang, Bo Dan. Adaptive Pulse Compression of Orthogonal Transmitted Waveforms Based on MPDR-MWF [C]. 5th International Image and Signal Processing (CISP), 2012, 1528-1532.
- [26]Luo M F, Kong L J, Cui G L. A Sidelobe Suppression Method Based on Adaptive Pulse Compression (APC) for Random Stepped-Frequency Radar [C]. IET International Radar Conference, 2009, 1-4.
- [27]孔令讲, 罗美方. 改进的对角加载自适应脉冲压缩算法[J]. 电子科技大学学报, 2010, 39(6): 854-958.
- [28]李棉全, 李永祯, 王雪松. 基于 MMSE 估计的全极化雷达自适应脉冲压缩 [J]. 系统工程与电子技术, 2010, 32(10): 2086-2088.
- [29]Ruggiano M, Stolp E, Van G P. Multi-Target Performance of LMMSE Filtering in Radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 170-179.
- [30]Tao Mao, Xuhua Gong, Huadong Meng. Phase Modulated Waveform Design for the Target Detection in the Presence of Signal-Dependent Clutter [C]. 2010 International Waveform Diversity and Design Conference, 2010, 100-104.
- [31]De Maio Antonio, Huang Yongwei, Piezzo M. Design of Optimized Radar Codes with a Peak to Average Power Ratio Constraint [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(6): 2683-2697.
- [32]庄珊珊, 贺亚鹏, 朱晓华. 低距离旁瓣稀疏频谱波形相位编码设计[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(5): 1088-1095.
- [33]Witte E, Griffiths H D. Improved Ultra-Low Range Sidelobe Pulse Compression Waveform Design [J]. Electronics Letters, 2004, 40(22): 1448-1450.
- [34]Stoica P, Hao He, Jian Li. New Algorithms for Designing Unimodular

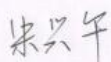
- Sequences With Good Correlation Properties [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(4): 1415-1425.
- [35]赵敏, 吴卫山. 主动乐大导引头工作波形研究[J]. 航空兵器, 2011, 4:21-25.
- [36]张群逸. 雷达中的相位编码信号与处理[J]. 火控雷达技术, 2005,4: 132-135.
- [37]俞璐璐. 多相编码信号研究[D]. 南京理工大学通信与信息系统硕士学位论文, 2012, 4-15.
- [38]郑力文, 孙晓乐. 线性调频信号数字脉冲压缩技术分析[J]. 现代电子技术, 2011, 34(1): 39-42.
- [39]刘洪伟. 线性模型最小二乘估计递推算法[D]. 东北林业大学应用数学硕士学位论文, 2012, 3-20.
- [40]Mehana A H, Nosratinia A. Diversity of MMSE MIMO Receivers [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2012, 58(11): 6788-6805.
- [41]靳翼, 邵怀宗. 一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法及其仿真[J]. 信号处理, 2010, 26(9):1385-1388.

哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限

学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的学位论文《雷达自适应脉冲压缩设计与仿真》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读学位期间独立进行研究工作所取得的成果，且学位论文中除已标注引用文献的部分外不包含他人完成或已发表的研究成果。对本学位论文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。

作者签名：



日期：2014 年 10 月 8 日

学位论文使用权限

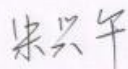
学位论文是研究生在哈尔滨工业大学攻读学位期间完成的成果，知识产权归属哈尔滨工业大学。学位论文的使用权限如下：

(1) 学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，并向国家图书馆报送学位论文；(2) 学校可以将学位论文部分或全部内容编入有关数据库进行检索和提供相应阅览服务；(3) 研究生毕业后发表与此学位论文研究成果相关的学术论文和其他成果时，应征得导师同意，且第一署名单位为哈尔滨工业大学。

保密论文在保密期内遵守有关保密规定，解密后适用于此使用权限规定。

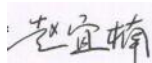
本人知悉学位论文的使用权限，并将遵守有关规定。

作者签名：



日期：2014 年 10 月 8 日

导师签名：



日期：2014 年 10 月 8 日

致 谢

本课题是在赵宜楠老师的悉心指导下完成的，在学位论文编写期间，赵宜楠老师指导我在每个阶段所遇到的问题，关注我的研究进度，耐心回答我的研究中所遇到的问题。老师谨慎的态度教会了我在求学研究的道路上，只有勤奋和刻苦才能取得理想中的成功。藉此完成之际，借此机会谨向尊敬的老师致以最衷心的感谢和最崇高的敬意！

工程硕士学习期间收获的知识、技能和人生经历将使我受益终生，我也将继续努力学习和工作，不断进步！

简 历

1982 年 2 月 16 日出生于甘肃省嘉峪关市。

1991 年 9 月就读于甘肃省嘉峪关市酒钢三小。

1997 年 9 月就读于甘肃省嘉峪关市酒钢二中。

2000 年 9 月就读于南京大学物理系理论物理专业。

2004 年 6 月本科毕业并获得理学学士学位。

2004 年 7 月-2008 年 8 月在大亚湾核电运营管理有限公司生产部工作。

2008 年 9 月至今在华能山东石岛湾核电有限公司设计采购部工作。

2011 年获得注册核安全工程师执业资格。