

ABSTRACT

Radar signal processing is an important part of radar system. Nowadays, digital signal processing develops rapidly. And digital signal processing technology receives a wide application in radar signal processing. Because of the applications in digital signal processing, FPGA has gained especially important status in radar signal processing.

Aim at the design and realization of radar signal processing, some work has been done about the following two aspects in the paper.

The first aspect is the design and simulation part. Taking the LFM signal for example, we discuss the theory of basic radar signal processing such as pulse compress, Moving Target Detect (MTD), and Constant False Alarm Rate (CFAR). Then, we show the methods in common use. Finally, we simulate these methods in MATLAB and show the figures of each stage. What's more, we have a view of the advantage and disadvantage between different methods through these figures.

The second aspect is the FPGA realization part. Combined with the simulation results, we realize radar signal processing in FPGA by using the Xilinx's IP cores and VHDL language in Xilinx ISE6.3i software integration environment.

Key words: radar signal processing, pulse compress, MTD, CFAR, FPGA

声 明

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

研究生签名：_____

年 月 日

学位论文使用授权声明

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

研究生签名：_____

年 月 日

1 绪论

1.1 雷达信号处理的主要内容

雷达信号处理是雷达系统的重要组成部分。信号处理消除不需要的杂波,通过所需的目标信号,并提取目标信息。本文讨论的内容包括雷达信号处理的几个主要部分:正交采样、脉冲压缩、MTI/MTD 和恒虚警检测。

正交采样是信号处理的第一步,担负着为后续处理提供高质量数据的任务。采样的速率和精度是需要考虑的首要问题,采样系统引起的失真应当被限定在后续信号处理任务所要求的误差范围内,直接中频数字正交采样是当代雷达的主要技术之一。在射频和中频滤波放大后,采用高性能模拟数字转换器(ADC)直接中频采样,使用数字正交混频和数字滤波技术,并利用锁存驱动电路、FIFO 存储器、FPGA/CPLD 等电路配合,可以生成可靠的高精度正交采样系统。本文把关注点放在了正交插值算法的分析和实现上。

脉冲压缩技术在现代雷达系统中得到了广泛应用。脉冲压缩雷达既保持窄脉冲雷达的高距离分辨力,又能获得宽脉冲雷达的强检测能力,并且抗干扰能力强。现在,脉冲压缩雷达使用的波形正在从单一的线性调频发展到时间、频率、编码混合调制,在尽可能不增加整机复杂度的条件下实现雷达性能的提升。本文以线性调频信号为例介绍了常用的脉压方法。

杂波抑制是雷达需要具备的重要功能之一。动目标指示与检测是通过回波多普勒频移的不同来区分动目标和固定目标的,通过设计合理的滤波器(组),就可以把目标信号和杂波分开。一个完备的杂波抑制系统是 MTI/MTD、杂波图、CFAR 检测等技术的综合应用,实现从杂波和噪声环境中检测目标的任务。本文分析了在雷达中使用的 MTI/MTD、CFAR 检测技术。

1.2 FPGA 在雷达信号处理中的广泛应用

现代雷达普遍采用数字信号处理技术,以获得使用模拟信号处理技术所不能达到的高性能。数字信号处理已经发展为一项成熟的技术,信号处理机研制的技术焦点也从高性能模拟器件的获取转移到数字信号处理算法的改进上来。

数字技术的应用促进了雷达信号处理的发展;而另一方面,雷达信号处理技术本身的发展,对微电子技术提出了越来越高的要求。随着超大规模集成电路(VLSI)技术的发展,系统级芯片和芯片集成系统的新时代已经来到。超高速 DSP 芯片和百万门可编程逻辑器件(PLD)的问世,为复杂信号处理系统的实现奠定了基础。

可编程逻辑器件不仅使数字电路系统设计趋于小型化、集成化和高可靠性,而且

器件所具有的用户可编程特性,将大大地缩短系统设计周期,减少设计费用,降低设计风险。不仅如此,部分器件除了具有用户可编程能力,还具有简单的在线可编程(ISP)能力,这就为工程师进行电子系统设计和开发提供了可实现的最新手段。采用系统内可再编程技术,使系统内硬件的功能可以像软件一样被编程配置,从而可以实时地进行灵活和方便的更改和开发。这种“软硬件”的全新系统设计概念,使新一代电子系统具有极强的灵活性和适应性,它不仅使电子系统的设计和开发以及产品性能的改进和扩充变得十分简便,而且使电子系统具有多功能的适应能力,为实现许多复杂的信号处理和信息处理提供新的思路和方法。

FPGA 是现场可编程门阵列,正是这样一种最具代表性的 PLD 器件,无论是在速度、体积方面,还是在设计的灵活性上,都能适应现代雷达信号处理系统的要求。FPGA 是 80 年代末开始使用的大规模可编程数字集成电路器件,它充分利用计算机辅助设计技术进行器件的开发与应用。用户借助于计算机不仅能自行设计自己的专用集成电路芯片,还可在计算机上进行功能仿真和实时仿真,及时发现问题,调整电路,改进设计方案。这样,设计者不必动手搭接电路、调试验证,只需短时间在计算机上操作即可设计出与实际系统相差无几的理想电路。而且,FPGA 器件采用标准化结构,体积小、集成度高、功耗低、速度快、可反复编程,因此成为科研产品开发及其小型化的首选器件。由于 FPGA 的一系列特性和雷达技术的发展要求,因此广泛的应用于雷达信号处理中。

随着 FPGA 生产和设计技术的发展,FPGA 的规模上有很大的提高,在速度上,以及多种内部资源上,较以前的 FPGA 芯片也有很大改善,如增加了内部存储块,硬件乘法器,更有的 FPGA 芯片直接包含了嵌入式处理器,使 FPGA 更加适用于高速、大规模数字信号处理。本文发出了一种采用单片大规模 FPGA 芯片实现雷达信号处理的方法,使采用 FPGA 芯片实现雷达信号处理上升到一个更高的层次。

1.3 本论文内容安排

根据论文的任务要求,本文内容作如下安排:

第二章:介绍了中频采样正交解调的基本原理及其不同的实现方法。

第三章:叙述了线性调频信号脉冲压缩的基本原理,按一定参数对设计方案进行了论证,对脉冲压缩的不同实现方法做了详细的比较和仿真,给出了相应的仿真结果。

第四章:详细介绍了 MTI/MTD 原理,结合系统要求对其实现进行了方案论证,在此基础上,给出了 MTD 不同情况下的仿真结果。

第五章:介绍了 CFAR 的基本原理,并结合前面的结果做出了相应的仿真。

第六章:针对整个雷达信号处理的过程,结合实际情况,对各个处理环节做出了详细而全面的仿真。

第七章：介绍了 Xilinx Virtex II 系列的 FPGA，并针对利用 FPGA 实现雷达信号处理的特点，给出了硬件框图和程序流程。在此基础上实现了雷达信号处理的四个主要环节，并给出了在线调试的最终实验结果。

2 中频采样正交解调技术

2.1 基本原理

在雷达信号处理领域中,对接收到的高频信号进行全数字正交相干检波是十分重要的,它保留了信号复包络的完整信息,包括振幅和相位。

一个实的模拟带通信号可表示为:

$$\begin{aligned} x(t) &= a(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \\ &= x_I(t) \cos \omega_0 t - x_Q(t) \sin \omega_0 t \end{aligned} \quad (2.1)$$

其中 $x_I(t)$ 、 $x_Q(t)$ 分别是带通信号的同相分量和正交分量; ω_0 为载频,其相关项作为信息载体不包含有用信息; $a(t)$ 、 $\phi(t)$ 分别为包络和相位,其关系为:

$$\begin{cases} a(t) = \sqrt{x_I(t)^2 + x_Q(t)^2} \\ \phi(t) = \tan^{-1}(x_I(t) / x_Q(t)) \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} x_I(t) &= a(t) \cos \phi(t) \\ x_Q(t) &= a(t) \sin \phi(t) \end{aligned} \quad (2.3)$$

那么信号的复包络为:

$$X(t) = x_I(t) + jx_Q(t) = a(t)e^{j\phi(t)} \quad (2.4)$$

$X(t)$ 包含了带通信号的全部有用信息。

中频正交相干接收技术关键问题之一,就是对中频信号进行相干检波,得到正交的双通道信号。传统模拟处理方法是直接对模拟信号进行处理后再进行 A/D 采样得到数字信号,如图 2.1。这样由于模拟器件的限制,两路信号在幅度和相位上很难完全取得一致,无法满足对系统性能的要求。目前可行的方案是在中频进行数字化,即采用超外差的方法把射频信号通过一次或者两次混频将信号搬移到几十兆 Hz 的中频段,再进行中频带通采样正交相干检波,实现纯数字中频正交接收(如图 2.2)。用数字化方法得到的正交双路信号,其正交性、一致性远好于传统模拟方法得到的正交双路信号^[3]。

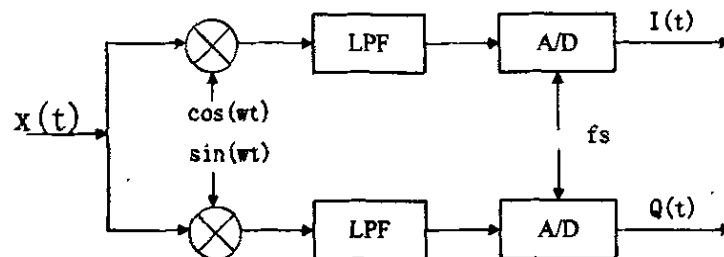


图 2.1 模拟正交相位检波方法原理图

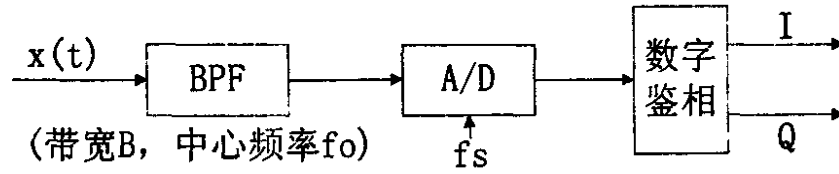


图 2.2 数字中频正交接收原理图

2.2 实现方法

雷达中频信号虽然频率较高，但是其有用信号的频谱往往是一个窄带谱，所以可以用一定速率的欠采样而保证信号的有用频谱不产生混迭，从而得到正确的IQ信号。正交相干滤波是利用了欠采样的频谱混迭原理，利用频谱的多次混迭反射，将原来载频的位置正好映射至零频的位置，从而实现中频至零中频的下变频。为了达到这个目的，其AD采样速率和中频频率必须有严格的关系，且同时为了满足频谱间隔要求，要求 $f_s \gg 2B$ ，B为信号带宽。一般为了降低正交插值滤波设计的难度，选用 $4B$ ，即采样率是四倍的信号带宽。当采用上述原则进行IF的AD变换后，接着需进行数字正交相干滤波。

目前直接对中频信号进行正交相干检波的几种主要方法有：低通滤波法、数字乘积检波法(DPD)、Hilbert变换法、Bessel插值法。下面我们就最基本的方法—低通滤波法的实现方法进行讲解与仿真分析^[3]。

低通滤波法主要是通过对混频后的窄带中频信号进行正交变换，然后进行低通滤波消除频谱中对称的负频分量(相当于镜频)，然后进行降采样处理，最后用两路实正交信号完整的表示出信号的全部信息。其实现原理如框图 2.3 所示：

设输入信号 $x(t)$ 以 f_s 速率采样后，得到的数字中频信号为：

$$\begin{aligned}
 x(nT_s) &= a(nT_s) \cos(\omega_0 nT_s + \phi(nT_s)) \\
 &= \frac{1}{2} [a(nT_s) \cos(\phi(nT_s)) \cos(\omega_0 nT_s) - a(nT_s) \sin(\phi(nT_s)) \sin(\omega_0 nT_s)] \\
 &= x_I(n) \cos(\omega_0 nT_s) - x_Q(n) \sin(\omega_0 nT_s) \\
 &= x'_I(n) + x'_Q(n)
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

上式中 $x'_I(n)$ 和 $x'_Q(n)$ 分别是数字中频信号的同相分量和正交分量， $x_I(n)$ 、 $x_Q(n)$ 是数字中频信号复包络的同相分量和正交分量，也就是需要得到的基带信号。它们可以这样得到：

$$\begin{aligned}
 x_I(n) &= LPF[x(n) \cos(\omega_0 n)] \\
 x_Q(n) &= LPF[-x(n) \sin(\omega_0 n)]
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

$\cos(2\pi f_0 t_n)$ 、 $\sin(2\pi f_0 t_n)$ 是与信号载频 f_0 和采样频率 f_s 有关的数列，当采样满足：

$$f_s = \frac{4f_0}{(2M-1)} \quad (\text{其中 } M \text{ 是满足 } f_s \geq 2B \text{ 的自然数}) \quad (2.7)$$

上述中频信号经采样后还可表示为：

$$\begin{aligned} X(t_n) &= a(t_n) \cos(\phi(t_n)) \cos(2\pi f_0 t_n) - a(t_n) \sin(\phi(t_n)) \sin(2\pi f_0 t_n) \\ &= x_I(t_n) \cos(2\pi f_0 \frac{n}{f_s}) - x_Q(t_n) \sin(2\pi f_0 \frac{n}{f_s}) \\ &= x_I(t_n) \cos(\frac{n\pi}{2}) - x_Q(t_n) \sin(\frac{n\pi}{2}) \\ &= \begin{cases} (-1)^{\frac{n}{2}} x_I(t_n) & n \text{ 为偶数} \\ (-1)^{\frac{n-1}{2}} x_Q(t_n) & n \text{ 为奇数} \end{cases} \end{aligned} \quad (2.8)$$

此时，它们是 $\{-1, 0, 1, 0, -1, \dots\}$ 型的周期序列，我们可直接由采样值交替得到同相分量 I 的偶数项和正交分量 Q 的奇数项，混频过程可以用一个带符号修正的选择器来实现^[3]。但在数字信号处理中，要求得到的是同一时刻的 I 和 Q 之值，所以需要对其进行时域的插值或进行频域的滤波，二者是等效的。

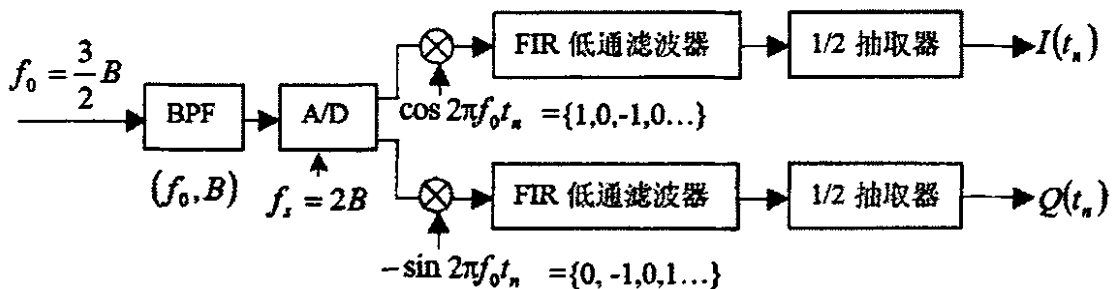


图 2.3 低通滤波法实现数字中频正交相干检波原理图

由于滤波器输入数据交替为 0，因此可以对滤波器进行简化。I/Q 路的低通滤波器可以这样得到：从经过混频但没有分路抽取的信号出发，设计一个截止频率为 $\pi/2$ 的 N 阶对称结构的线性相位数字滤波器 $h(n)$ ，这个滤波器作为两路信号的低通滤波器。为获得高的镜频抑制比，滤波器的阻带衰减必须很大^[4]。

为了适应正交混频后数据率减半的实际情况，滤波器的实现可以简化。令 IQ 路的滤波器系数分别简化为：

$$\begin{cases} h_I(n) = h(2n) \\ h_Q(n) = h(2n+1) \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2.9)$$

可以证明两滤波器的幅频响应相同，相频响应相差 $\pi/2$ 。

还可以对滤波器进行简化，如再将移频的符号因子考虑在内，则 IQ 两支路的滤波器系数可以简化为：

$$\begin{cases} h_1(n) = (-1)^{n/2} h(2n) \\ h_2(n) = -(-1)^{(n-1)/2} h(2n+1) \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2.10)$$

式中为原始的 FIR 低通滤波器系数，这样滤波器的阶数降低了一半，同时还实现了抽取。改进后的结构如图 2.4 所示。

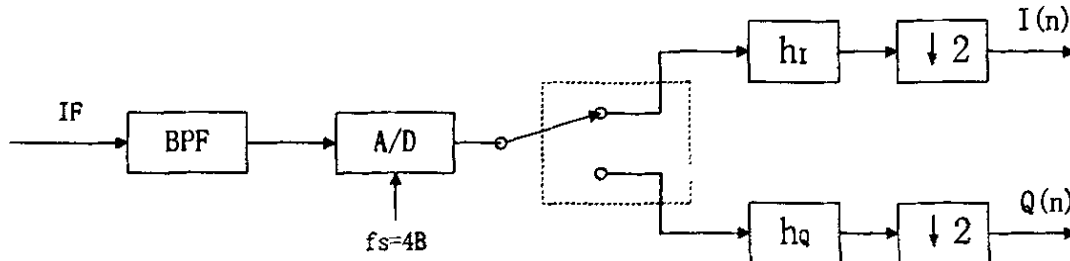


图 2.4 改进的低通滤波法原理图

时域处理关键是进行以下两种处理：

- (1) 滤除负频谱分量；
- (2) 将正频谱的中心移到零，并将采样率降低为 $f_s=B$ 。

后一种处理比较容易实现，它可以由乘以移项因子和对数据进行抽取来实现。前一种处理比较困难，它是限制中频正交采样性能的主要因素，在不考虑滤波输入信号质量影响的情况下，其镜频抑制比决定于 FIR 低通滤波器对负频谱分量的衰减情况。由于正负频谱间没有间隔就需要截止特性很好的滤波器才能滤除负频谱。

2.3 中频正交相干检波的仿真

在 Matlab 中，对本设计进行仿真，来验证采用以上结构和参数，能否满足要求。我们以 LFM 信号为模拟中频输入的带限信号，即输入信号为：

$$x(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (2.11)$$

其中， $\phi(t) = \frac{1}{2} \mu t^2$ ，调频斜率 $\mu = \frac{2\pi\Delta f}{\tau}$ ， Δf 为调制频偏， τ 为脉冲宽度。为使讨论简化，令 $a(t) = 1$ 。系统参数：载频 $f_0 = 60\text{MHz}$ ，调制频偏即带宽 $\Delta f = 4\text{MHz}$ ，脉冲宽度 $\tau = 8\mu\text{s}$ ，采用 $f_s = 32\text{MHz}$ 的采样频率对其进行采样。采样后的中频信号时域波形和频谱图如图 2.5。

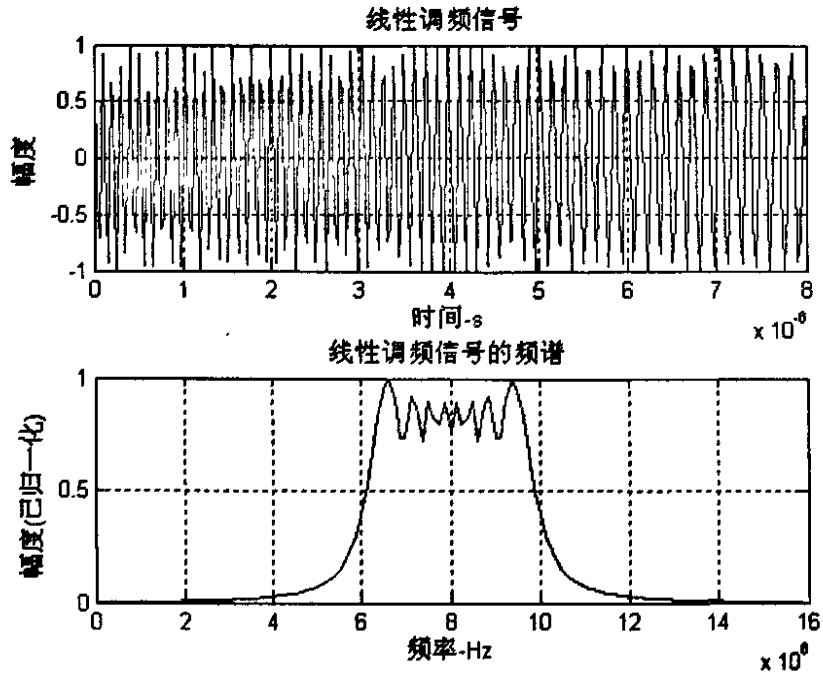


图 2.5 模拟中频信号采样后的波形和频谱图

在 Matlab 中，采样后的中频信号按照前而介绍的方案设计，经过滤波和抽取后，输出正交的 I/Q 路基带信号，其时域波形如图 2.6 所示。

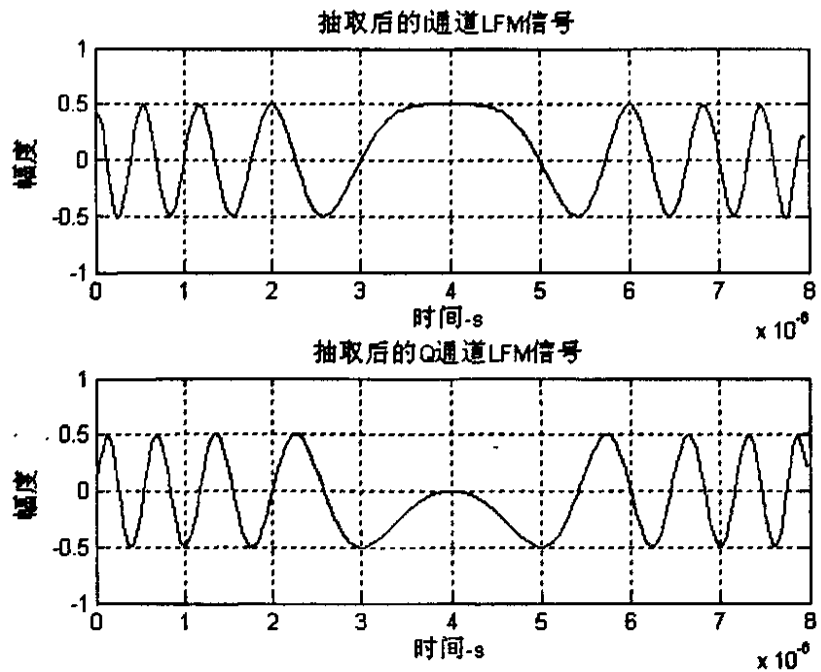


图 2.6 抽取后 I/Q 路波形

I/Q 路组合成复合信号的单边频谱如图 2.7:

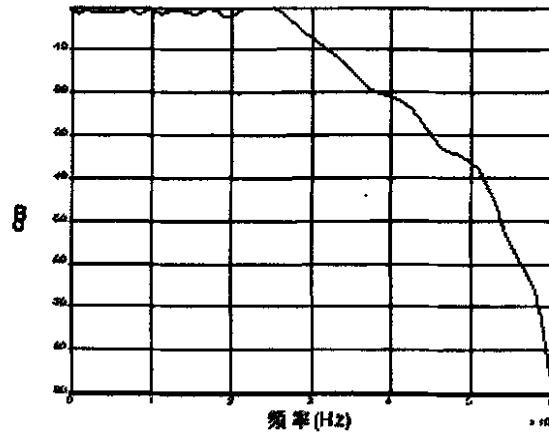


图 2.7 抽取后复合信号的单边频谱

由图 2.7 可以看到, 滤波抽取后输出的基带信号除了在其高频端(2MHz)幅度有较小的衰减外, 整个通带比较平坦, 也没有混叠, 可以满足设计需要。我们从而验证了系统方案是可行的。

2.4 中频正交相干检波的工程实现

中频正交相干检波主要包含低中频带通采样和正交相干检波两部分, 而正交相干检波中使用低通滤波法具体实现可分为: 时域实现方法和频域实现方法。这里我们采用时域方法实现。

第一步(中频采样): 首先, 经过多级混频以后的雷达高频射频信号变换为一定带宽的低中频信号, 然后经过某一中心频率 $f_{0n} = B(2n+1)/2$ 的窄带抗混叠滤波器滤波后, 进入高速 A/D 变换器。在满足 $f_s \geq 2B$ 和 $f_s = 4f_0/(2n+1)$ 关系的采样时钟(由本振分频产生, 从而保证系统相干特性)作用下进行采样。

第二步(正交相干检波): 采样后数据交替放入两个寄存器(对应 I 和 Q)中, 所差的只是一个符号修正, 我们可以将此符号修正放在滤波器系数中进行, 便于系统实现。修改后的滤波器奇偶部系数如下:

$$\begin{cases} h_I(n) = (-1)^{n/2} h(2n) \\ h_Q(n) = -(-1)^{(n-1)/2} h(2n+1) \end{cases} \quad n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1 \quad (2.12)$$

这样输入数据只要交替放置即可, 不必考虑相应的符号变化。随后对两路信号进行低通滤波, (低通滤波器的止带衰减情况直接影响对负谱的抑制程度, 决定了镜频残余的大小)同时也完成了 1/2 抽样(若 $f_s \geq 2B$, 可在完成低通滤波后继续抽样, 降低相应输出数据率)。

第三步(数据抽取锁存): 将满足要求的 I/Q 正交数据经过缓冲输出。

时域方法常用专用处理模块电路实现如图 2.8 所示。

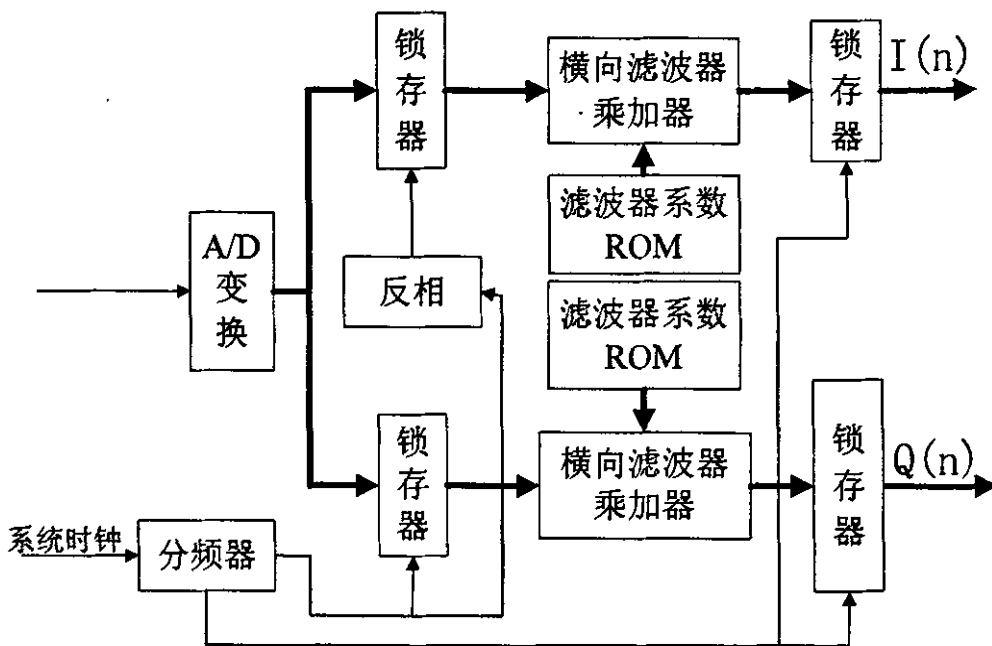


图 2.8 FPGA 实现时域中频正交相干检波原理图

时域低通滤波方法实现中频正交检波的关键技术，在于框图中的横向滤波器部分，此部分实现方法的不同决定了此模块实际工作时的数据吞吐率与性能优劣^[5]。

用可编程逻辑器件实现横向滤波器的关键技术：

a) 横向滤波器实现结构的优化问题

基于 FPGA 的横向滤波器，其实现结构可做优化。优化的处理结构对于节省器件内部资源和提高处理数据的吞吐率起着重要作用。由 FIR 横向滤波器线性相位条件：

$$h(n) = h(N + 1 - n) \quad (n = 1, 2, \dots, N) \tag{2.13}$$

可以看出，其系数关于中心对称，因此可以将具有相同系数的输出先相加再乘以该系数，来减少需要消耗器件内部大量资源的乘法运算。

$$y(k) = \sum_{n=1}^{N/2} [x(k+n) + x(N+1-n)]h(n) \tag{2.14}$$

具体实现结构如下图：

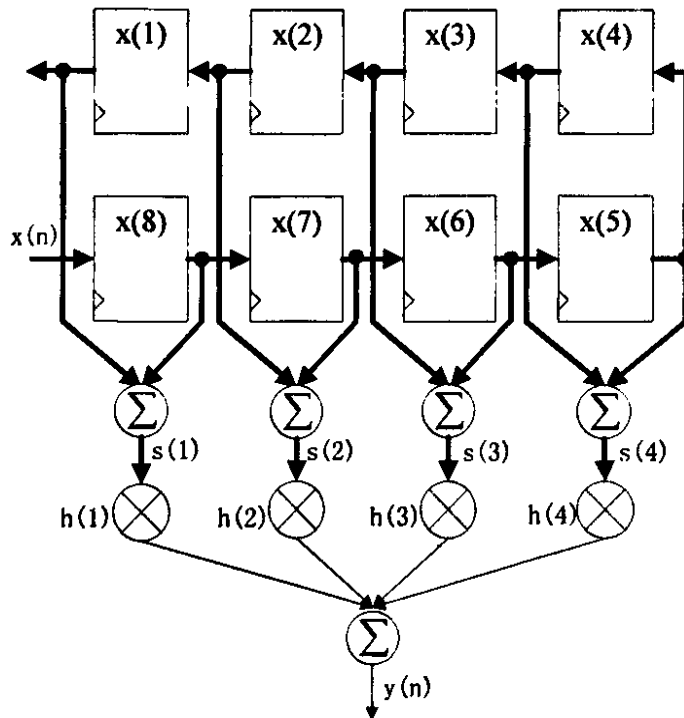


图 2.9 优化的横向滤波器原理图

对实现结构优化问题应遵从以下规则^[5]:

- (1) 如果对处理数据吞吐率要求较高，则应尽量使用大量并行流水结构，此时对器件资源占有量角度，主要以牺牲系统资源换取速度。
- (2) 如果对器件功耗和资源占有量要求较高，结构上应尽量采用分时复用技术，以牺牲处理速度换取资源的占有。

总之，在滤波器结构上优化方面，应以小的系统资源占有换取好的处理性能。

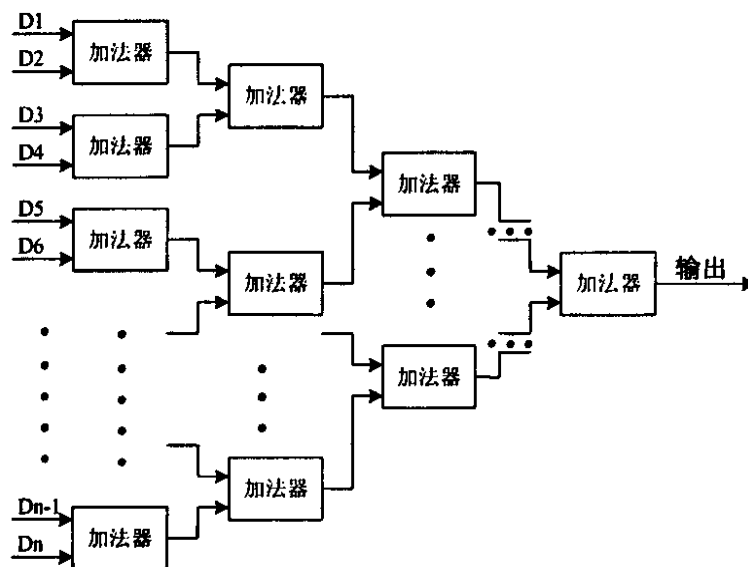


图 2.10 并行求和网络

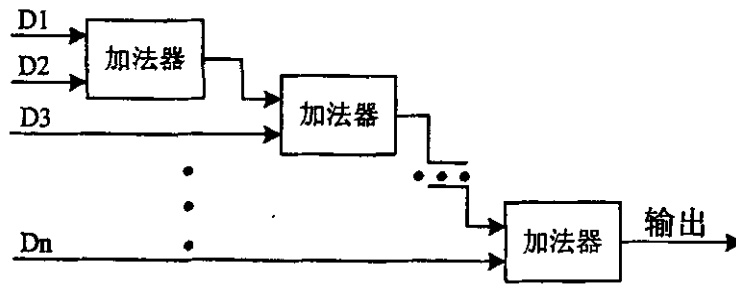


图 2.11 串行求和网络

b)有限字长效应

把输入的离散信号和系统的参数进行量化，量化的结果和原来的数据之间必然会产生误差，同时由于定点运算也会产生相应截断误差。

滤波器系数量化效应：各个滤波器系数并不是无限精度的，也是量化的结果。系数量化产生的效应称为系数量化效应。

定点制运算过程中有限字长的影响：在定点制运算中乘法结果是必须作舍入或者截尾处理。加法虽然不必作处理但是存在溢出问题，因此要考虑计算中的动态范围，由于舍入和截尾处理都是非线性过程，所以给滤波器引入了非线性因素。

因此选取合适的的数据位数和处理字长也是设计的关键因素。

3 脉冲压缩技术

3.1 数字脉冲压缩原理

根据雷达分辨力理论, 雷达的距离分辨力取决于发射信号的频率结构, 为了提高距离分辨力, 信号必须在频域内占有大的持续宽度。速度分辨力取决于信号的时域结构, 为了提高速度分辨力, 信号必须在时域内占有大的持续宽度。为了提高系统的发现能力, 要求信号具有大的能量, 但是在系统的发射峰值功率受到限制的情况下, 大的信号能量只能依靠增大发射信号的时宽来得到。测距精度和距离分辨力同测速精度和速度分辨力以及作用距离之间存在不可调和的矛盾^[5]。

普通雷达不采用波形调制技术, 时宽带宽积约为 1, 不能兼顾现代雷达对距离高分辨率和速度高分辨率的要求。这些问题的解决要依赖于脉冲压缩技术, 由此产生了具有大的时宽带宽积的脉冲压缩信号。脉冲压缩雷达在发射功率不提高的情况下实现了检测信号的信噪比的提高, 也改善了雷达的抗侦察、抗干扰、抗摧毁等电子战能力。

为了实现脉冲压缩, 需要对雷达发射波形进行调制, 在宽脉冲内采用附加的频率调制或相位调制, 增加信号带宽 B , 实现 $B\tau \gg 1$ 。在接收端设置一个与发射信号频率相匹配的压缩网络, 采用匹配滤波使经过调制的宽脉冲的发射信号变为“压缩的”窄脉冲, 因此保持了良好的距离分辨力。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:

- (1) 发射脉冲信号必须具备大的时宽带宽积, 即: $B\tau \gg 1$;
- (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。

因此, 脉冲压缩网络实际上就是一个匹配滤波器网络。

脉冲压缩可以使雷达在峰值发射功率大大降低的情况下同时获得长脉冲的高能量和短脉冲的分辨率两方面的优点, 它较好的解决了雷达脉冲峰值功率受限和距离分辨率之间的矛盾。同时, 宽脉冲的使用可以使多普勒系统的分辨率提高, 相应提高速度分辨率。由于脉冲压缩技术是对回波信号作相关处理, 故系统还具有较高的抗干扰性。

脉冲压缩技术是信息理论和信号处理技术在雷达系统中应用的重要方面, 一般指脉内调制及其匹配滤波。常用的脉内调制有线性调频、非线性调频和相位编码。常用的脉间调制则包括了脉冲宽度、间隔时间、载频和相位的变化, 可以把脉间调制看作传统脉冲压缩技术的推广。

3.2 匹配滤波理论

匹配滤波理论是信号最佳检测系统的设计原则，匹配滤波器是指输出信噪比最大准则下的最佳线性滤波器。

设线性滤波器的输入端加入信号与噪声的混合波形为：

$$x(t) = s(t) + n(t) \tag{3.1}$$

假定噪声为白噪声，其均值为 0，功率谱密度为 $P_n(\omega) = n_0/2$ ，信号的频谱函数为 $S(\omega)$ ，匹配滤波器的传输特性为 $H(\omega)$ 。则由输出信噪比最大准则条件下可推出最佳线性滤波器的传输特性为：

$$H(\omega) = KS^*(\omega)e^{-j\omega t_0} \tag{3.2}$$

其中 K 为幅度归一化常数， $S^*(\omega)$ 为信号 $S(\omega)$ 的复共轭。

匹配滤波器的传输特性 $H(\omega)$ 还可以用它的冲激响应 $h(t)$ 来表示(时域表示)：

$$h(t) = Ks(t_0 - t) \tag{3.3}$$

可见匹配滤波器的冲激响应便是信号 $s(t)$ 的镜相信号 $s(-t)$ 在时间上平移。而输出信号为输入信号的自相关函数的 K 倍：

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau)h(\tau)d\tau \\ &= K \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau)s(t_0-\tau)d\tau \\ &= KR(t_0-t) \end{aligned} \tag{3.4}$$

3.3 线性调频信号^[6]

线性调频矩形脉冲信号的复数表达式为：

$$s(t) = u(t) \exp(j2\pi f_0 t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j2\pi(f_0 t + kt^2/2)] \tag{3.5}$$

其中 $u(t)$ 为信号复包络：

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j\pi kt^2) \tag{3.6}$$

式中 T 为脉冲宽度，由式(3.5)，信号的瞬时频率可写成：

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} [2\pi(f_0 t + kt^2/2)] = f_0 + kt \tag{3.7}$$

瞬时频率 $f(t)$ 与时间成线性关系，因此称为线性调频信号。其中 $k=B/T$ 称为调频斜率，B 为调频带宽，即信号的带宽。

3.3.1 线性调频信号的频谱特性

由式(3.6)其频谱 $U(f)$ 经整理可得:

$$\begin{aligned}
 U(f) &= \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} \exp(j\pi kt^2 / 2) \exp(-j2\pi ft) dt \\
 &= \frac{1}{\sqrt{T}} \exp(j\pi f^2 / k) \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-j(\pi/2)2k(t - f/k)^2) dt
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

图 3.1 分别示出了 $TB=200$, $TB=40$ 的 LFM 信号幅度频谱, 可以看出 TB 越大, 菲涅耳波纹越小, 幅频特性在 B 之间越平坦, 幅度频谱接近于矩形, 在这个频带之外幅度下降越快, 信号能量主要集中在该频带范围内。

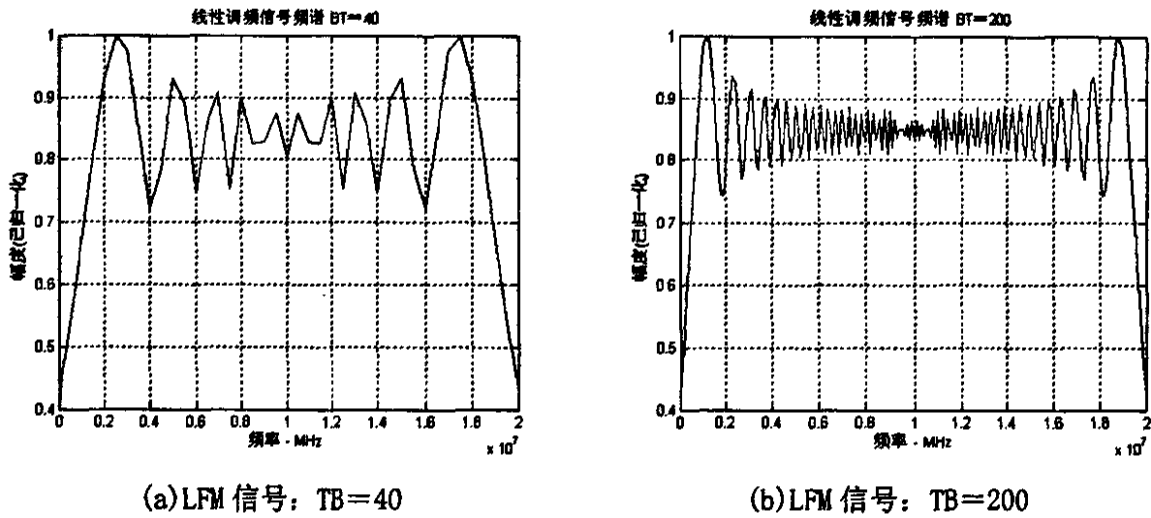


图 3.1 LFM 信号幅度谱

3.3.2 线性调频信号的脉冲压缩

线性调频脉冲发射信号具有抛物线式的非线性相位谱且 $TB \gg 1$, 具备了实现脉冲压缩的前提条件, 为了实现压缩, 在接收机中设置一个与发射信号“共轭匹配”的压缩网络。线性调频脉冲压缩的基本原理可用图 3.2 说明。图 3.2(a), (b)表示接收机输入信号, 脉冲宽度为 τ , 载频由 f_1 到 f_2 线性增长变化, 调制频偏 $\Delta f = f_2 - f_1$, 调制斜率 $\mu = 2\pi\Delta f / \tau$ 。图 3.2(c)为压缩网络的频率—时延特性也按线性变化, 但为负斜率与信号的线性调频斜率相反, 高频分量延时短, 低频分量延时长。因此, 线性调频信号低频分量(f_1)最先进入网络, 延时最长为 t_{d1} , 相隔脉冲宽度的高频分量(f_2)最后进入网络, 延时最短为 t_{d2} 。这样, 线性调频信号的不同频率分量, 几乎同时从网络输出, 压缩成单一载频的窄脉冲 τ_0 , 其理想输出信号包络如图 3.2(d)所示。

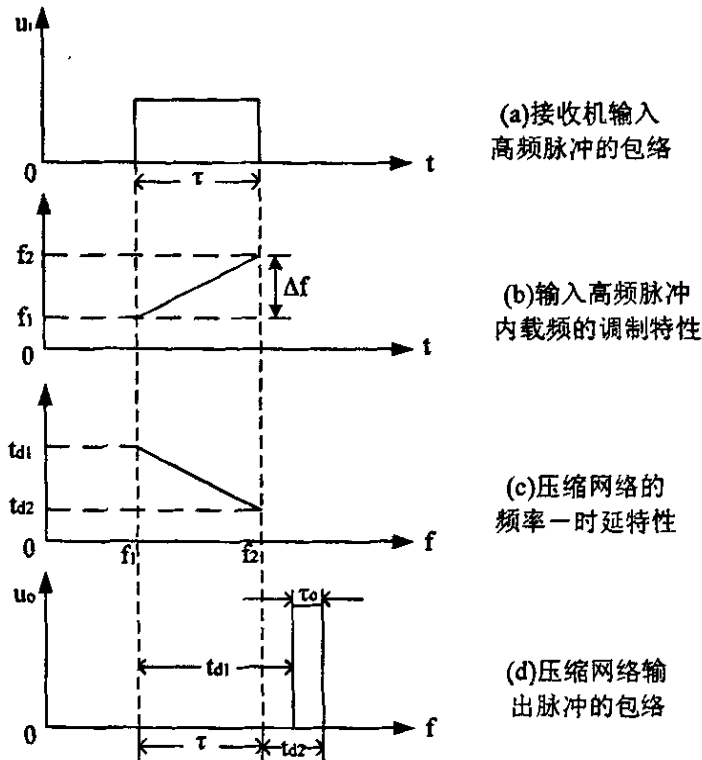


图 3.2 线性调频脉冲压缩的基本原理

线性调频信号的脉冲压缩是通过匹配滤波器得到的，如果输入信号的频率特性为：

$$U(f) = |U(f)|e^{j\phi(f)} \tag{3.9}$$

那么匹配滤波器的频率特性应满足下式：

$$H(f) = K|X(f)|e^{-j\phi(f)}e^{-j2\pi f t_{d0}} \tag{3.10}$$

若令： $K = \sqrt{\mu/2\pi/A}$

则可得：

$$H(f) = \exp(j[2\pi(f - f_0)^2 - \pi/4 - 2\pi f t_{d0}]) \tag{3.11}$$

上式中压缩滤波器的群延迟特性(频率-延时特性)为：

$$t_d(f) = \frac{d\phi(f)}{df} = \frac{(f - f_0)\tau}{B} + t_{d0}, \quad |f - f_0| \leq \frac{B}{2} \tag{3.12}$$

t_{d0} 是与滤波器物理实现有关的一个附加延时。

可得线性调频脉冲压缩滤波器的输出信号为：

$$\begin{aligned} U(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} X(f)H(f)e^{j2\pi ft} df = \int_{-\infty}^{\infty} A\sqrt{\frac{2\pi}{\mu}}e^{j2\pi f(t-t_{d0})} df \\ &= A\sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d0})]}{\pi B(t-t_{d0})} e^{j2\pi f(t-t_{d0})} \end{aligned} \tag{3.13}$$

实际情况下取实信号表示为：

$$U(t) = A\sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t-t_{d0})]}{\pi B(t-t_{d0})} \cos(2\pi f_0(t-t_{d0})) \tag{3.14}$$

当输入信号有 ξ 的多普勒频率时，匹配滤波器的输出表达式为：

$$y(t) = \sqrt{kT^2} \frac{\sin(2\pi(\xi + kt)T/2)}{2\pi(\xi + kt)T/2} \exp[j2\pi(-kt^2/2)] \exp(j\pi/4) \tag{3.15}$$

上式说明当 $\xi=0$ 时，输出脉冲具有 sinc 函数型包络，-4dB 主瓣宽度为 $1/B$ ，第一旁瓣高度约为-13.4dB，其它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 $1/B$ 。如果输入脉冲幅度为 1，且匹配滤波器在通带内传输系数为 1，则输出脉冲幅度为 $\sqrt{kT^2} = \sqrt{BT} = \sqrt{D}$ ， $D=BT$ 表示输入脉冲和输出脉冲的宽度比，称为压缩比。当 $\xi=0$ 时，sinc 函数包络将产生位移，引起测距误差，同时输出脉冲幅度略有下降。

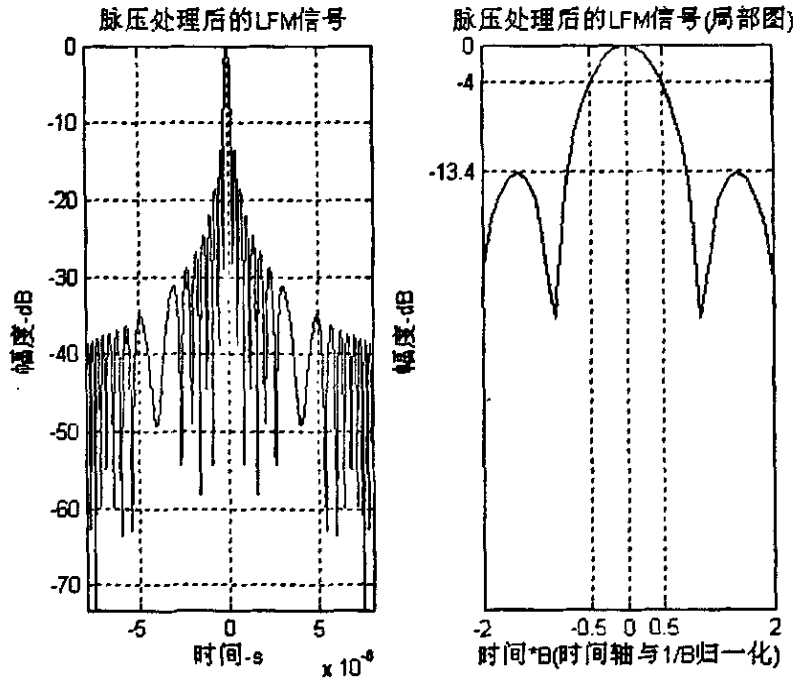


图 3.3 线性调频信号的匹配滤波输出

线性调频信号的缺点是：

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

- (4) 抗回答式干扰能力很差;
- (5) 信号捷变能力不强。

3.3.3 线性调频信号的旁瓣抑制

线性调频信号通过匹配滤波器的输出信号,其第一副瓣电平(最大副瓣的高度根据主瓣幅度归一化后)约为-13.4dB,太大的副瓣会影响对邻近弱目标的检测。为了降低过高的距离旁瓣,需要对用适当的窗函数对信号频谱进行加权。

最常用的方法是对匹配滤波器的权值进行频域或时域进行窗函数加权。常用的窗有 hamming 窗、Taylor 窗等。对线性调频信号,也可以进行时域加窗,时域加权和频域加重的结果是大致等效的。如果采用了窗函数加权,副瓣电平将大大降低,但同时加权引起的失配也会使主瓣展宽和产生一定的信噪比损失^[8]。

$$W(f) = K + (1 - K) \cos^n(\pi f / B) \quad |f| \leq B/2 \quad (3.16)$$

上式给出了某些常用的窗函数的统一表示,其中 B 表示信号带宽。上式中,当 $k=0.08$, $n=2$ 时,是 hamming 窗;当 $k=0.5$, $n=4$ 时,是 hanning 窗;当 $k=0$, $n=4$ 时,是余弦四次方窗。峰值副瓣电平理论值分别为-43dB、-32dB 和-47dB。如:加 hamming 窗时,可使第一副瓣降至-43dB,带来的是信噪比损失-1.34dB, -3dB 主瓣展宽 1.47 倍^[13]。

下面给出一个仿真例子。图 3.4 所示为带宽 2MHz,时宽 10us,载频(中心频率)为 10MHz 的线性调频信号,图 3.5 是它的频谱。图 3.6 是其匹配滤波器加 hamming 窗后的幅频和相频特性。

图 3.7 是该信号经过匹配滤波器的结果,最大旁瓣电平是主瓣的-13.4db,主瓣下降-4db 处宽度为 0.5us。图 3.8 是时域加权失配滤波的输出结果。图 3.9 是在频域加权脉压结果,从图中可以得出,主瓣下降 4dB 的宽度为 0.75us,第一副瓣电平约为-31dB,其它副瓣较高。

将信号的时宽增加到 100us(图 3.10),可以发现主瓣宽度减小,副瓣大大降低。

将信号和噪声分别通过匹配滤波器和失配滤波器,可以考察加权对信噪比的影响。在这个例子中,hamming 权引起的信噪比损失约是 1.34db,即如果输入的信号和噪声一样,两种滤波器对脉压结果峰值的增益相同,则失配滤波器输出的噪声幅值是匹配滤波器的 1.36 倍。

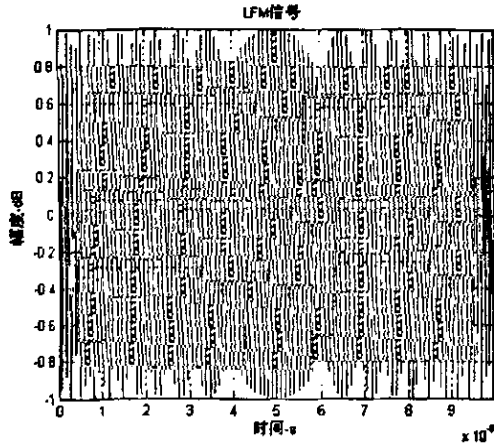


图 3.4 线性调频信号波形图

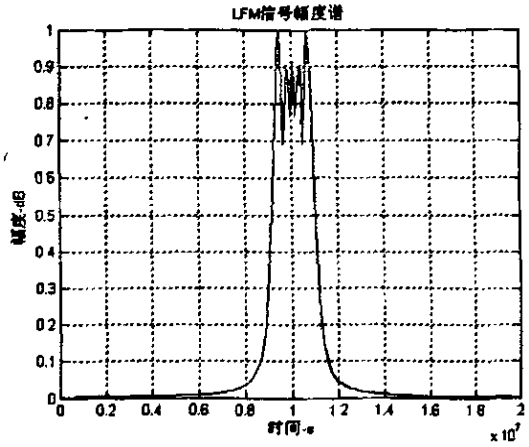


图 3.5 线性调频信号的幅度谱

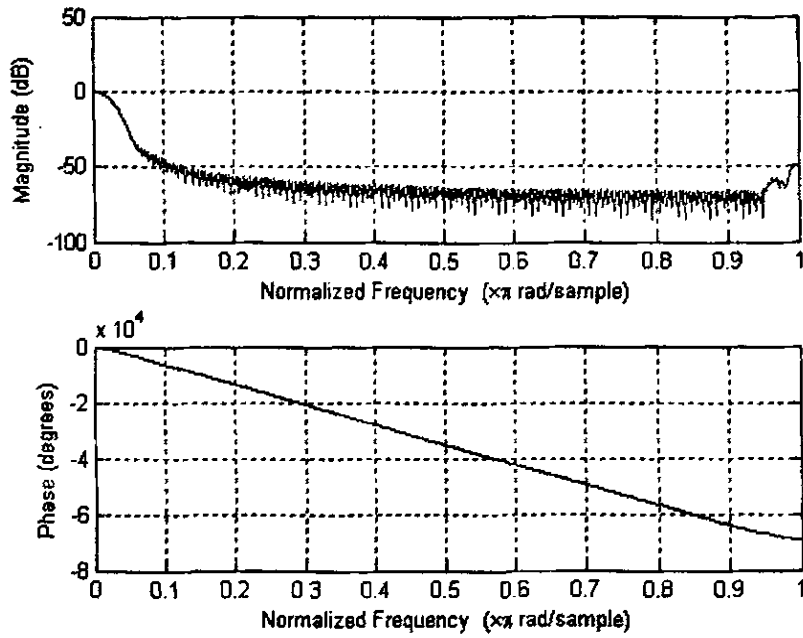


图 3.6 匹配滤波器的幅频和相频特性

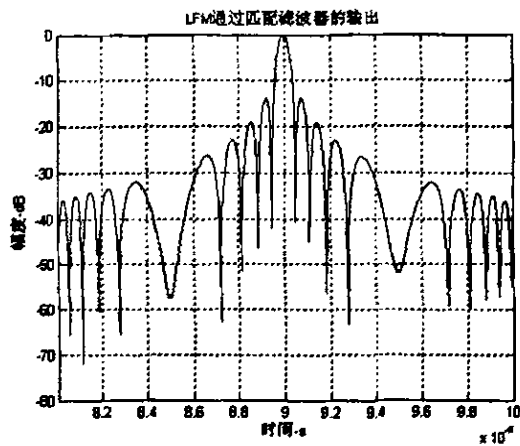


图 3.7 LFM 信号通过匹配滤波器的输出

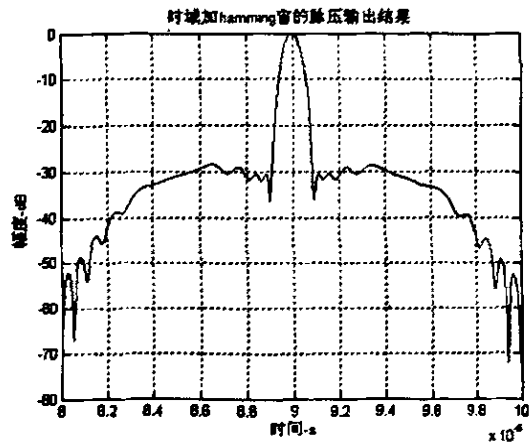


图 3.8 时域加权的脉压输出结果

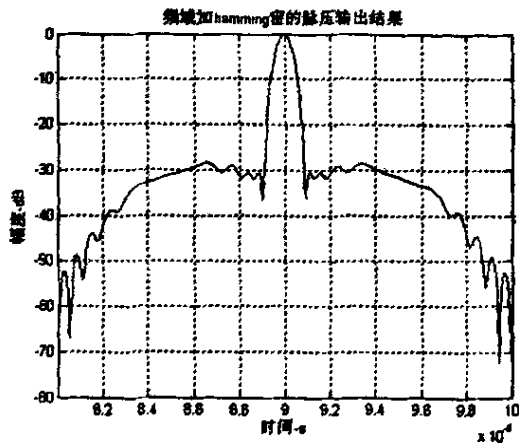


图 3.9 频域加权的脉压输出结果

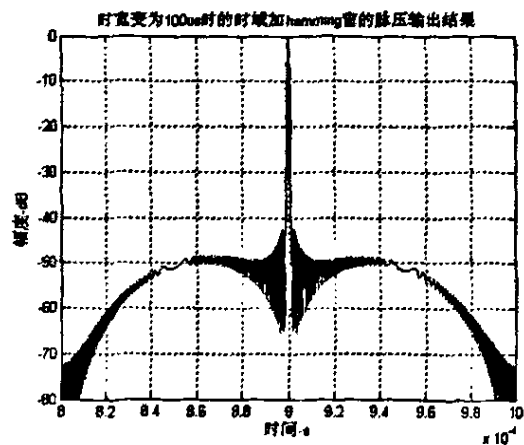


图 3.10 时宽变为 100us 的加权脉压结果

使用线性调频信号时，一般都对匹配滤波器系数进行加权，可以有效地抑制时间副瓣，这样做的副作用是引起脉压波形的主瓣展宽和脉压对信噪比提高作用的下降。与匹配滤波相比，加窗滤波后得到的信噪比有 1~2dB 的损失。使用更大的调制带宽可以改善加权引起的这些不利影响。线性调频信号的另一个特点是较大的距离和多普勒交叉耦合，即多普勒频移会引起距离的视在变化，反之亦然。

4 MTI/MTD 杂波抑制技术

雷达要探测的目标通常是运动着的物体，例如空中的飞机、导弹、海上的舰艇、地面的车辆等。但在目标的周围经常存在着各种背景，例如各种地物、云雨、海浪及敌人施放的金属丝干扰等。这些背景所产生的回波称为杂波或无源干扰。

当杂波和运动目标回波在雷达显示器上同时显示时，会使目标的观察变得很困难。因而在其之前我们必须进行相关处理，从而选择出运动目标回波而抑制杂波背景。

区分运动目标和杂波的基础是它们在运动速度上的差别。由于运动速度不同而引起回波信号频率产生的多卜勒频移不相等，这就可以从频率上区分不同速度目标的回波。其中动目标显示(MTI)和动目标检测(MTD)技术使用了各种滤波器，滤除杂波而取出运动目标的回波，从而大大改善了在杂波背景下检测运动目标的能力，并且提高了雷达的抗干扰能力。

4.1 杂波特性

地物杂波和气象杂波是两类有代表性的杂波，它们在雷达的整个作用距离上都有可能出现，在较近的作用距离上，地物杂波是主要因素，它在距离上的分布不均匀，可能成片出现，也可能点状片状出现，相邻分辨单元的地物杂波幅度可能相差很大。气象杂波的多普勒频移是由所在区域的风引起的，分布较为均匀。一般而言地杂波的强度要远大于气象杂波。

常用的杂波模型是根据杂波的一次和二次统计规律建立的，杂波时间序列是符合一定条件的相关随机过程。下面用频域方法来生成高斯谱的杂波数据^[19]。

设给定了杂波的功率谱分布： $\{S_n, n = 0, 1, \dots, N-1\}$

比如高斯型的杂波功率谱为：

$$S(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_c} \exp\left(-\frac{(f-f_0)^2}{2\sigma_c^2}\right) \quad (4.1)$$

其中， σ_c 为则由天线扫描引起的杂波谱展宽。

给它增加随机相位序列：

$$\xi_n = \cos\theta_n + j\sin\theta_n \quad (4.2)$$

其中 θ_n 是在 $[0, 2\pi)$ 上均匀分布的随机变量。则所求杂波在频域的表达为：

$$X_n = \xi_n \sqrt{S_n}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.3)$$

对上式进行傅立叶反变换，得到的时间序列：

$$x_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} X_n \exp(j2\pi t_k n / N), k = 0, 1, \dots, M \quad (4.4)$$

这就是具有所给功率谱分布的相关高斯信号——杂波。本文在仿真中使用高斯型功率谱，这对于低分辨率和非恶劣环境的雷达杂波建模是合适的。

图 4.1 是用这种频域方法生成的杂波，并增加了加性高斯白噪声，图 4.2 是它的频谱。杂波的功率是 0dBw，地物杂波的归一化谱宽是 0.01，动杂波的中心频率分别在 0.25 和 0.5，谱宽是 0.04、0.02，动杂波的功率比地物杂波功率低 20dB。杂噪比是 20dB。从图 4.3 可以看出杂波的幅度近似服从瑞利分布。

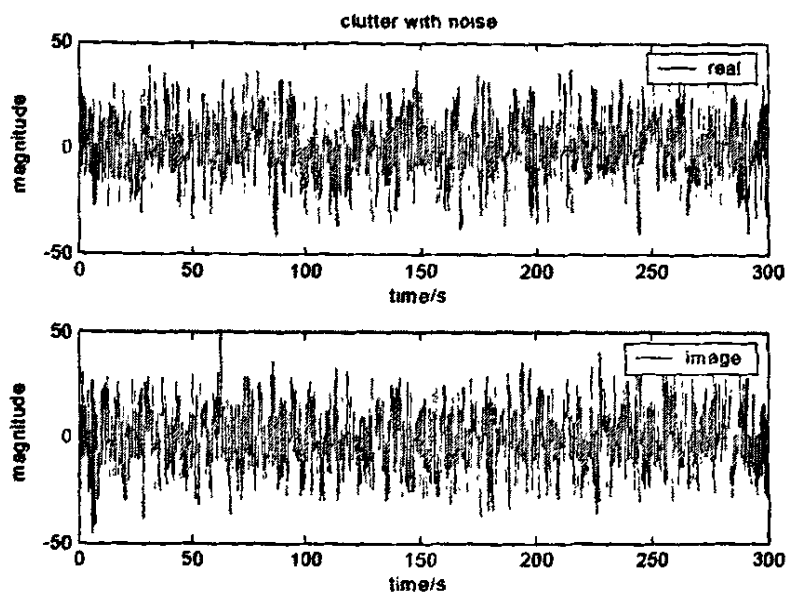


图 4.1 杂波仿真数据

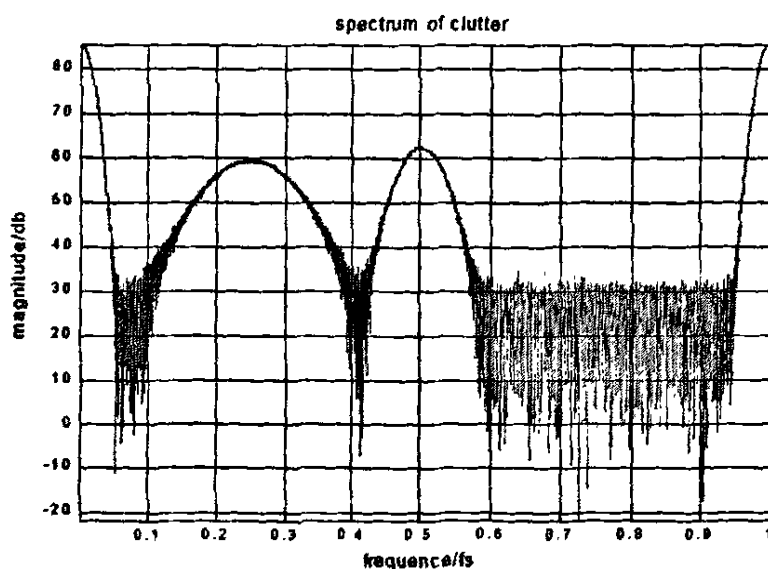


图 4.2 杂波的频谱

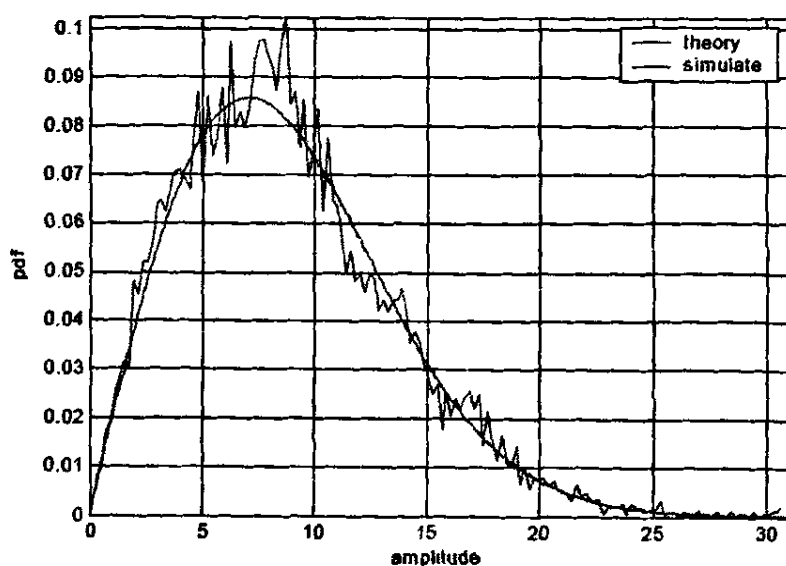


图 4.3 杂波幅度的概率分布

4.2 动目标显示 MTI 技术

动目标显示(MTI)技术是利用MTI滤波器滤除相应杂波,从而提高目标检测性能。当固定目标、地杂波等与运动目标处于同一距离单元时,前者的回波通常较强,以至于运动目标的回波被“淹没”其中,故必须设法对二者进行区分。因固定目标回波中的多卜勒频率为零,慢速运动的杂波中所含的多卜勒频移也集中在零频附近,它们的回波经相位检波后,输出信号的相位将不随时间变化或随时间作缓慢变化,反映在幅度上则为其幅度不随时间变化或随时间缓慢变化。相反,运动目标回波经相检输出后,因其相位随时间变化较大,反映在幅度上也是其幅度随时间变化较快。因此,若将同一距离单元在相邻重复周期内的相检输出作相减运算,则固定目标回波将被完成对消,慢速杂波也将得到很大程度衰减,只有运动目标回波得以保留。显然这样便可将固定目标、慢速杂波与运动目标区分开来。

最常用的 MTI 滤波器是抑制地物杂波的滤波器。因为地物杂波主要集中在零频附近,在频率为零处,滤波器频率响应应有凹口。所以地物杂波在通过 MTI 滤波器后将受到很大的抑制。

脉冲工作状态时,信号按重复周期间隔重复出现,因此所用滤波器的频响也应是梳齿状的。滤波器的基本组成元件是延迟时间等于重复周期的延迟线。零频杂波(地杂波)的 MTI 滤波器应在零频及其周期出现点处形成凹口。

最常用的零频 MTI 滤波器是二项式滤波器,其中最为典型的是一次和二次相消器^[41]。

4.2.1 MTI 的实现

● 一次相消器(二脉冲对消)

一次相消器或称二脉冲对消器的原理框图如下图 4.4 所示,输入数据是一个基带复数样本, 这些是同一个距离单元由顺序脉冲返回的, 形成一个有效的采样间隔 $T=1/PRF$ 的离散时间序列 $x(n)$ [39]。其时域方程为:

$$y(n) = x(n) - x(n-1) \tag{4.5}$$

系统传递函数为:

$$H(z) = Y(z) / X(z) = 1 - z^{-1} \tag{4.6}$$

$$|H(e^{j\omega})| = |1 - e^{-j\omega T_r}| = 2 \left| \sin \frac{\omega T_r}{2} \right| \tag{4.7}$$

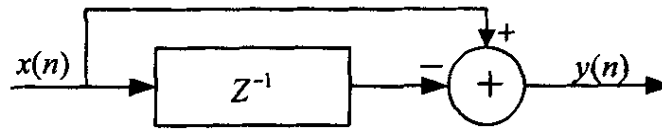


图 4.4 一次对消器时域流程图

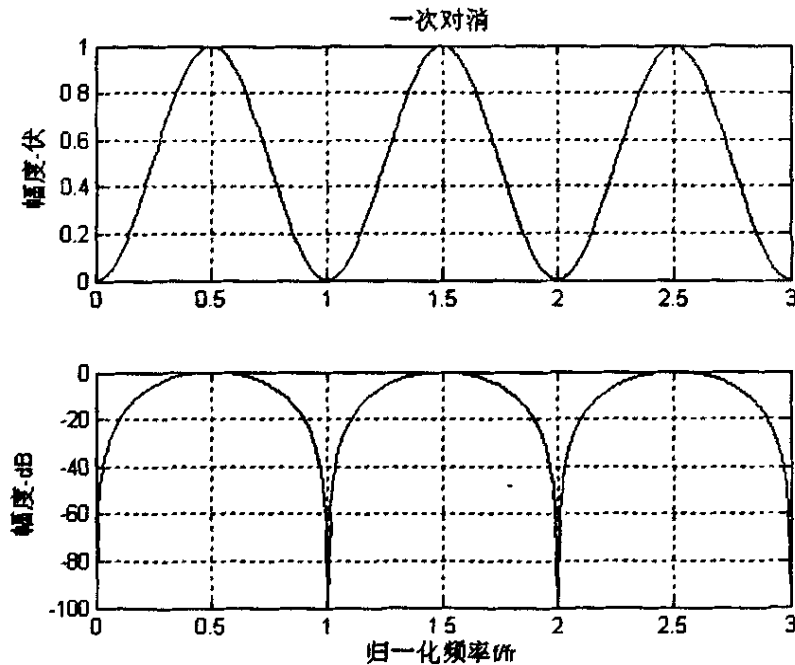


图 4.5 一次对消器频率响应

当用 Z 变换进行分析时, 延迟时间为 T 的延迟线为: $e^{-sT} = z^{-1}$; 系统传递函数为: $H(z) = 1 - z^{-1}$ 。它是一个单零点系统, 零点的位置在 $z = 1$, 频率响应为:

$$H(e^{j\omega}) = 1 - e^{-j\omega T_r} = 2 \sin \frac{\omega T_r}{2} \left(\sin \frac{\omega T_r}{2} + j \cos \frac{\omega T_r}{2} \right) \quad (4.8)$$

一次对消器具有结构简单, 脉冲响应时间短等优点。但由于其频率响应是正弦形, 抑制凹口较窄, 杂波抑制能力有限, 必须采用更复杂的对消结构。

应用最广的是二次对消(即三脉冲对消)器。

● 二次相消器(三脉冲对消)

将两个一次对消器级联起来便构成了二次对消器^[39]。其原理框图如图 4.6 所示:

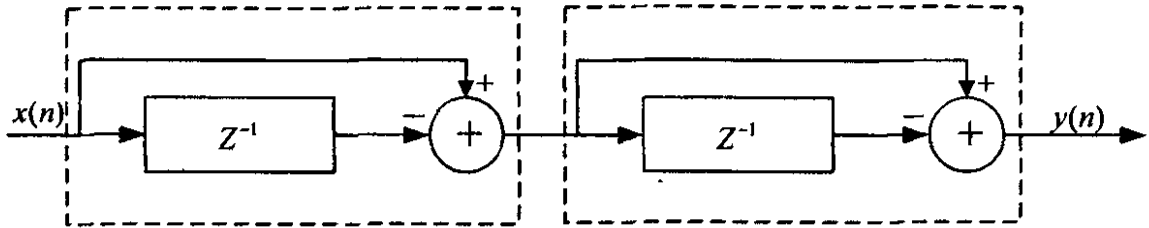


图 4.6 两个一次对消器构成的二次对消器

其时域方程为:

$$y(n) = x(n) - 2x(n-1) + x(n-2) \quad (4.9)$$

传递函数为:

$$H(z) = 1 - 2z^{-1} + z^{-2} \quad (4.10)$$

$$|H(e^{j\omega})| = 4 \left| \sin \frac{\omega T_r}{2} \right|^2 \quad (4.11)$$

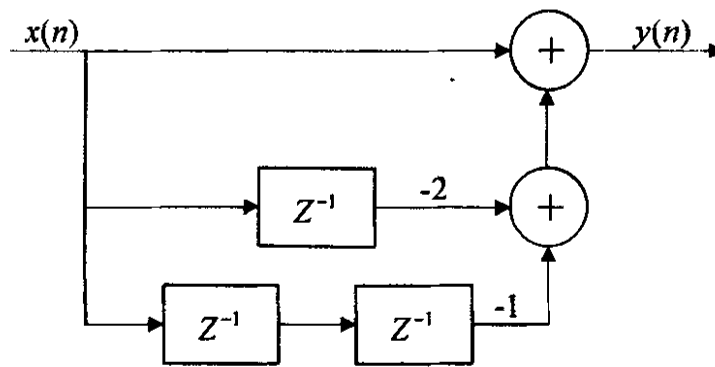


图 4.7 二次对消器的时域流程图

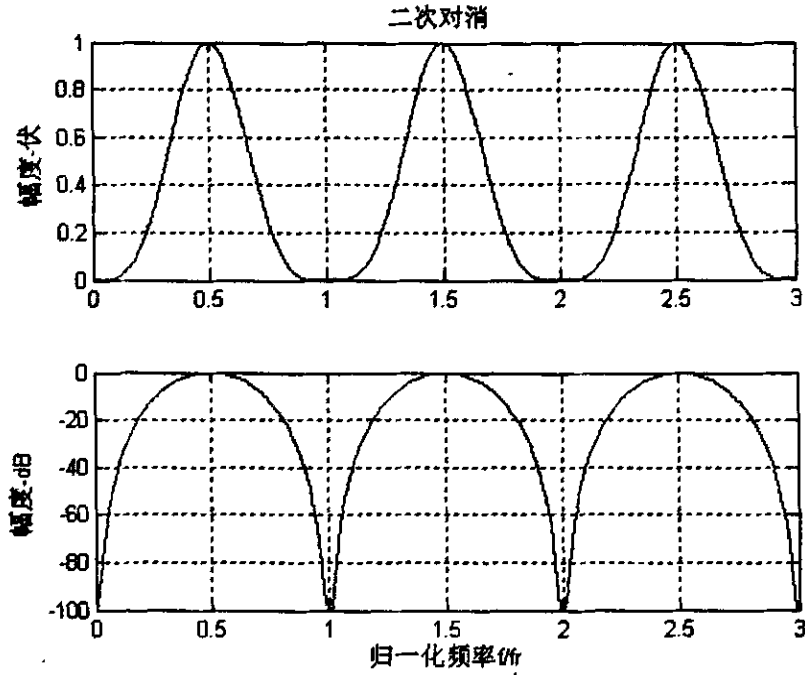


图 4.8 二次对消器频率响应

等效于两个一次相消器串联在 $Z=+1$ 处有双重零点。二次对消器明显地提高了零多卜勒频率的零陷和凹口宽度，改善了杂波抑制的性能。

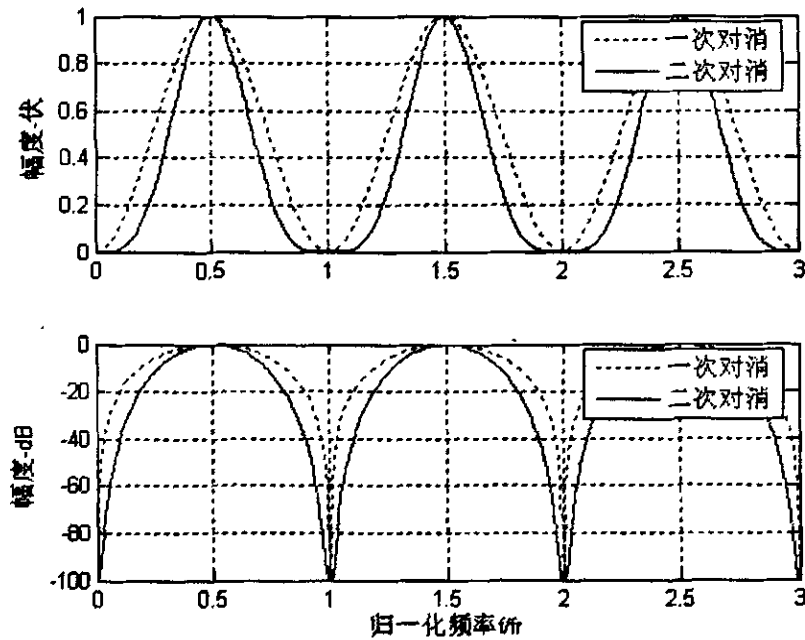


图 4.9 一次对消器和二次对消器特性比较

等效为由两个一次对消器串联构成的二次对消器，其幅频响应是一次对消器幅频响应的平方，如上图。从中可以看出，二次对消器的幅频响应凹口加宽了，但增益依然是不均匀的，而且加长了脉冲响应时间。

虽然二次对消器较一次对消器有较宽的抑制凹口，杂波抑制能力有所增强，但通带内的增益仍然很大，有可能也抑制了动目标回波。改善 MTI 滤波器通带特性的方法是增加反馈支路，设计所谓的递归滤波器。

- 反馈型一次对消器(反馈型二脉冲对消器)
反馈型一次对消器结构框图^[39]如下：

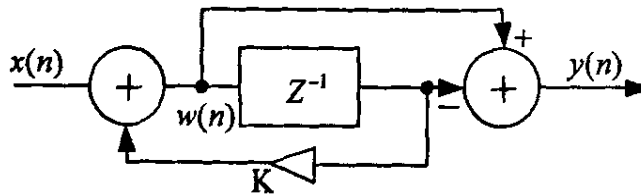


图 4.10 反馈型一次对消器时域流程图

其传递函数为：

$$H(Z) = \frac{1 - Z^{-1}}{1 - KZ^{-1}} \tag{4.12}$$

$$|H(j\omega)| = \left| 2 \sin \frac{\omega T_r}{2} / (1 + K^2 - 2K \cos \omega T_r)^{1/2} \right| \tag{4.13}$$

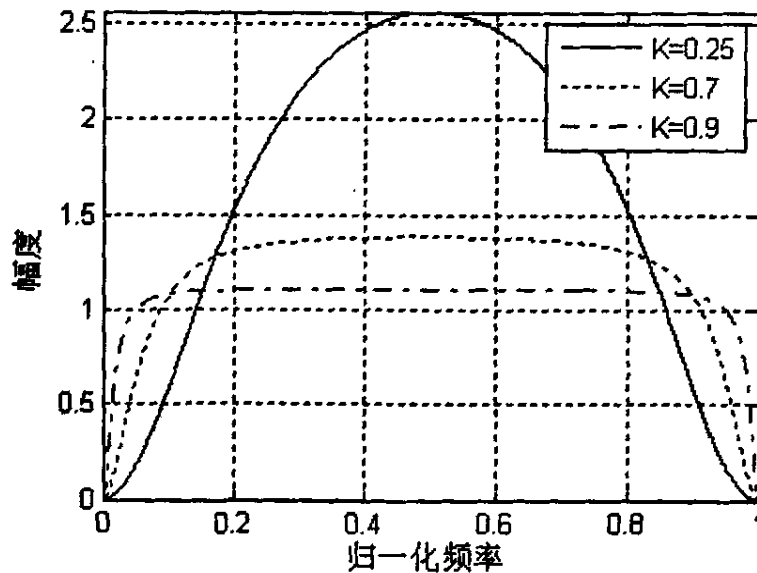


图 4.11 反馈型一次对消器频率响应

4.2.2 MTI 系统仿真

取雷达发射重复频率为 10KHz。假设在 t=12.5us 处有一动目标回波，其多普勒频率为 2.5KHz；在 t=50us 处有一固定地物回波，可以得到 MTI 系统各部分波形分别

如图 4.12 所示:

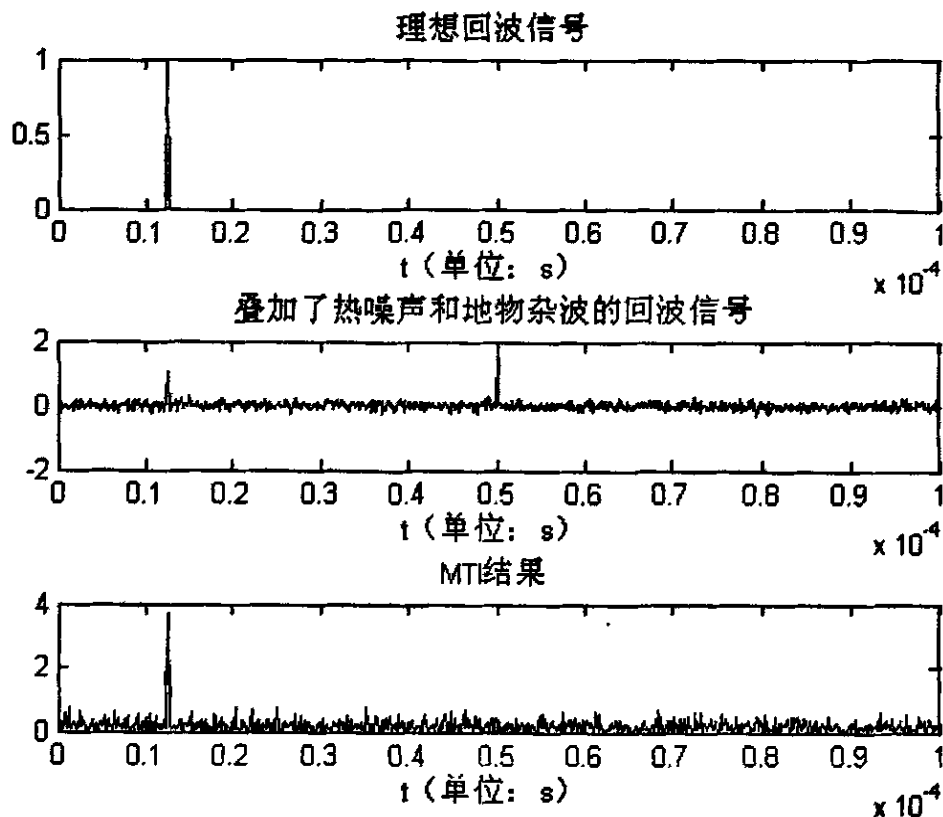


图 4.12 MTI 处理结果

可见, 通过 MTI 处理后, 固定地物杂波被明显消除, 动目标回波由于积累而变强, 这些都利于目标信号的检测。但是仍有较强的热噪声, 需要进行后续处理才能最终检测到目标。

4.3 动目标检测 MTD 系统

早期的动目标显示(MTI)雷达性能不高, 其改善因子一般在 20dB 左右。通过以下措施动目标显示(MTI)的性能还将进一步改善和提高^[43]。

- ①增大信号处理的动态范围;
- ②增加一组多卜勒滤波器, 使之更接近于最佳滤波, 提高改善因子;
- ③能抑制地杂波(其平均多卜勒频移通常为零)且能同时抑制运动杂波(如气象、箔条杂波等);
- ④增加一个或多个杂波图, 可以帮助检测切向飞行大目标;
- ⑤增加了 CFAR 检测电路。

作了上述改进的系统称之为动目标检测(MTD)系统。

根据最佳线性滤波理论, 在杂波背景下检测运动目标回波, 除了杂波抑制滤波器

外,还应串接有对脉冲串信号匹配的滤波器。要对回波相参脉冲串作匹配滤波,必须知道目标的多卜勒频移以及天线扫描对脉冲串的调制情况(即信号的时宽,它决定信号的频宽)。实际工作中,多卜勒频移不能预知,因此需要采用一组相邻且部分重叠的滤波器组,覆盖整个多卜勒频率范围,这就是窄带多卜勒滤波器组。 N 个相邻的多卜勒滤波器组的实现是由 N 个输出的横向滤波器(N 个脉冲和 $N-1$ 根延迟线),经过各脉冲不同的加权并求和后形成的。该滤波器的频率覆盖范围为 0 到 f_r , f_r 为雷达工作重复频率。

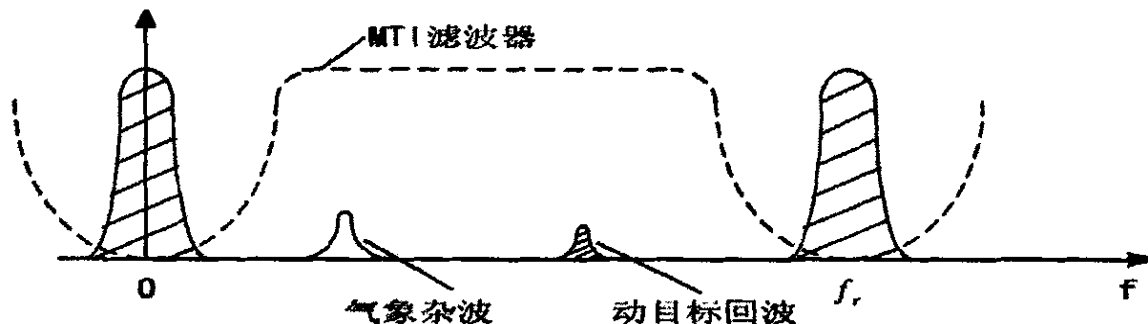


图 4.13 动目标显示滤波器

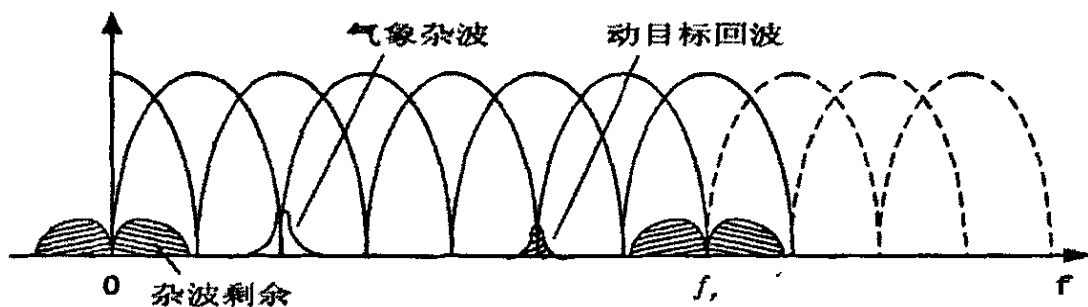


图 4.14 多普勒滤波器组的特性

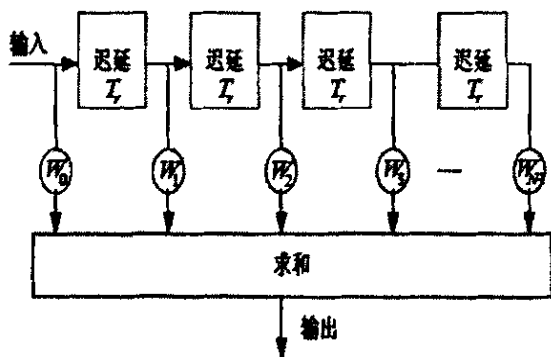


图 4.15 横向滤波器

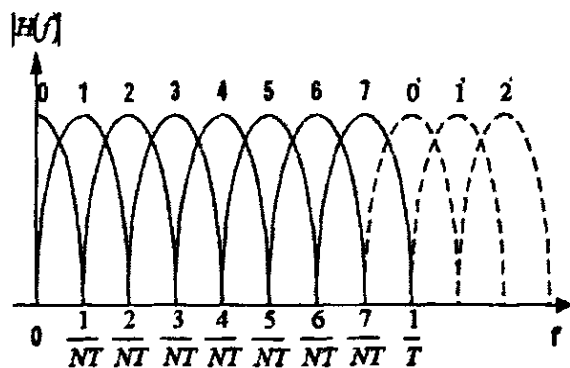


图 4.16 $N=8$ 时滤波器组频率响应

横向滤波器有 $N-1$ 根延迟线, 每根延迟线的延迟时间为 $T_r = 1/f_r$ 。设加在 N 个输出端头的加权值为: $W_k = \exp[-j2\pi ik/N]$ $i=0,1,2,\dots,N-1$

i 表示第 i 个抽头, 而 k 表示从 0 到 $N-1$ 的标记, 每一个 k 值对应一组不同的加权值, 相应地对应于一个不同的多卜勒滤波器响应。由 k 表示的 N 个滤波器组成滤波器组。当 $k=0$ 时, 滤波器峰值位置为 $f=0, 1/T, 2/T, \dots$ 即该滤波器的中心位置在零频以及重复频率的整数倍处(零号滤波器), 这个滤波器通过没有多卜勒频移的杂波, 因此对地杂波没有抑制能力。它的输出在雷达中可以作提供杂波地图之用。当 $k=1$ 时, 滤波器峰值位置为: $f = 1/NT, (1/T) + (1/NT), \dots$ 。当 $k=2$ 时, 滤波器的峰值出现在: $f=2/NT, (1/T) + (2/NT), \dots$, 依次类推。因而每一个 k 值决定了一个独立的滤波器响应。全部的滤波器响应覆盖了从零到重频 f_r 的频率范围。

如果要同时得到 N 个滤波器的加权, 则横向滤波器的每一个抽头应该有 N 个分开的输出并有相应的加权, 即加权输出:

$$Y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.14)$$

多普勒滤波器组是 MTD(动目标检测)的核心。目前, 实现窄带多普勒滤波器组的方法有两种: 一种方法是利用 DFT 或者 FFT 在频域实现滤波器组, 另外一种方法是在时域采用 FIR 滤波器实现。

4.3.1 FFT 实现窄带滤波器组

可以看出, 当 N 为 2 的整次幂时, 从运算量的角度衡量的话, MTD 滤波器组最简单的实现方法是采用离散傅里叶变换(DFT)或者 FFT 在频域上形成窄带多普勒滤波器组。只要判断各滤波器有无输出就可以有效地检测运动目标及其速度。

FFT 的每点输出, 相当于 N 个数据在这个频率上的积累, 也可以说是以这个频率为中心的一个带通滤波器的输出, 它可使信号噪声比提高 N 倍(对白噪声而言)。每个滤波器都有一定的副瓣, 副瓣的大小决定着杂波抑制能力的大小。为了压低副瓣, 一般都需要对处理的数据加窗。

但是 DFT 滤波器的零频附近没有凹陷, 因而无法很好地抑制地物杂波, 使滤波器组输出的检测性能受到影响。所以必须在 DFT 滤波器组之前加上固定对消或者 MTI 处理, 这样可以先抑制地物杂波, 再用 DFT 滤波器组进行滤波处理。如果采用 FFT 滤波器组, 要达到较高的检测精度, 则需要增加 FFT 变换的点数, 同时也就要求更多的回波脉冲串, 但在实际的雷达工作过程中回波脉冲数并不是可以任意增加的。

4.3.2 FIR 实现窄带滤波器组

由于一般地面雷达的重复频率不高(如 1KHz), 所以窄带滤波器的数目只需几个或十几个。因此在 MTD 的许多应用中, 无需采用 FFT 算法, 而直接采用图 4.17 的 FIR 横向滤波器结构相乘累加运算即可。20 世纪 80 年代以后随着大规模集成电路技

术的迅速发展带来的高精度快速乘法累加器的研制成功,使得 FIR 直接实现多普勒滤波进入实用阶段, FIR 滤波器组的实现已不成问题。目前 MTD 多普勒滤波器组常采用有限脉冲响应(FIR)滤波器来实现。

FIR 作为 MTD 滤波器得更重要原因是^[47]:

- (1)可根据特殊的要求,采用比加权 FFT 更灵活的设计方法得到滤波器特性;
- (2)不同频道(即组中的不同滤波器)更容易实现与目标杂波速度分布相匹配的分别设计或选择控制。

在采用 FIR 滤波器形式的情况下,输入输出信号的关系如下式所示:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n-iT_r) \tag{4.15}$$

其中, N 表示有限冲激响应的序列长度,亦即滤波器系数个数, w_i 表示滤波器系数, n 表示离散时间某时刻, T_r 为脉冲重复周期。

用横向滤波器来实现窄带滤波器组时,可以不采用式

$$W_k = e^{-j[2\pi(i-1)k/N]} \quad i=1,2,\dots,N \tag{4.16}$$

中的权值而是根据特定的需要灵活地选用不同的加权矢量,这样,设计者就能根据需要在不同的频率处设置特性相异的滤波器。只是在滤波器设计时,要在副瓣抑制和主瓣展宽之间折中考虑。

图 4.17 所示为 N 阶 MTD 多普勒滤波器的结构, T_r 为脉冲重复周期, $w_0 \sim w_N$ 为 FIR 滤波器的加权系数。

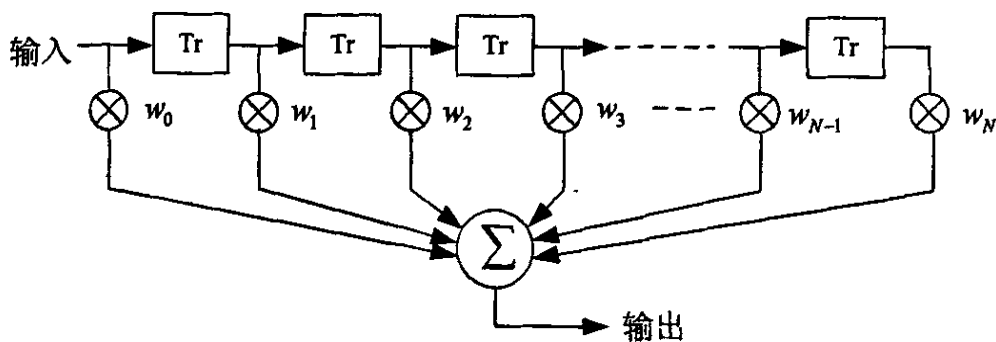


图 4.17 MTD 多普勒滤波器的结构

滤波器阶数(即滤波器组中的滤波器数目)与很多因素有关,要根据实际情况综合考虑。滤波器的数目越多对杂波的抑制越好,对目标信号脉冲串的相干积累效果越好,多普勒频率的分辨力越好,但是,滤波器的数目受雷达天线波束半功率点范围内的发射脉冲数的限制,不能任意增加。同时,滤波器的数目过大,处理后输出的脉冲过少而降低测向精度并产生峰值损失^[42]。

综合考虑，本处理系统采用 16 通道 FIR 滤波器组，其频率特性如图所示。

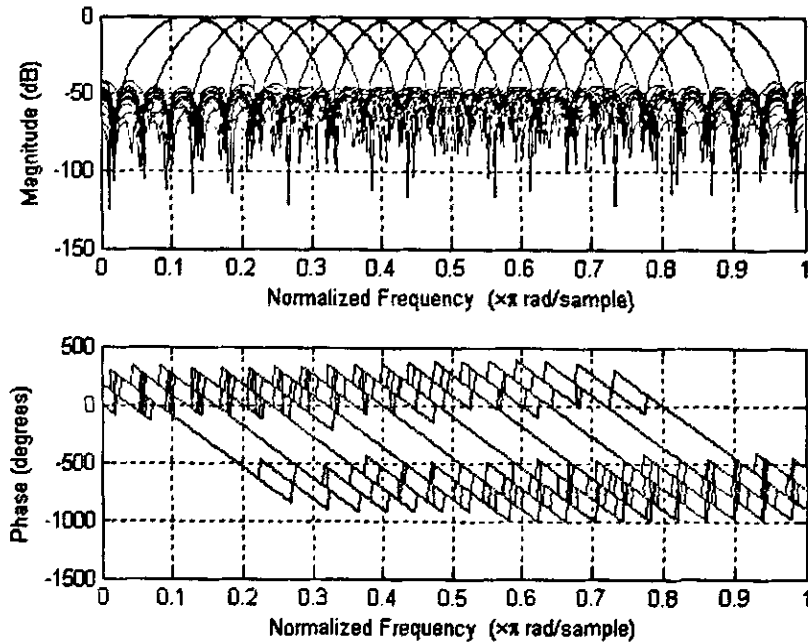


图 4.18 16 通道 FIR 滤波器幅相特性

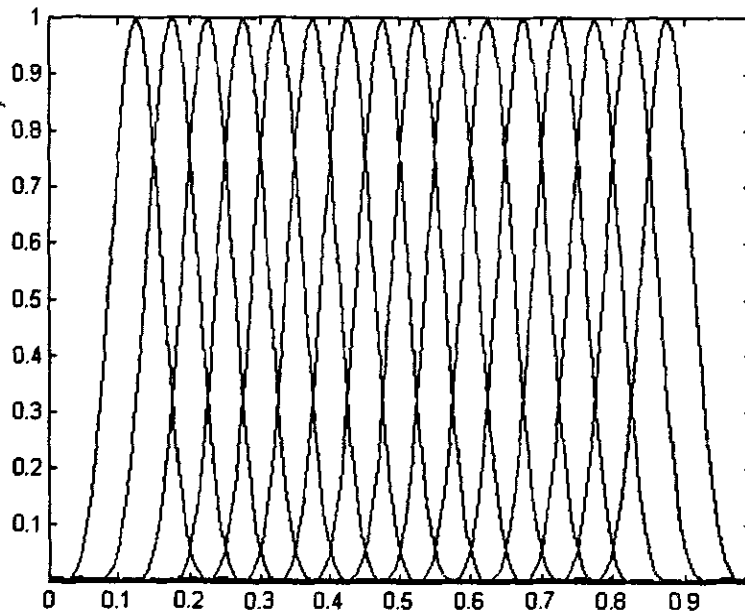


图 4.19 窄带多普勒滤波器组幅频特性(扣除 0、1、18、19 通道)

图 4.17 所示的滤波器有时也称为相参累积滤波器，因为通过该滤波器以后，它将 N 个相参脉冲累积，使信噪比提高了 N 倍。分频道 CFAR 对复杂气象干扰有较好抑制能力，(当目标与气象在滤波器不同频道时，检测性能较好)。但由于杂波不仅由各滤波器的主瓣进入，而且未加权的滤波器副瓣电平较高，当副瓣的频率处于强杂波

处时副瓣进入的杂波将降低其改善因子。若要提高改善因子,可在 MTD 滤波器之前先进行杂波滤波,或采用加权来降低滤波器的副瓣,在设计中可采用加权的方法提高改善因子,但滤波器的主瓣会加宽。

4.3.3 MTD 的杂波抑制能力

窄带滤波器组信号处理的优点是,在用均匀排列的滤波器组时,每个窄带滤波器只占延迟线对消器通频带的大约 $1/N$ 宽度,因而其输出端的信噪比有相应地提高。对于白噪声,采用窄带滤波器组后信噪比应提高近 N 倍。对于有色杂波而言,各个滤波器输出端的改善因子均有提高(与延迟对消器比较),但提高的程度是不相同的:越靠近杂波中心的滤波器,其改善程度越差;杂波谱越宽,各滤波器的改善程度也变差。采用窄带滤波器组之所以能较 MTI 对消器提高改善因子,是因为它把频带细分后各滤波器的杂波输出功率只有各自通带范围内的杂波谱部分,而不是整个多卜勒频带内的杂波功率。

窄带滤波器组对于运动杂波的抑制效果较好。来自鸟群或气象的运动杂波,其多卜勒频率不是零频,普通对消器无法抑制它。但这种运动杂波可能出现在窄带滤波器组中的某一个滤波器内,每个滤波器的检测门限可以根据该滤波器内所含噪声和杂波的强弱而选定,杂波强时门限值选得高,这样就可以将运动杂波的影响排除,使之不影响出现于其它滤波器内的信号。还可以通过加窗压低各滤波器的副瓣电平以通过对杂波的抑制能力。

MTD 的主要缺点是与 MTI 滤波器相比计算更复杂,并且由于多卜勒测量需要更多的脉冲而需要花费更长的驻留时间^[43]。

总之,MTI 属于带阻滤波器,为“单通道”,在其后面的检测比较简单,当目标速度比较大和重复频率比较低(保证无距离模糊)时,通过参差变周期(变重复周期或称重频参差)能解决盲速问题。MTD 属于带通滤波器,为滤波器组或称“多通道”滤波器,处理后应做多通道检测。当重频比较低时,也存在盲速问题,可以通过脉组参差解决。但此时需要较多的脉冲数,其性能优点是杂波抑制性能好,对噪声有改善,可测速。

4.3.4 MTD 系统仿真

分别采用 16 脉冲 FFT 和 16 通道 FIR 实现 MTD,仿真结果如图 4.20、图 4.21 所示。各信号仿真参数同 MTI 仿真。

由于 FIR 只能实现 0 到 $f_z/2$ 之间的滤波器,而对应的 $f_z/2$ 到 f_z 的频段将折叠到 0 到 $f_z/2$ 以内,而 FFT 可以实现 $-f_z/2$ 到 $f_z/2$,所以从 FFT 和 FIR 处理的结果上,两种方法处理的结果可能将不在同一通道中。

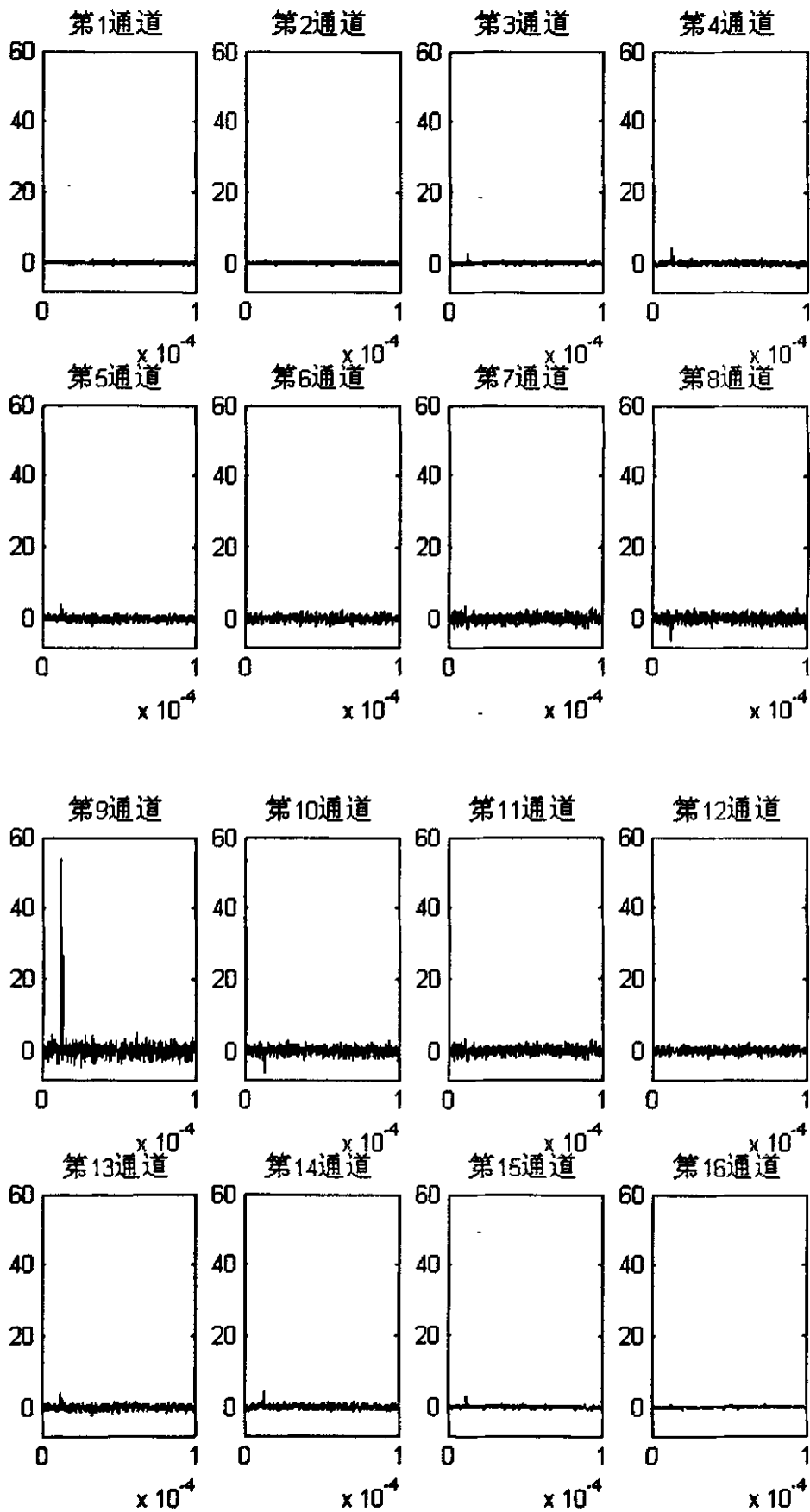


图 4.20 采用 FFT 法进行 MTD 处理后 16 个通道的输出

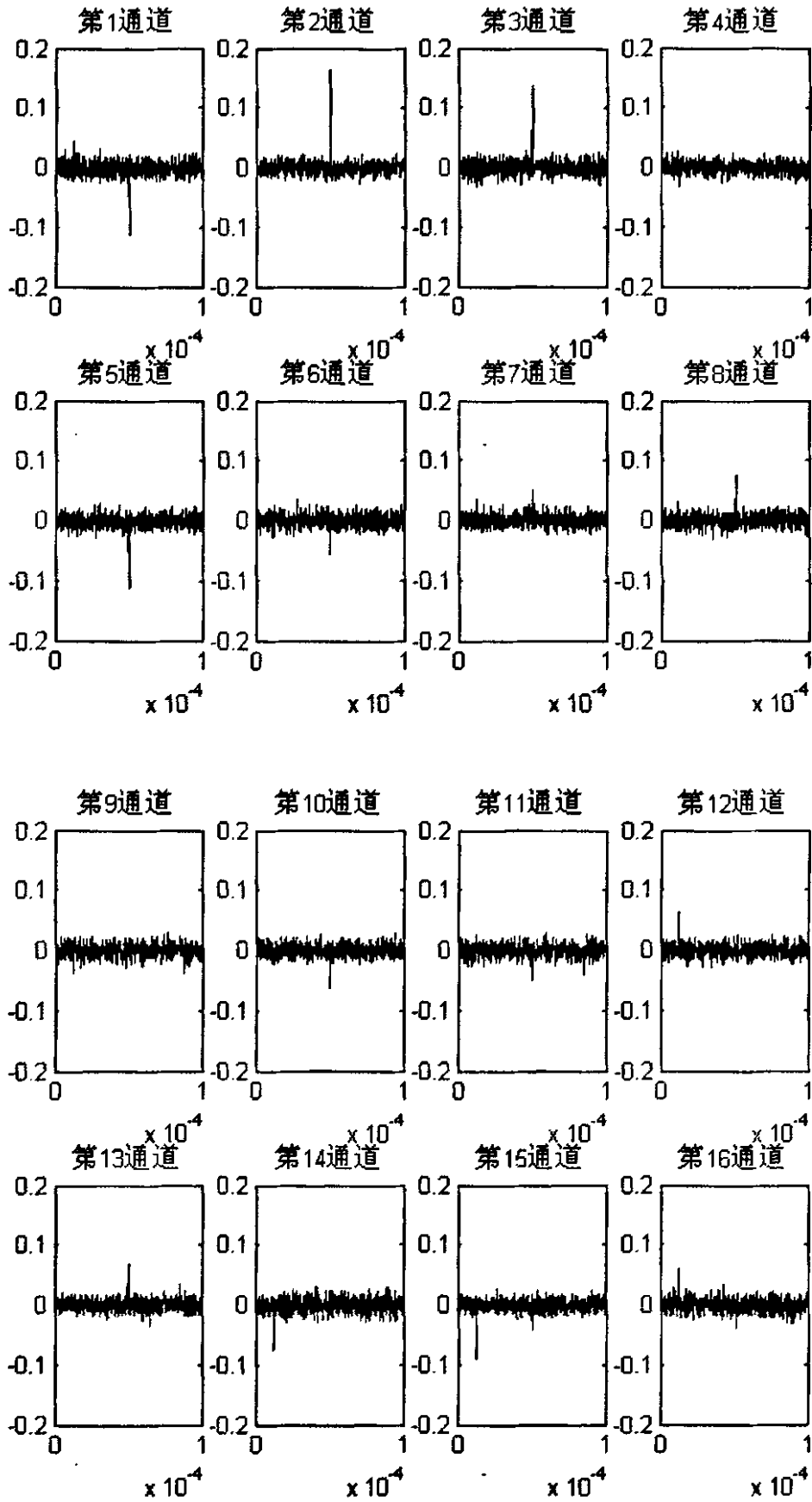


图 4.21 采用 FIR 法进行 MTD 处理后 16 个通道的输出

使其幅度响应都在零频附近有较深的零陷，用于抑制地杂波，实现方便，而且输出效果也较好。所以，目前人们感兴趣的 MTD 实现方案是采用 FIR 滤波器组实现。

5 恒虚警检测技术

在运动目标检测过程中,为了获得较大的检验概率,一般要尽可能的调整识别门限,但是如果识别门限过分降低,往往会使噪声峰值超过识别门限,从而出现虚警。为了保持恒定的虚警概率(CFAR),使处理机不至于因虚警太多而过载,在接收噪声电平发生变化时,再用固定门限检测目标就不合适了,也需要检测门限电平。获得恒虚警的方法有两种:在接收噪声电平发生变化时,调整检测识别门限:在固定门限前,使接收机前噪声电平保持一个额定值。

应当强调指出,恒虚警处理一般是不能提高信噪比的,相反在处理过程中还会使信噪比有不同程度的损失,即通常称为的恒虚警率损失。因为恒虚警处理是用有限个参考单元来估计杂波干扰的平均功率,由于参考单元有限,引起平均估计产生起伏,单元数越少,起伏越大。经过处理后,平均值估计的起伏将引起输出噪声起伏加大。检测门限一定时,噪声起伏加大将引起虚警概率的增加,如果要维持输出恒虚警率不变,则应根据参考单元数适当的提高检测门限,这时要保持原来的检测概率,必须提高输入的信噪比,这个所需的信噪比称为恒虚警损失 L_{CFAR} [45]。

5.1 CFAR 的分类

按干扰变化的快慢来分,可分为慢门限恒虚警率处理和快门限恒虚警率处理。

慢门限恒虚警率处理:用于噪声工作环境。当检测器工作在噪声环境中时,噪声功率的变化要求门限电平随之变化,以保持恒虚警率。由于噪声功率的变化相对来说是比较慢的,调制电平的周期可以比较长,所以叫做慢门限恒虚警率处理(主要体现在噪声电平恒定电路上)。

快门限恒虚警率处理:用于杂波工作环境,是针对杂波的工作环境而设置的。杂波与噪声的情况不同,它常常是区域性的,随着距离和方位角而变化,强度的起伏也往往比较大,对于这类干扰,为了保持检测器的虚警率恒定,电平的调整要比较快,所以叫做快门限恒虚警检测。

按干扰的幅度分布的性质来分,可分为参量型恒虚警率处理和非参量型恒虚警率处理。

参量型恒虚警率处理:是在部分已知干扰背景的统计分布的条件下估计出未知参量所作的自适应门限恒虚警检测器。主要应用于杂波干扰的概率密度分布已知,而只需估计某些未知参量的值的情况。其原理是对杂波分布进行归一化。使归一化后的新分布和输入杂波的强度无关。

非参量型恒虚警率处理:也叫分布无关型恒虚警检测,是在没有干扰背景统计分布的先验知识时,处理保持恒定虚警率而与干扰统计分布无关的检测器。它只要求杂

测单元与邻近许多参考单元相比较，统计地判断有无目标存在。非参量方法的固有缺点是：它要求处理时雷达回波的数目较多，一般大于 15，且恒虚警损失大。

如果分布已知，应用参量型恒虚警处理效果良好，而对于那些分布不清楚的杂波环境，不能乱套用参量型恒虚警处理方法，否则将因为电路不匹配而使恒虚警损失更严重。

大部分的雷达系统为了能在杂波环境中检测目标，需要对杂波进行必要的处理。根据杂波概率模型的不同，需要采用的恒虚警方法也不一样，要研究各种情况下恒虚警的性能是比较复杂的。因此仿真时主要考虑瑞利分布的情况，对于 CFAR 检测器主要考虑参量型检测器。

5.2 CFAR 的基本原理

统一模式下的 CFAR 检测器的原理框图如下图。

在瑞利杂波包络环境中广泛使用的单元平均(CA, cell average)技术^[45]。在均匀的瑞利包络杂波背景下，CA 方法利用与检测单元相邻的一组独立同分布的参考单元采样估计杂波功率水平，提供了对非起伏和 swerling 起伏目标的最优或准最优检测。

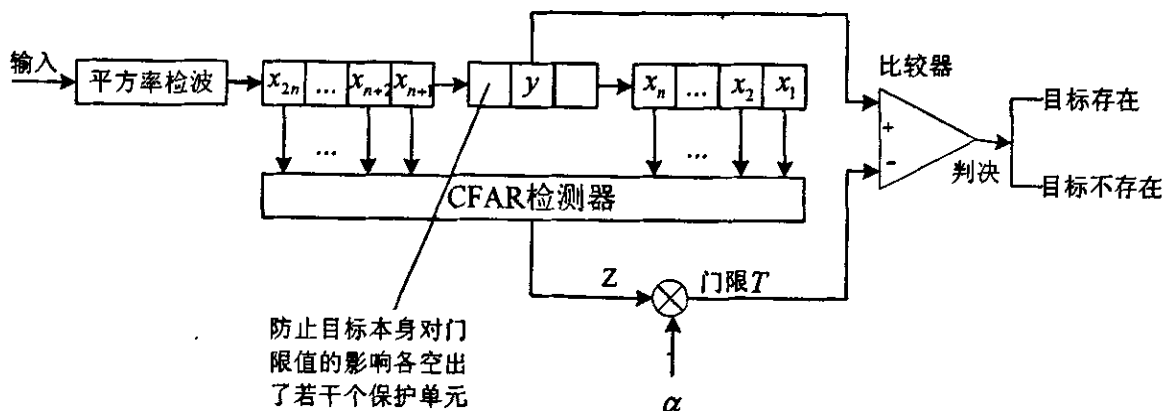


图 5.1 瑞利分布的参量型 CFAR 检测电路

检测器的原理框图都如图 5.1 所示，其中 α 为门限因子，参考单元个数 $N=2n$ 。在检测单元两边可以空出一个或数个单元作为保护单元，这是为了避免目标本身对门限的影响。

在现有的恒虚警系统中，目标判定通常是用滑窗法实现。参考窗内得到的数据通过一种算法，以便计算判定门限。处理流程分三步：第一步是测量平均杂波功率电平 Z ；第二步是把这个估值 Z 乘以一个标度因子 α ，而 α 取决于所采用的估计方法，其次还取决于所要求的虚警概率；第三步是将所得乘积 T 直接作门限值，与被检测单元

进行比较，得出目标判决结果。

以下介绍常用的瑞利分布的参量型 CFAR 检测电路在此类中所有 CFAR 方法的差别就在于对平均干扰功率 z 的估计所使用的方法上。

5.3 CFAR 的实现方法

5.3.1 慢门限恒虚警

接收机噪声是白色高斯噪声，如果不存在杂波和其它干扰，在接收机的白色高斯噪声中，检测目标可以采用噪声电平恒虚警电路。

因为白色高斯噪声经幅度检波器以后，概率密度分布符合瑞利分布，所以只需求得其噪声均值，再乘以一个门限乘子，作为检测门限就可以将虚警概率控制在允许值以下。求取接收机噪声均值所用的数据一般在雷达休止期内(认为只存在白噪声)获得。但是计算白噪声均值所需的样本数要求很大(保持噪声恒定)，而一个休止期内可用的样本数很有限，所以一般需要上百个周期的休止期样本取平均，所以 CFAR 检测门限的变化是很慢的，属慢门限 CFAR 电路。

接收机内部噪声由于温度、电源等因素而改变，它的变化是缓慢的。求模前噪声为高斯分布，高斯噪声检波后振幅为瑞利分布，其概率密度函数为：

$$p(x) = \frac{1}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2} \tag{5.1}$$

引入新变量 $y = x/\sigma$ ，则此时对瑞利分布来讲， y 的概率密度函数为：

$$p(y) = \frac{1}{\sigma^2} e^{-y^2/2} \tag{5.2}$$

因此将变量 x 归一化为变量 y ，则噪声强度变化时将保持输出恒虚警。瑞利分布的统计平均值为

$$M(x) = \int_0^{\infty} xp(x) dx = \sqrt{\pi/2}\sigma \tag{5.3}$$

由式(5.3)知，可通过计算杂波的均值得到 σ ，可采用如图 5.2 所示处理方式。

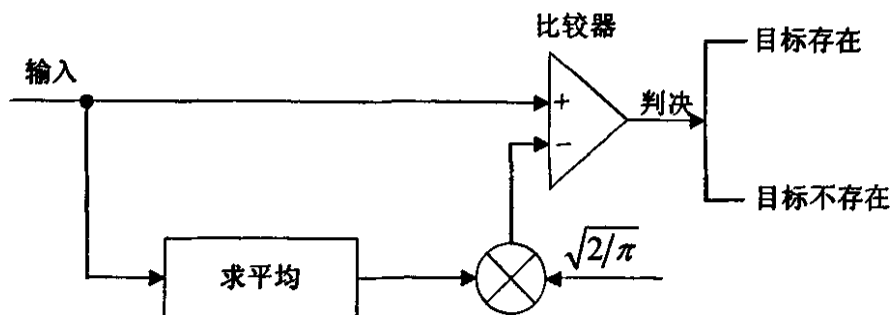


图 5.2 慢门限恒虚警处理电路

5.3.2 快门限恒虚警

当杂波特性在时间和空间上剧烈变化时应采用快门限 CFAR，需要利用参考单元估计检测单元背景杂波的平均功率水平，显然用这种方法得到的检测阈值是随着杂波的变化而自适应变化的，在理论上检测的虚警率因此而维持恒定。

在低分辨率的脉冲雷达中，雨雪等分布的杂波可以看作很多独立照射单元回波的叠加，因而杂波包络的分布也接近瑞利分布。这样分布的特性和噪声相类似，得到恒虚警的途径也相同，就是要求得瑞利分布的平均值估值，然后用它对输出取归一化。

由于杂波通常只存在于一定的方位和距离范围内，在估计这些杂波平均值时，不能在多次扫掠周期内进行，也不允许在一次距离扫掠的全程里进行，而只能在检测点邻近距离单元，且邻近距离单元的长度应短于杂波散射体所占的实际长度，求杂波均值只能从被检测目标邻近单元来获得，这就是常用的邻近单元平均 CFAR 检测器。邻近单元平均恒虚警率电路的参考单元不多，平均值的估值起着门限的作用，它可以随杂波强度的变化而迅速改变，属快门限 CFAR 电路。

5.3.2.1 邻近单元平均恒虚警

邻近单元平均恒虚警处理，通过邻近距离单元实时地得到噪声均值的估计，进而得到自适应门限 V_T ，从而实现恒虚警检测。这里，恒虚警率系统的任务实际上就是提供所要求的门限值。不同的恒虚警率系统按照门限值获得的方法来区别。在计算这个门限时，必须要考虑两方面的问题，一方面是参考窗内的平均杂波功率，另一方面是系统规定的虚警概率 P_{fa} 。因此，门限 V_T 总是计算为乘积 $V_T = Z\alpha$ 。

邻近单元平均恒虚警电路的组成和噪声电平恒定恒虚警电路类似，如图 5.3 所示。

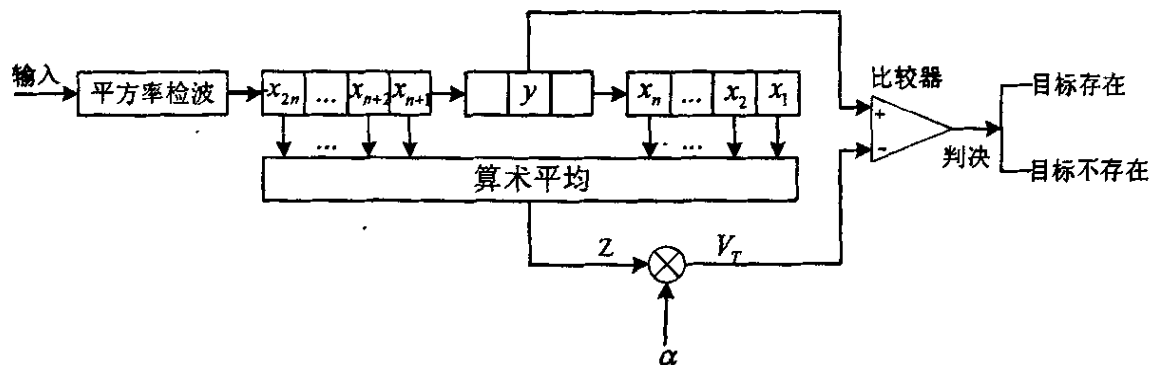


图 5.3 邻近单元平均恒虚警电路

对于幅度为瑞利分布的杂波，其概率密度函数如下：

$$p(|y|) = (|y| / \sigma^2) \exp(-|y|^2 / \sigma^2) \tag{5.4}$$

那么当绝对检测门限为 V_T 时，虚警概率如下：

$$P_{fa} = \exp(-V_T^2 / 2\sigma^2) \tag{5.5}$$

由该式可见虚警概率是随噪声的强度的变化而变化的，如果引入一个新的变量， $x = |y|/\sigma$ ， $V_o = V_T/\sigma$ ，则虚警概率为：

$$P_{fa} = \exp(-V_o^2 / 2) \tag{5.6}$$

此时虚警概率就不再与噪声的强度有关了。因此，只要设法估计出干扰噪声 y 的强度 σ 的值，再由除法器完成归一化运算，干扰 x 的强度维持在一定的电平上(理想情况为 1)。这样的干扰 x 与固定门限比较，其虚警概率将是恒定的，与干扰 y 的强度 σ 无关，从而达到恒虚警处理的目的。这里我们把 σ 乘在检测门限上，使门限随干扰强度的变化而自适应的变化，形成所谓的自适应门限，将 $|y|$ 与这种自适应门限比较，同样可以达到恒虚警处理的目的。

现在需要解决如何实时地计算干扰 y 的均方差 σ 的值这一问题，从概率论中知道，瑞利分布的随机变量的数学期望 $Z = \sqrt{\pi/2}\sigma$ ，即 σ 与干扰 $|y|$ 的统计平均值 Z 成正比，原则上讲，计算干扰 $|y|$ 的统计平均值 Z 要比计算相应于瑞利分布的高斯分布的方差 σ 容易。只要我们设法计算出干扰 $|y|$ 的统计平均值 Z ，再由 $\sigma = \sqrt{2/\pi}Z$ ，从而可以得到 σ 的值。所以 $V_o = \sqrt{-2\ln P_{fa}}$ ，绝对门限 $V_T = V_o\sigma = \sqrt{-2\ln P_{fa}}\sigma$ ，又有 $Z = \sqrt{\pi/2}\sigma$ ，所以：

$$V_T = V_o\sigma = \sqrt{-2\ln P_{fa}}\sqrt{2/\pi}Z = \sqrt{-4\ln P_{fa}/\pi}Z \tag{5.7}$$

令 $\alpha = \sqrt{-4\ln P_{fa}/\pi}$ ，即为门限系数。当 $P_{fa} = 10^{-6}$ 时，求得 $\alpha = 4.19$

邻近单元平均恒虚警处理是通过对被检测单元的相邻距离单元取算术平均来获得杂波平均功率电平估值。考虑到信号能量可能漏入相邻距离单元，并且对于比较大的目标信号，其所占的距离单元可能不止一个，而且由于主瓣的展宽效应，有时候一个目标信号会占几个距离单元，为了避免对杂波平均功率值估计的影响，在做平均值估计时，舍弃了检测单元周围的某几个点，舍弃点的多少与目标大小以及信号的距离分辨力有关。

图中 $N=2n$ 取 2 的幂以便于除法运算。 N 是 CFAR 的重要参数， N 小，可以减少运算量，直接影响硬件的数量，但 N 取小，带来的 CFAR 损失较大。这些邻近单元是为求得杂波平均值估值的参考单元，参考单元输出和的平均值作为杂波平均值的估值，用它来和检测点的输出作比较处理，可以得到恒虚警效果。由于杂波的区域性，邻近单元平均恒虚警电路所用的参考单元数不可能很多，典型的 N 取值为 16 或 32。

前面的讨论，均假设杂波为平称的瑞利分布，即各距离单元杂波的统计平均值相等。这时，用邻近单元平均电路对不同弧度的杂波可以起到恒虚警作用。但实际杂波大多是非平稳的，各距离单元的强度也不同。这时，采用邻近单元平均恒虚警电路会存在边缘效应，可能发生两方面的问题：在杂波边缘的内侧，检测点位于强杂波强杂

波区时，邻近单元的平均值的估值偏低，其结果使虚警率增大。在杂波边缘的外侧，检测点位于弱杂波区时，估计的平均值又偏高，这就会使检测性能降低。所以电路的参考单元数应根据杂波实际情况适当选择使位于各参考单元里的杂波相对来说近似于平稳。

5.3.2.2 两侧单元平均选大恒虚警

为了消除杂波边缘内侧虚警概率显著增大的现象，可采用改进的 GO-CFAR，即两侧单元平均选大恒虚警电路(如图 5.4)，把检测单元左右两边的 $n/2$ 个参考单元分别求平均值的估计值，然后比较，取其中较大的一个作为归一化的所用均值的估值。虚警的增大是由于强杂波已到达检测点，而一侧的取样点仍为弱杂波区占据，使其输出的平均值偏小而产生的。将该检测点前后的参考单元分别平均估值，并选用其中的较大值作为平均值估值输出，这时可以解决杂波边缘内侧虚警概率增大的问题，但杂波边缘外侧信号检测能力的损失也将相应增大^[45]。

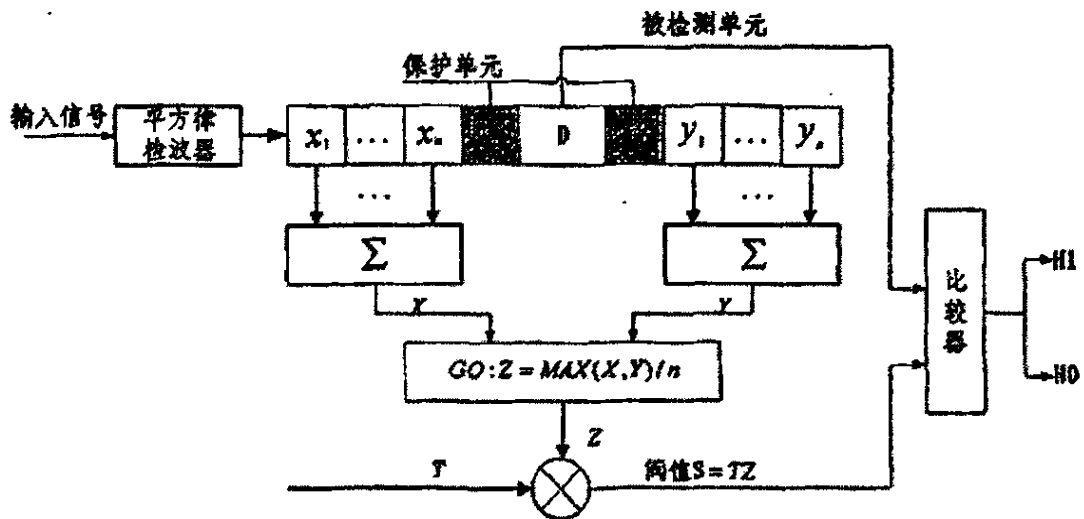


图 5.4 两侧单元平均选大恒虚警电路

GO-CFAR 取两个局部估计的较大者作为总的杂波功率水平估计，即

$$z = \max(X, Y) / n \tag{5.8}$$

其中： $X = \sum_{i=1}^n x_i$ ， $Y = \sum_{i=1}^n y_i$

$$P_{fa,GO} = 2(1 + T / (1 + \lambda))^{-n} - 2 \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (2 + T / (1 + \lambda))^{-(n+i)} \tag{5.9}$$

X、Y 是独立的随机变量，Z 的 PDF(概率密度函数)为：

$$f_z(z) = f_x(z)F_y(z) + f_y(z)F_x(z) \tag{5.10}$$

其中 f 和 F 分别为 X 和 Y 的 PDF 和 CDF (概率分布函数)。在均匀杂波背景中, $F_x = F_y$, $X, Y \sim G(n, \mu)$ 。这样, 就可以求得 Z 的母函数, 进而得到 GO-CFAR 检测器在均匀杂波背景中的虚警概率

$$P_{fa,GO} = 2(1+T)^{-n} - 2 \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (2+T)^{-(n+i)} \quad (5.11)$$

其中, T 是依赖于设计值 P_{fa} 和参考滑窗尺寸 $2n$ 的常数。用 $T/(1+\lambda)$ 替换上式中的 T , 即可得到对应的检测概率:

$$P_{fa,GO} = 2(1+T/(1+\lambda))^{-n} - 2 \sum_{i=0}^{n-1} \binom{n+i-1}{i} (2+T/(1+\lambda))^{-(n+i)} \quad (5.12)$$

由式(5.11)、式(5.12)可以看出, 虚警概率依赖于初始 T 以及 n 的选择, 减少了对环境的依赖性。而检测概率则依赖于 T, n 以及输入信噪比 λ , 而与输入信号的及噪声的波形具体形式无关。

由于参考距离单元有限, 引起平均值估值产生起伏, 单元数 N 越少, 起伏越大。经过处理后, 平均值估值的起伏将引起输出噪声起伏加大。检测门限一定时, 噪声起伏加大将引起虚警概率的增加。如果要维持输出虚警概率不变, 则应根据参考单元数适当提高检测门限, 这时要保持原来的检测概率, 必须提高输入的信号信噪比。当参考单元数大于 10, 相关处理周期大于 16 时, 恒虚警损失大约为 1~3dB。

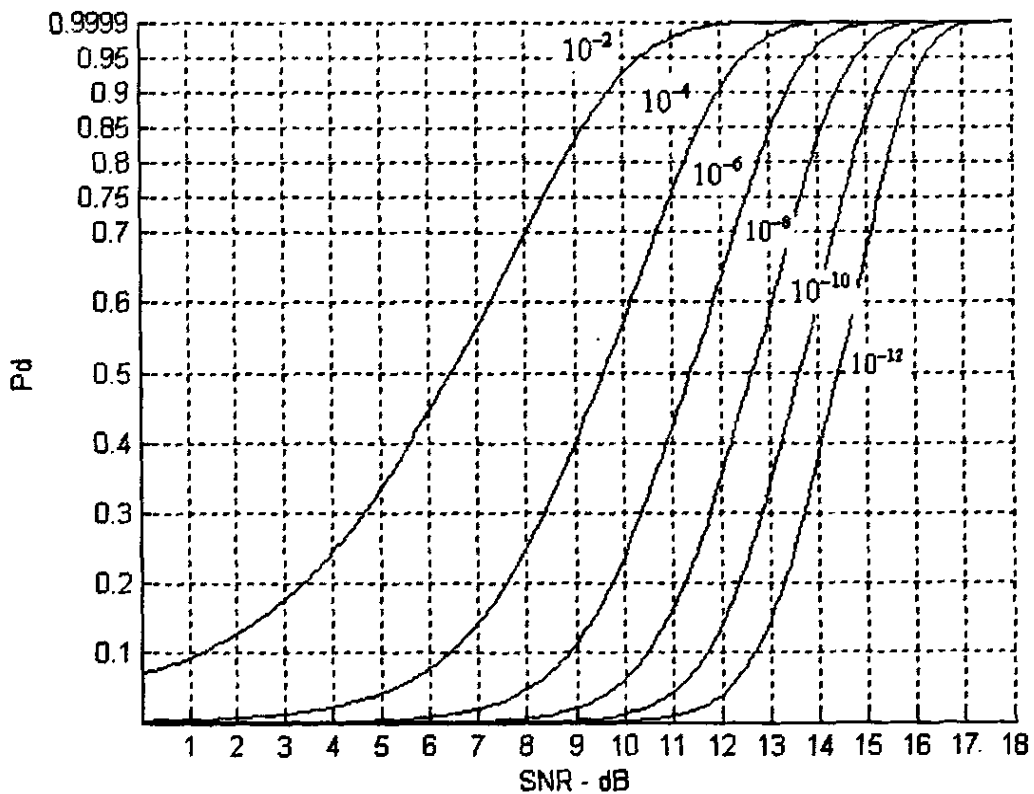


图 5.5 不同虚警概率下, GO-CFAR 检测概率与输入信噪比的关系

图 5.5 为 $n=16$ ，分别对应 $P_{fa} = 10^{-2}, 10^{-4}, 10^{-6}, 10^{-8}, 10^{-10}, 10^{-12}$ ，六种情况下的 GO-CFAR 检测概率与输入信噪比关系，从图中可以看出，为了保证相同的检测概率，恒虚警率越低，对输入信噪比要求越高。而本系统设计时，由于回波信号先经过脉冲压缩，然后又对信号进行了相参积累，因此对于恒虚警信噪比的要求是完全可以满足的。

5.4 CFAR 系统仿真

比较图 5.7 两种不同的处理结果，我们可以看出，对有杂波的回波采用慢门限恒虚警进行处理达不到什么处理效果，而采用快门限恒虚警处理，则能达到较好的结果。而且快门限恒虚警处理后，杂波和噪声差不多，这时便可以很容易的判决目标了。

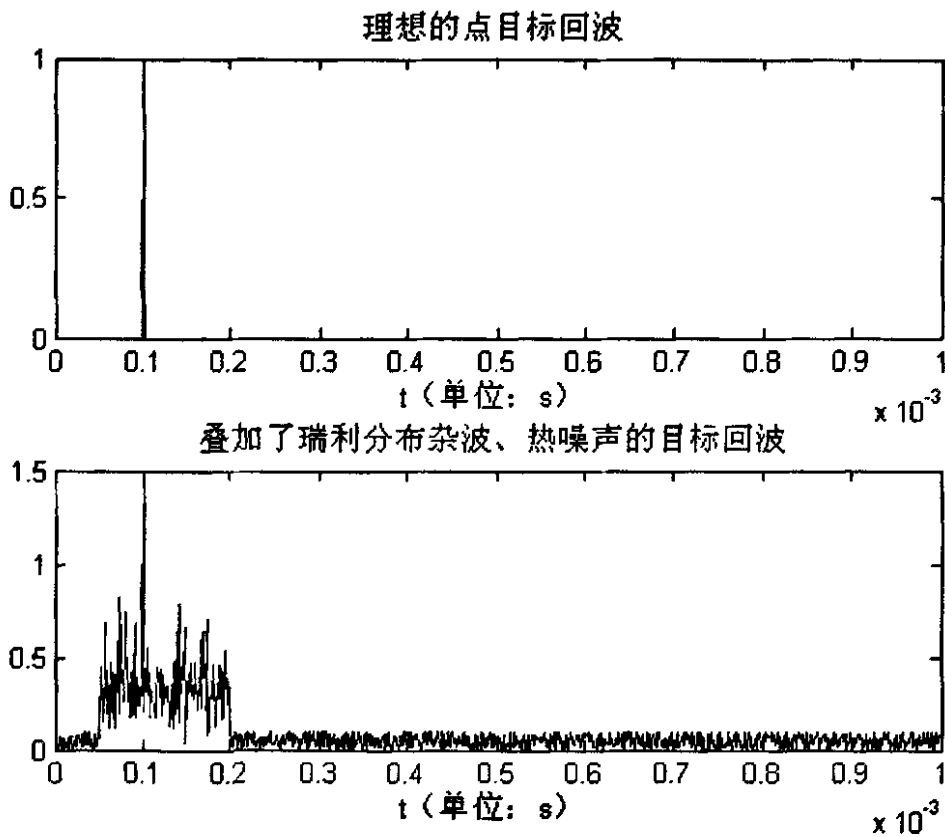


图 5.6 目标回波

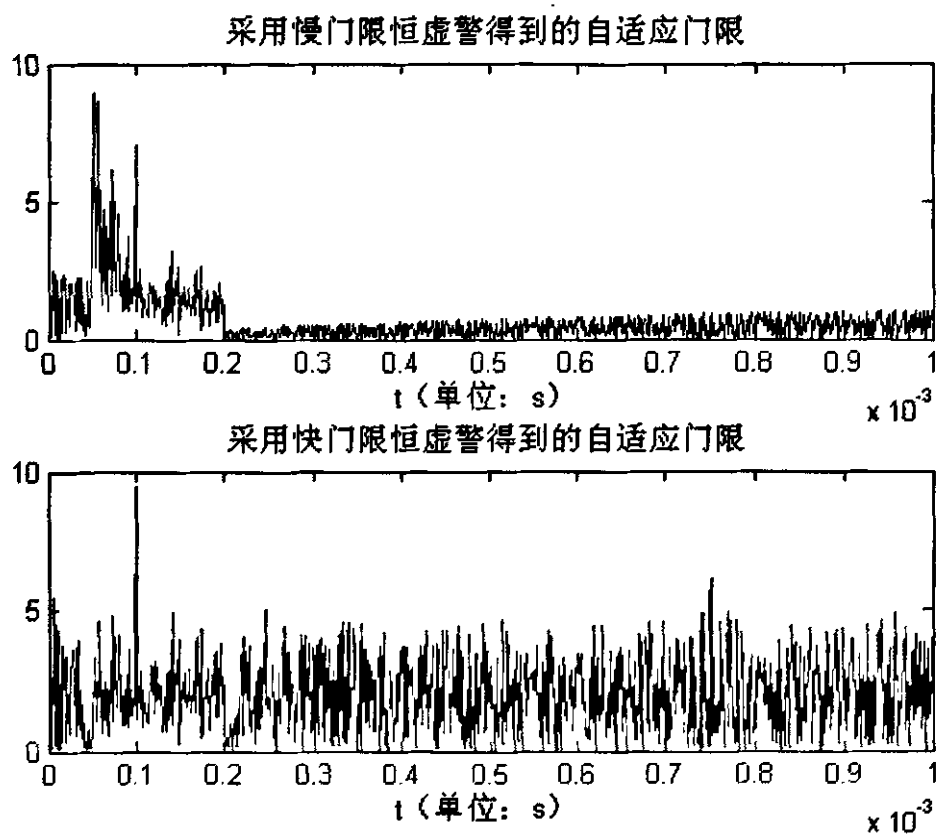


图 5.7 分别采用慢门限和快门限恒虚警得到的自适应门限

6 雷达信号处理系统仿真

一个典型的脉冲压缩多普勒雷达的信号处理部分主要由 A/D 采样、正交解调、缓冲器、脉冲压缩处理、固定目标(杂波)对消、动目标检测(MTD)、数据合成求模、恒虚警和视频积累等部分组成。因此,脉冲压缩多普勒雷达信号处理的仿真模型如图 6.1 所示。

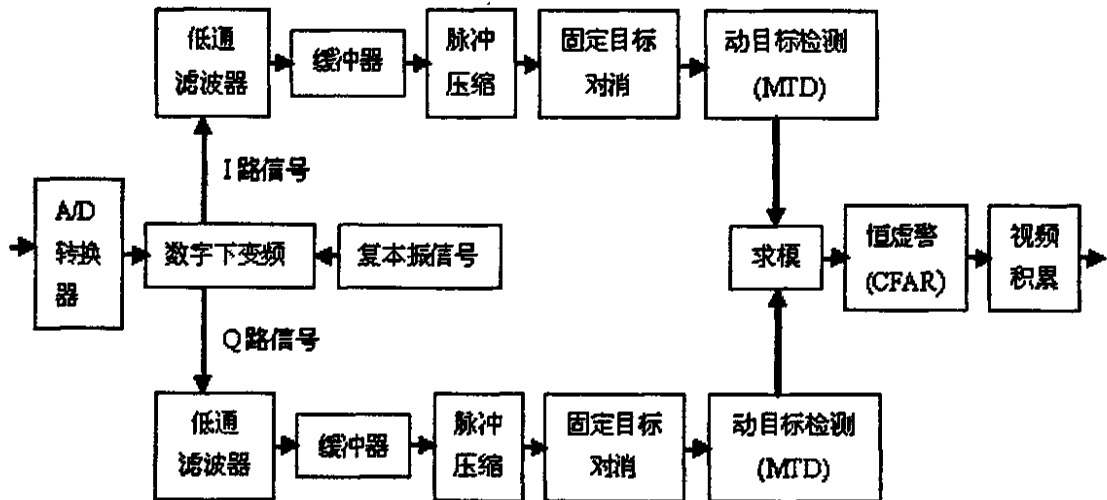


图 6.1 脉冲压缩多普勒雷达信号处理的仿真模型

本例中采用的参数为:载波频率 $f_c = 24MHz$, 调频带宽 $B = 4MHz$, 脉宽 $T = 8\mu s$, 发射信号重复频率 $f_r = 1kHz$ 。

假设在 30km 处有一个移动的点目标,多普勒频率为 250Hz;在 67.5km 处有一个固定点目标。

图 6.1 为目标的回波信号,其中上图为理想回波信号,包含了目标的速度信息、距离信息;下图为实际雷达接受信号,其中包括了杂波和噪声,导致目标信号几乎淹没于杂波和噪声之中。

图 6.3 为经过匹配滤波处理后的信号波形,可以到经过匹配滤波后,已经可以比较清楚的看到目标信号,但是固定地物回波仍然很强。

图 6.4 为经过 MTD 和 CFAR 处理后的结果。可以看出,经过 MTD 滤波后,很强的固定地物杂波已经被滤除,剩下我们需要的目标回波,此时已经可以从杂波和噪声背景下将目标信号的信息提取出来。而经过 CFAR 处理以后,在有目标的地方值为 1,其余的值都为 0。

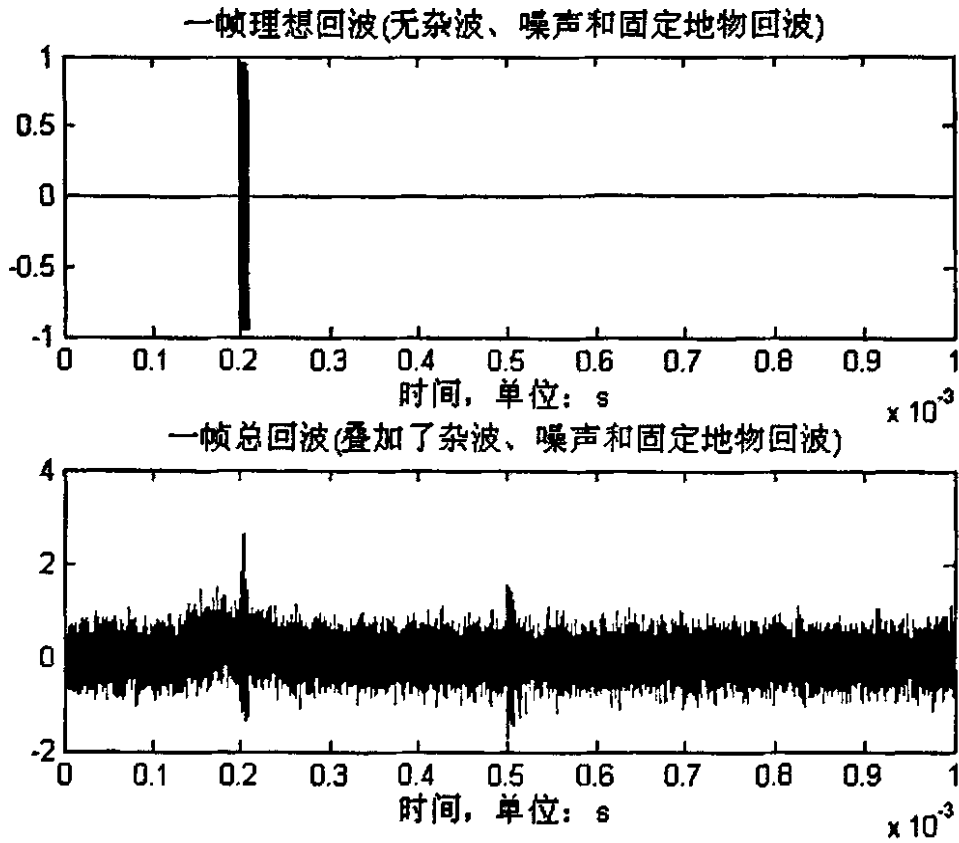


图 6.1 雷达接收信号

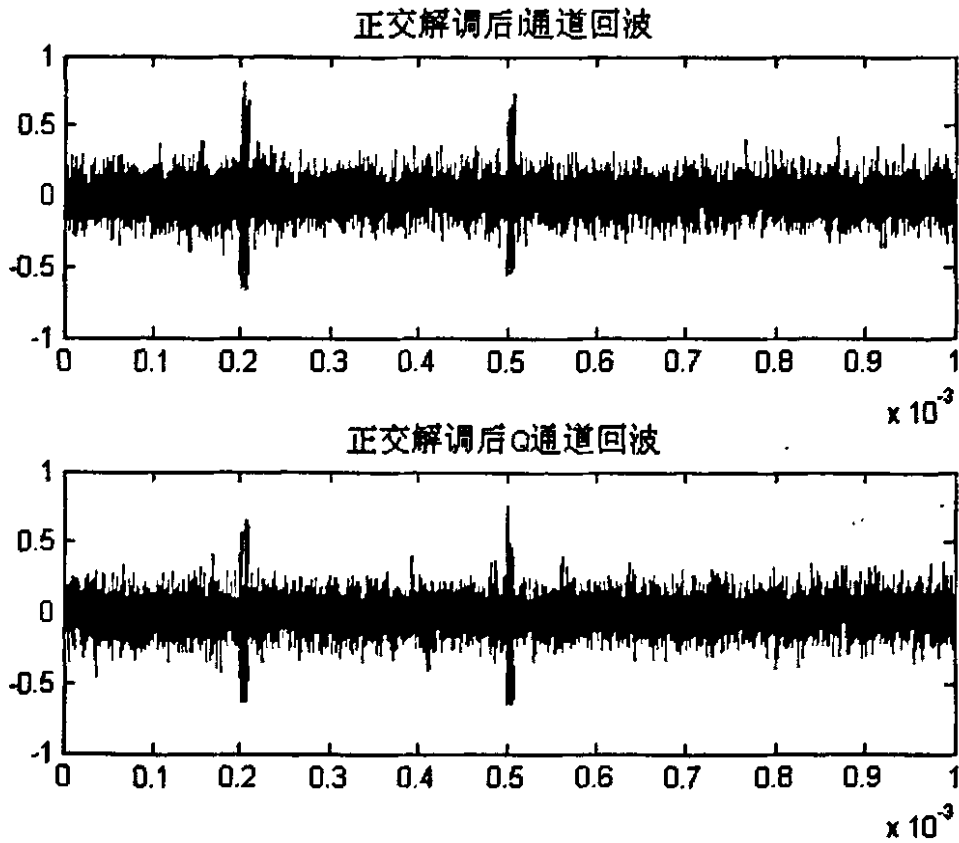


图 6.2 I/Q 通道正交解调结果

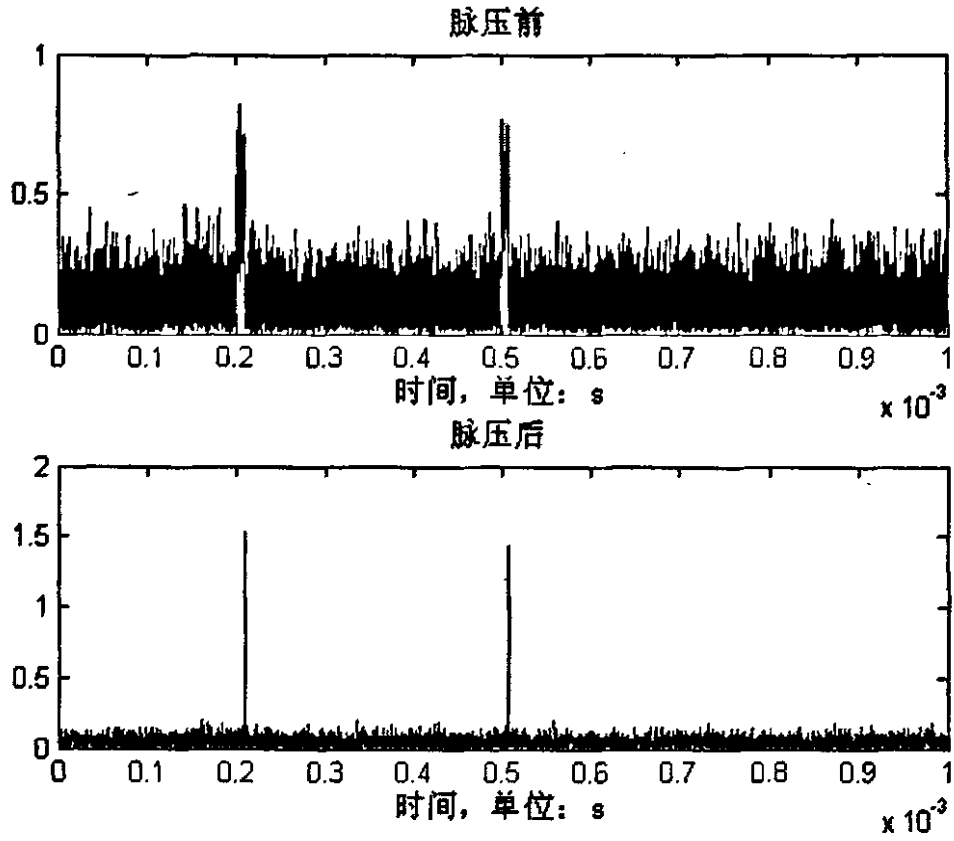


图 6.3 脉压前后信号幅度比较

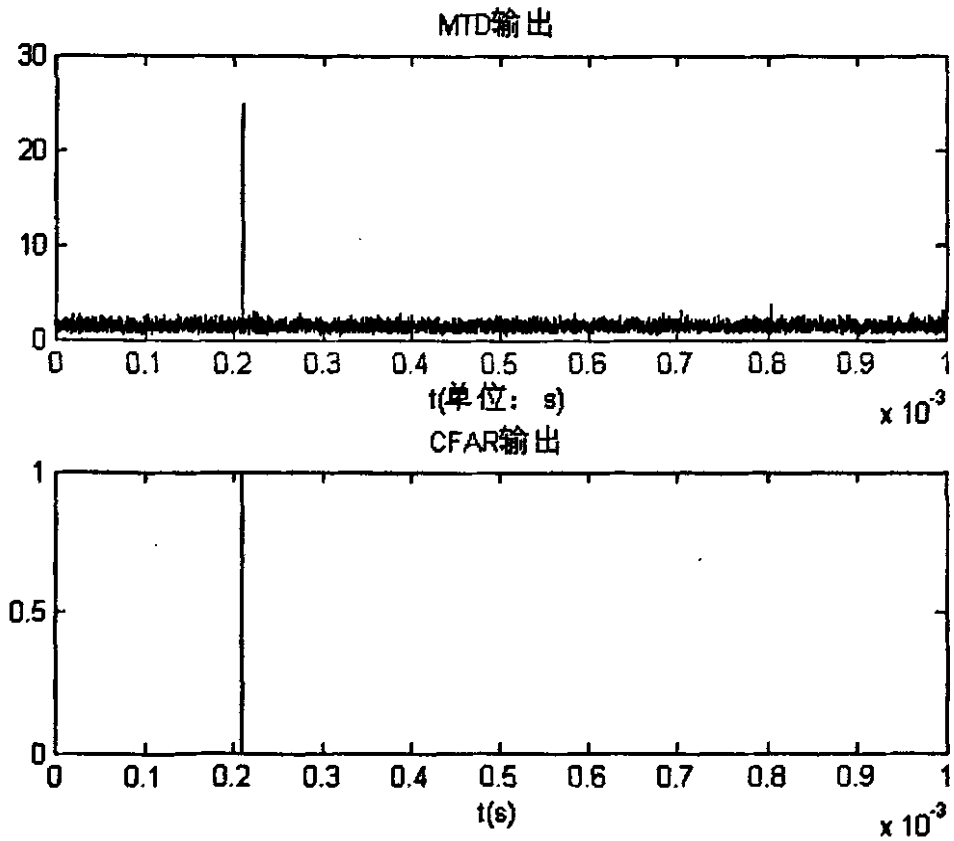


图 6.4 MTD 和 CFAR 处理后输出结果

7 FPGA 实现

7.1 FPGA 发展概况

现场可编程门阵列 FPGA (Field Programmable Gate Array) 是一类广泛应用的高密度可编程逻辑器件。FPGA 由 Xilinx 公司于上世纪 80 年代年首先推出, 目前, 除 Xilinx 以外, Actel, Altera, Quicklogic 等公司均有 FPGA 产品生产。

通常 FPGA 由布线资源分隔的可编程逻辑单元(或宏单元)构成阵列, 又由可编程 I/O 单元围绕阵列构成整个芯片, 排成阵列的逻辑单元由布线通道中的可编程内连线连结起来实现一定的逻辑功能, 即分段的金属互连线可以由可编程开关以任意方式连接形成逻辑单元之间要求的信号线。一个 FPGA 包含丰富的具有快速系统速度的逻辑门、寄存器和 I/O 组成^[6]。

按编程特性分类, 主要有一次性可编程反熔丝 OPT 和基于静态存储器(SRAM)的编程结构。Xilinx 提供基于静态存储器单元的 FPGA, 属于 SRAM-查找表类型, 它们允许内连的模式在器件被制造以后再被加载和修改。由于决定器件逻辑功能和互连关系的配置程序是存储其中的, 掉电后内容会丢失, 因此每次加电时要把程序配置到芯片中。Actel 的 ACT 系列和 QuickLogic 的 pASIC 系列 FPGA 为一次性可编程的反熔丝多路开关类型。

自 1985 年 Xilinx 公司推出第一片现场可编程逻辑器件(FPGA)至今, 在这近 20 年的发展过程中, FPGA 集成技术取得了惊人的发展: 现场可编程逻辑器件从最初的 1200 个可利用门, 发展到 90 年代的 25 万个可利用门, 乃至当今数百万门, 甚至上千万门的单片 FPGA 芯片, 将现场可编程器件的集成度提高到一个新的水平。2001 年, Xilinx 推出的 Virtex II, 其容量可高达 800 万系统逻辑。Xilinx Virtex II 系列 FPGA 是继 Virtex, Spartan, Virtex-E, Spartan-2 后的又一款基于 LUT(Look-up table)的高端 Platform FPGA 系列芯片, 其芯片内部集成了更多的 Select RAM Block、18bit × 18bit 乘法器等硬件资源。时钟具有 DLL 控制的 DCM 技术, 频率也可高达 420MHz。支持 TTL、CMOS、PCI、AGP、LVDS 等多种 IO 接口标准。后续又先后推出了基于 Virtex II 结构 IBM POWERPC 的 Virtex II Pro、低端的 900nm 工艺的 Spartan-3, 和已经推出的 900nm 工艺的带有嵌入式 DSP 功能的 Virtex-4 系列^[1]。

7.2 Virtex II 系列 FPGA

Virtex II FPGA 是第一个基于 Platform 的 FPGA。具有 IP-Immersion 结构, 设计人员可以更轻易的整合软件和硬件 IP 核; 具有 4 万到 800 万系统逻辑门; 内部时钟可以高达 420MHz; I/O 带宽可以高达 840Mb/s。高性能的时钟管理电路, 每个 Virtex

II 元件都有十六个预先设计好的低相偏时钟网路(low-skew clock networks), 省去了高性能设计中复杂的时钟树分析。此外, Virtex II 元件还包含多达 12 个时钟管理器(Digital Clock Manager DCM), 可产生允许范围内任何频率的时钟信号, 并提高时钟边缘配置(clock edge placement)的准确率, 使误差降到百分之一。此外, Virtex II 还支持片上与片外的时钟的同步化, 保持精确的 50/50 工作周期, 适合 RapidIO、LDT 及 SPI-4 等的 DDR 应用系统。具有数控阻抗匹配(Digitally Controlled Impedance, DCI)。DCI 技术可避免制造差异所造成的不同驱动强度, 而且在温度、电压发生波动时, 仍然能保持稳定的阻抗。此外, Xilinx 的控制阻抗技术(XCITE)使用两个外接参考电阻器保持数百个 I/O 管脚的输入及输出阻抗匹配, 不但可减少电路板上的电阻器数量, 大幅降低系统成本, 而且还可降低电路板重新绕线(re-spins)的机率, 简化电路板布局, 并增加系统的稳定性。具备加密功能, 全面保障设计的安全性。应用安全的三重数据加密标准(DES)演算法编码加密, 加密演算所使用的密钥是通过 IEEE 1149.1(JTAG)来提供, 使用电池或其他恒定电源将密钥存储芯片中。这项功能全面提升设计的安全性, 避免设计遭人窃用。具有内嵌的 SelectRAM 存储结构。每个 SelectRAM 块为 18Kbit, 可配置成高达 3Mbit 的双口 RAM。具有高性能的外部存储器接口。支持 SDR/DDR RAM、FCRAM、QDR RAM、CAM 等存储方式。具有专用的算术逻辑单元。有高达 168 个专用的 18bit×18bit 乘法器块和快速先行进位逻辑链。具有灵活的逻辑资源。带时钟使能的内部寄存器/锁存器高达 93184 个; 查找表 LUT(look up table)或可级连的移位寄存器高达 93184 个; 具有多路选择器, 以支持多输入功能; 支持水平级连链和积之和(Sum of Products)表达式。具有内部三态总线。具有 SelectIO Ultra 技术。支持多种 IO 标准。可以支持 19 种单端口标准和 6 种差分标准。支持多种编程模式。支持串行、并行和 JTAG 编程, 具有回读功能(read-back)。灵活的开发环境。支持 Synplify/SynplifyPro、LeonardoSpectrum、XST、ModelSim 等多种综合工具仿真工具; 其 ISE 开发工具支持 VHDL、VerilogHDL 等硬件描述语言, 具有网络团队设计工具(Internet Team Design ITD)^[6]。

7.3 FPGA 总体设计结构

下面根据前几章所叙述的各个雷达信号处理模块, 利用 FPGA 实现其功能。整体机构框图如图 7.1 所示。

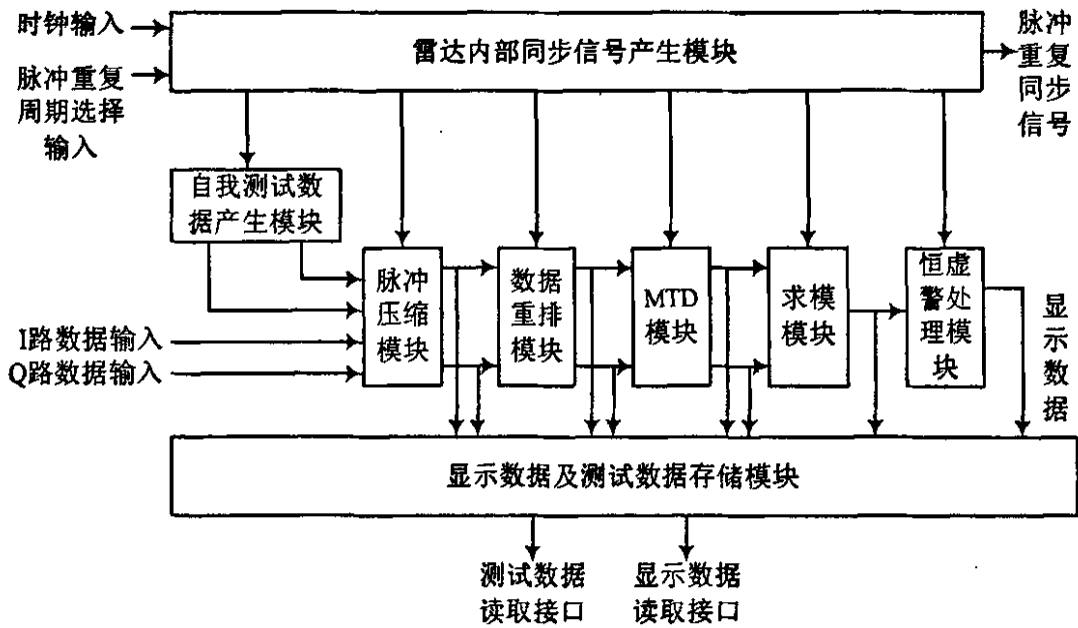


图 7.1 设计结构框图

整个设计的功能模块，除了信号处理必要的脉冲压缩模块、为 MTD 模块作准备的数据重排模块、FIR 滤波器组模块、求模模块、恒虚警处理模块和显示数据存储模块外，还包括雷达同步信号和内部处理同步产生模块，自检数据产生模块以及不同测试点测试数据采样存储模块。这些模块更加丰富了系统的功能，使得雷达系统的研制者能够更方便的测试和观察信号处理各功能模块的工作情况。

各功能模块的具体功能描述如下：

脉冲压缩模块：实现线性调频脉冲压缩算法。

FIR 滤波器组模块：根据配置，实现 16 通道或者 8 通道 FIR 滤波运算。

恒虚警处理模块：通过设置门限可实现雷达虚警概率恒定。

其顶层文件的符号表示及参数设置如下：

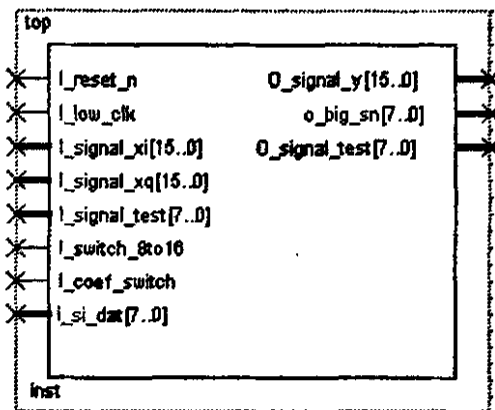


图 7.2 顶层文件的符号表示

表 7.1 顶层文件的参数设置

	端口名称	功能描述
输入端口 参数设置	I_reset_n	系统复位
	I_low_clk	输入时钟信号
	I_signal_xi[15..0]	I 通道输入数据
	I_signal_xq[15..0]	Q 通道输入数据
	I_signal_test[7..0]	测试输入信号
	I_switch_8to16	8 通道 16 通道选择信号
	I_coef_switch	滤波器系数选择信号
	i_si_dat[7..0]	MTD 输出经过对数运算后的输入
输出端口 参数设置	o_signal_y[15..0]	MTD 输出求模后信号
	o_big_sn[7..0]	CFAR 处理输出
	o_signal_test[7..0]	测试输出信号

7.4 线性调频信号的数字脉冲压缩

在数字脉压实现技术上有两种方案，一种是时域卷积法：采用时域匹配滤波方法，等效于求离散接收信号与发射波形离散样本之间的复相关运算。这种方法电路简单，实现方便，电路复杂度只与压缩比有关，与序列长度无关。另一种是采用频域 FFT 法：对输出回波序列先进行 FFT 变换，将离散输入时间序列变换成数字谱，然后乘以匹配滤波器的冲击响应的数字谱，再用逆 FFT 还原成压缩后的时间离散信号。这种方法的优点是可采用高效 FFT 算法，大大减少运算量；采用专用 FFT 芯片，可实现大压缩比和最佳性价比。其缺点是需要专用 FFT 芯片支持，电路比较复杂，距离单元数(序列长度)较大时，相对于时域脉冲压缩法成本较高。不管是时域的方法还是频域的方法，均须考虑为压低距离旁瓣而采用数字加权技术。

下面介绍一下利用 FPGA 实现时域卷积的方法。

LFM 发射信号复包络数字表达式为：

$$x(n) = \exp[j\pi k(n\Delta T)^2] \tag{7.1}$$

则脉压匹配滤波器的冲击响应 $w(n)$ 为 $x(n)$ 的时间倒置的复共轭，即：

$$w(n) = x^*(N-1-n) \quad n=0,1,\dots,N-1 \tag{7.2}$$

则匹配滤波器的输出为：

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot w(n-i) \tag{7.3}$$

对复信号来说：

$$x(n) = x_I(n) + jx_Q(n)$$

$$w(n) = w_I(n) + jw_Q(n) \tag{7.4}$$

其中 $x_I(n)$ 、 $x_Q(n)$ 分别为采样信号的实部和虚部； $w_I(n)$ 、 $w_Q(n)$ 分别为滤波器系数的实部和虚部，代入(7.3)得：

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x_I(i) \cdot w_I(n-i) - \sum_{i=0}^{N-1} x_Q(i) \cdot w_Q(n-i) + j \left(\sum_{i=0}^{N-1} x_Q(i) \cdot w_I(n-i) + \sum_{i=0}^{N-1} x_I(i) \cdot w_Q(n-i) \right) \tag{7.5}$$

式(7.3)运算可用非递归数字滤波器来实现。若接收信号序列顺序进入该滤波器，且接收信号中存在目标回波 LFM 脉冲，则当回波脉冲与滤波器窗口重合时，输出端得到压缩后的峰值。

在实际设计中，若直接实现式(7.5)，对于 $N=256$ ，共需 256 次复数乘法累加运算。用单片 FPGA 直接实现其难度可想而知。要实现上述运算必须针对器件的一些特点和信号形式上的特点，对式(7.5)进行简化：

①可以采用分时、分节拍运算以节省内部资源，即输入输出采用低数据率内部运算采用高速并行流水分时复用的逻辑结构，通过数据分时复用方式解决低输入输出数据率和内部高速运算能力之间的平衡。

②对雷达信号而言，常用的是线性调频、非线性调频和编码信号这三种信号形式。线性调频和非线性调频信号，其匹配或失配滤波器系数均可设计成对称形式。对称系数的 FIR 滤波器，式(7.3)可改写如下：

$$\text{偶对称: } y(n) = \sum_{i=0}^{m-1} [x(i) + x(N-1-i)] \cdot w(i) \tag{7.6}$$

$$\text{奇对称: } y(n) = \sum_{i=0}^{m-1} [x(i) + x(N-1-i)] \cdot w(i) + x(m) \cdot w(m) \tag{7.7}$$

其中： $m = \text{Int}(N/2)$ ， $\text{Int}(\cdot)$ 为取整运算。

我们知道，数字乘法器所耗费的逻辑电路资源相当大，采用对称系数可使得复数乘法运算次数下降一倍，所以可大大提高器件的运算效率。所以总的运算量相对较小，可直接按式(7.5)式计算。复数乘法累加运算器 CMAC 并行运算，输出再进行组合即可完成 256 点以内的时域脉压运算。实际电路结构如下图 7.3 (偶对称和奇对称算法电路结构略有不同，但只需在电路中加以简单控制即可)。

电路中采用了 D 触发器作为数据序列存储器，中心对称折叠后组成数据对，分两段经选择器分时输出，按式(7.6)或式(7.7)对数据先相加，然后与权系数进行乘法累加运算，乘法累加结果合成后得到脉冲压缩器输出(以上运算均为复数运算)。图中系数库采用 FPGA 内部的 RAM 资源，在对称系数条件下，权系数总长度为 $N/2$ ，分为八段后， $w1(n)$ 为对称系数的低 16 组， $w8(n)$ 为对称系数的高 16 组。

图中 CMAC 是复数乘法累加器，是脉冲压缩器的核心，其运算速度直接影响每一输入/输出节拍内的运算次数，即压缩器的数据率或压缩比。当运算速度高时，在相同的数据率条件下，可以得到更高的压缩比；同样，在相同的压缩比条件下，也可以得到更高的数据率。所以运算速度是 CMAC 的一个重要指标，为了在器件规模允许的条件下达到尽可能高的运算速度，我们可采用了并行流水结构的复数乘法累加器。为了节省芯片的逻辑电路资源，对式(7.5)可写为：

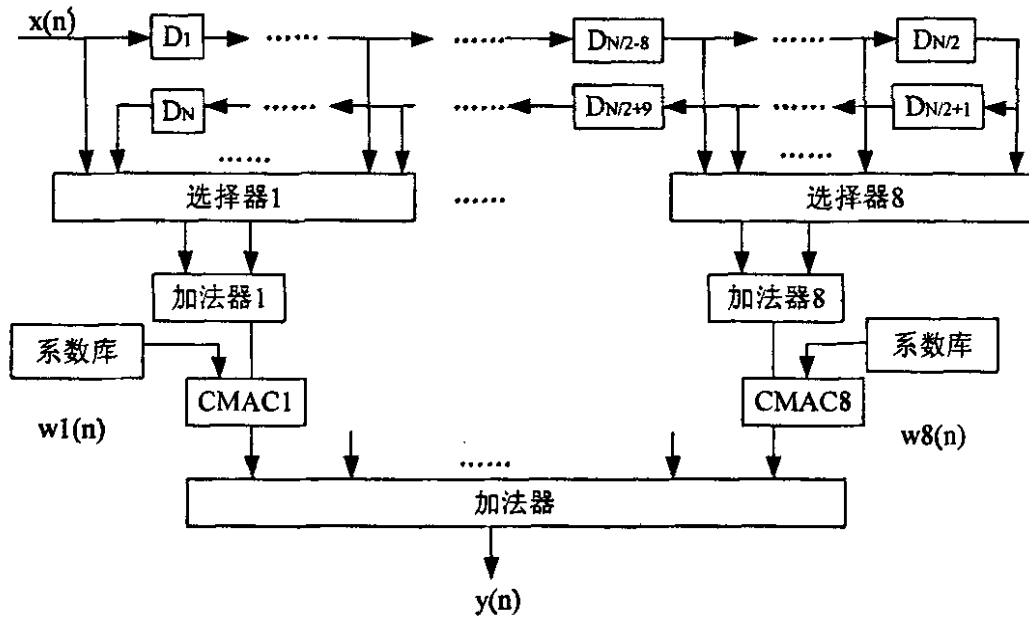


图 7.3 脉冲压缩器的 FPGA 设计电路结构框图

$$\begin{aligned}
 y(n) &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ x_I(i) \cdot w_I(n-i) - x_Q(i) \cdot w_Q(n-i) \right\} + j \cdot \left(\sum_{i=0}^{N-1} \left\{ x_Q(i) \cdot w_I(n-i) + x_I(i) \cdot w_Q(n-i) \right\} \right) \\
 &= y_I(n) + j \cdot y_Q(n)
 \end{aligned}
 \tag{7.8}$$

与式(7.5)相比，硬件实现式(7.8)时可节省两套累加运算器。CMAC 的电路结构框图如图 7.4 所示。

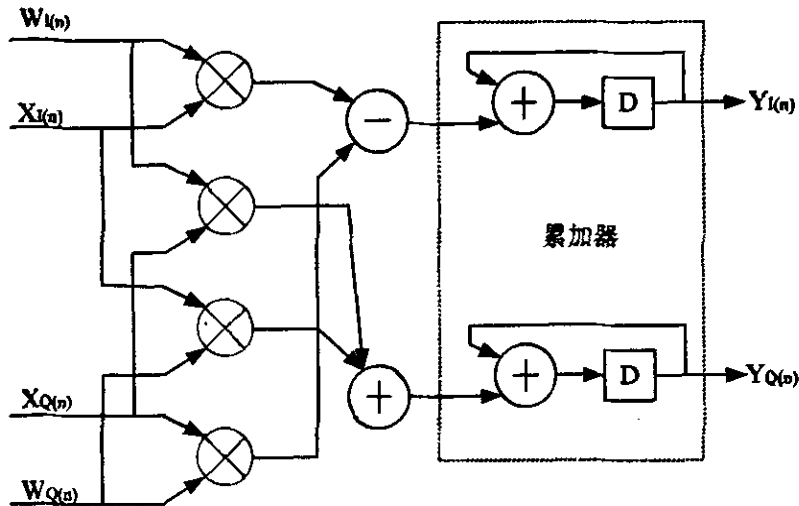


图 7.4 复数乘法器累加电路结构框图

在设计时，在乘法器内部和各级运算器之间均采用了流水线处理结构，以满足器件运算速度的要求。对于时宽为 τ ，带宽为 B 的 LFM 信号，若选采样频率为 $f_s = B$ ，则在信号持续期内的取样点数 $N = \tau/T_s = \tau B$ 即为时宽带宽积或压缩比，非递归数字滤波器的阶数即为压缩比。

7.4.1 数字脉压的仿真方法

在前面的一节里，介绍了数字脉压的 FPGA 实现。这一节着重介绍数字脉压系统的仿真方法及其仿真结果。

下面简单介绍仿真的方法。

(1)首先使用 matlab 程序(*.m)产生随机的测试向量文件(*.dat),注意这些测试的向量都是浮点形式的,不能直接应用与 FPGA 进行仿真,而是需要将其转换为整数形式。这里借助一个 C 语言程序(*.c),将输入的浮点数据转换成整数数据(*.dat)。

(2)上面已经产生了可用于 FPGA 处理的定点数据。进行硬件仿真时,在 testbench 文件中读入这个数据文件,作为仿真的激励数据输入,同时将各个模块产生的结果分别写入到三个文件中。

7.4.2 仿真结果

利用上面的仿真方法,对系统进行了仿真。下面给出仿真波形。图中 xn_syn 为数据输入的同步信号,低有效。dout_en 为数据输出的同步信号,高有效。

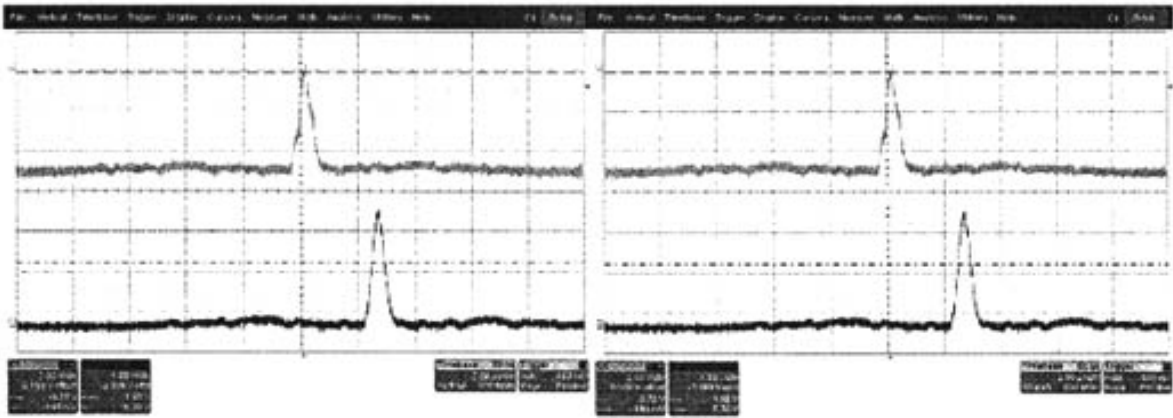


图 7.8 $\tau = 8 \mu s$ 、 $B = 4 \text{MHz}$ 的脉压结果

图 7.9 $\tau = 16 \mu s$ 、 $B = 4 \text{MHz}$ 的脉压结果

7.5 MTD

7.5.1 MTD 的实现原理

MTD 处理的首先问题是输入序列的存储及数据的格式和数据率的转换。MTD 输入缓存器，其工作方式称之为正交存取方式。即数据是按每一个 f_r 的发射回波的同距离存储，数据输出则按同一距离的不同 f_r 输出。具体如下图示^[11]。

下页图描绘了一个二维的数据矩阵。这个矩阵由从一系列的 N 个脉冲串返回的已检波(解调)的相干基带回波形成。在每一行的样本值是从单个脉冲返回的回波样本值(即顺序距离单元)。一行的每一元素是一个复数，这个复数表示一个距离单元的实部和虚部(I 和 Q)。因此，每一列表示一系列的从同样距离单元顺序脉冲的测量值。距离维(图中的行向)通常叫做快拍，因为在这一维的采样率至少等于发射脉冲带宽；脉冲维(图中的列向)称为慢拍，因为顺序样本被雷达 PRI 分开。MTD 的多卜勒滤波器就是工作在这个矩阵的列上。

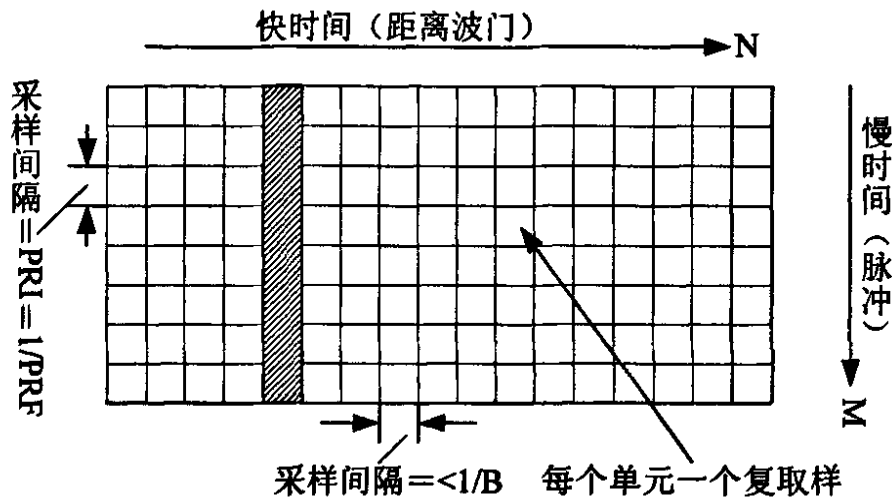


图 7.10 多普勒处理的二维数据表示法

有了这一输入缓存电路, MTD 就可以对每一距离单元的 N 点数据进行多普勒滤波, 为保证对全程内的每一个距离单元的滤波能在峰(相参处理间隔 CPI)内完成, 输入缓存的读出速率(滤波器的处理速度)一般比其写入速率(即距离单元的采样率)快。实际工作中采用两块 RAM 乒乓交替读写, 以保证数据在不丢失任何扫描数据的前提下进行 MTD 流水式滤波处理, 且每一组均有两套结构相同的存储电路, 以分别同时存储同相和正交数据。

如果将来自输入缓存的数据变换为距离单元(m)的 N 点 I/Q 正交数据写为:

$$s_m(n) = I_m(n) + jQ_m(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7.9)$$

把第 k 个滤波器的加权因子记为 $W_k(n) = h_k(N-1-n)$, 写成复数形式:

$$W_k(n) = W_{kR}(n) + jW_{kL}(n) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (7.10)$$

则此单元输入序列通过第 k 个滤波器的输出为:

$$\begin{aligned} Y_m(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} s_m(n)W_k(n) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [I_m(n) + jQ_m(n)][W_{kR}(n) + jW_{kL}(n)] \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} [I_m(n)W_{kR}(n) - Q_m(n)W_{kL}(n)] + j \sum_{n=0}^{N-1} [I_m(n)W_{kL}(n) + Q_m(n)W_{kR}(n)] \\ &= Y_{mR}(k) + jY_{mL}(k) \end{aligned} \quad (7.11)$$

按式(7.9)构成第 k 号滤波器的实现框图如图 7.11。滤波器主要有四片高速乘法累加器(MAC)和两片高速 PROM 组成。如果 N=8, 则 MTD 中共有 8 路这样的滤波器进行并行处理, 最后作求模处理。

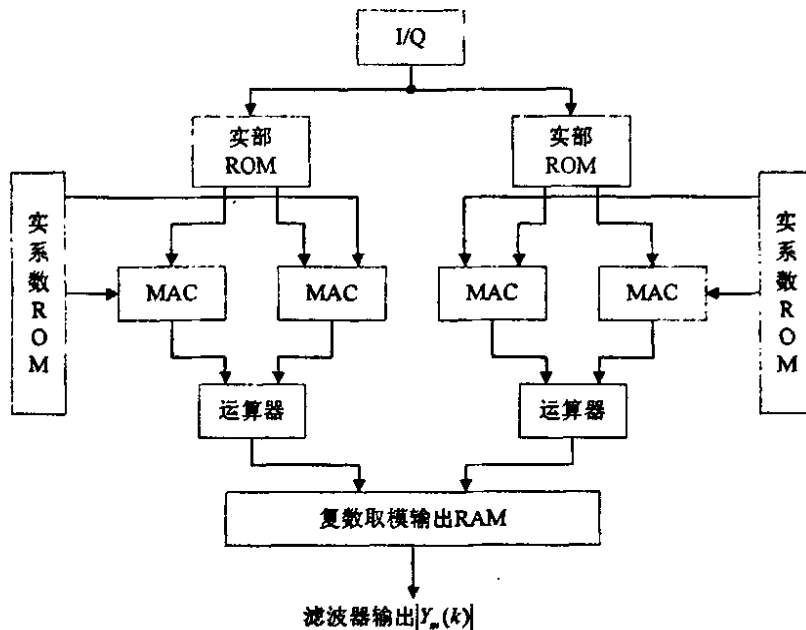


图 7.11 FIR MTD 滤波器实现框图

MTD 模块的符号表示及参数设置如下：

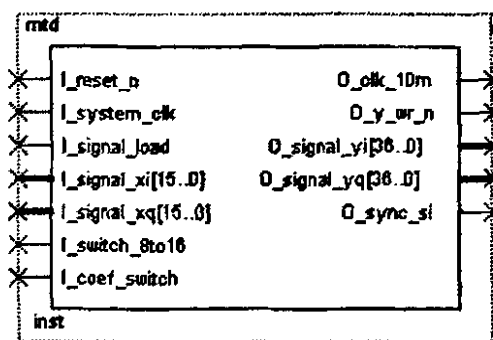


图 7.12 MTD 模块的符号表示

表 7.2 MTD 模块的参数设置

	端口名称	功能描述
输入端口 参数设置	I_reset_n	系统复位
	I_system_clk	倍频后的系统时钟
	I_signal_xi[15..0]	I 通道输入数据
	I_signal_xq[15..0]	Q 通道输入数据
	I_switch_8to16	8 通道 16 通道选择信号
	I_coef_switch	滤波器系数选择信号
	I_signal_load	数据准备好信号
输出端口 参数设置	O_clk_10m	用于 CFAR 前数据重排的时钟信号
	O_y_wr_n	用于求模模块的写准备信号
	O_signal_yi[36..0]	I 通道输出信号
	O_signal_yq[36..0]	Q 通道输出信号
	O_sync_si	输出同步信号

7.5.2 仿真结果

其时序仿真图如图 7.13 所示：

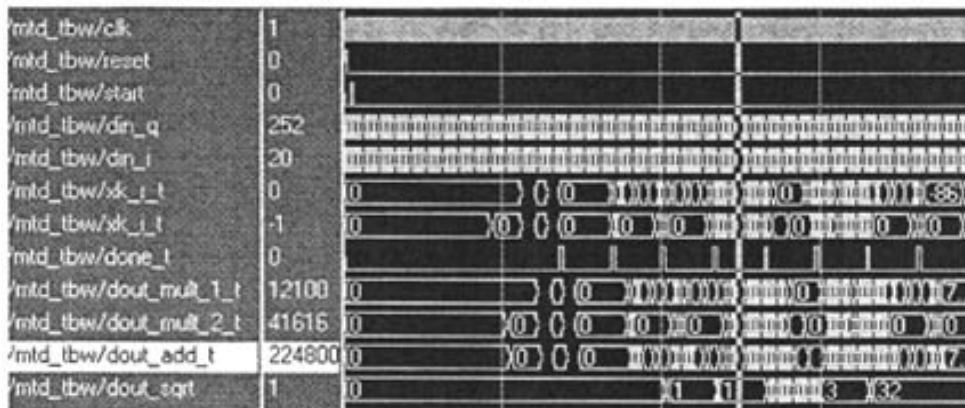


图 7.13 MTD 的仿真时序全图



图 7.14 MTD 的仿真时序局部图

将程序下载到电路板,通过示波器观察到的 MTD 的处理结果如下图所示。图 7.15 为 8 点 MTD 结果;图 7.16 为 16 点 MTD 结果。两图中上方的波形为线性输出,下方的波形为对数输出。

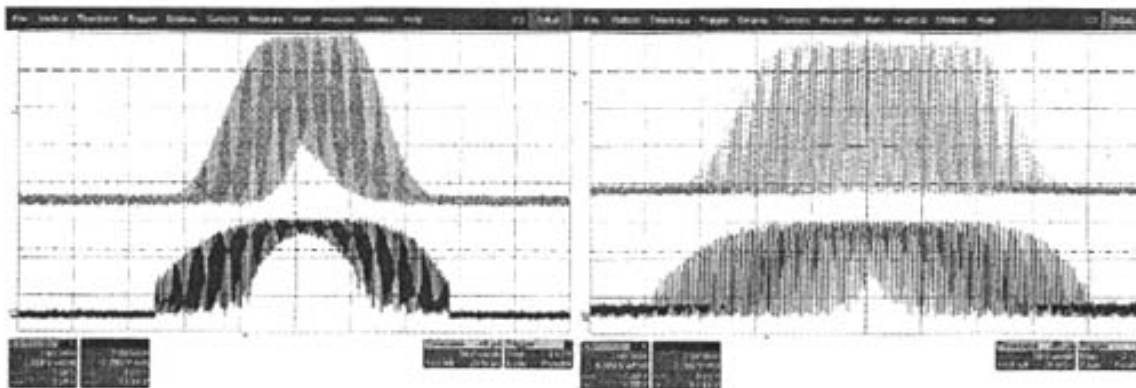


图 7.15 8 点 MTD 的特性曲线

图 7.16 16 点 MTD 的特性曲线

7.6 CFAR

图 7.17 为用 FPGA 实现恒虚警处理的模块流程。

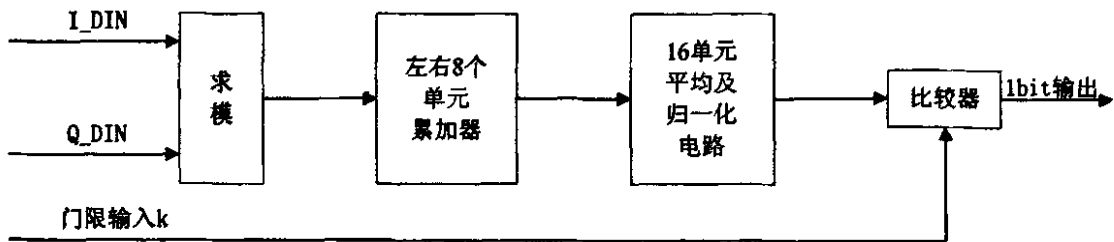


图 7.17 FPGA 实现恒虚警处理模块

图中 I_DIN 和 Q_DIN 分别为 MTD 模块输出重排后的数据，送入求模模块进行平方求模运算。然后进行左右相邻 8 个单元的求和与平均，作为参考对求模数据归一化处理，然后与判决门限输入相比较，最后输出为单 bit 位，0 或 1，即针对目标出现与否的检测单元。

实现 CFAR 的模块符号表示及参数设置如下：

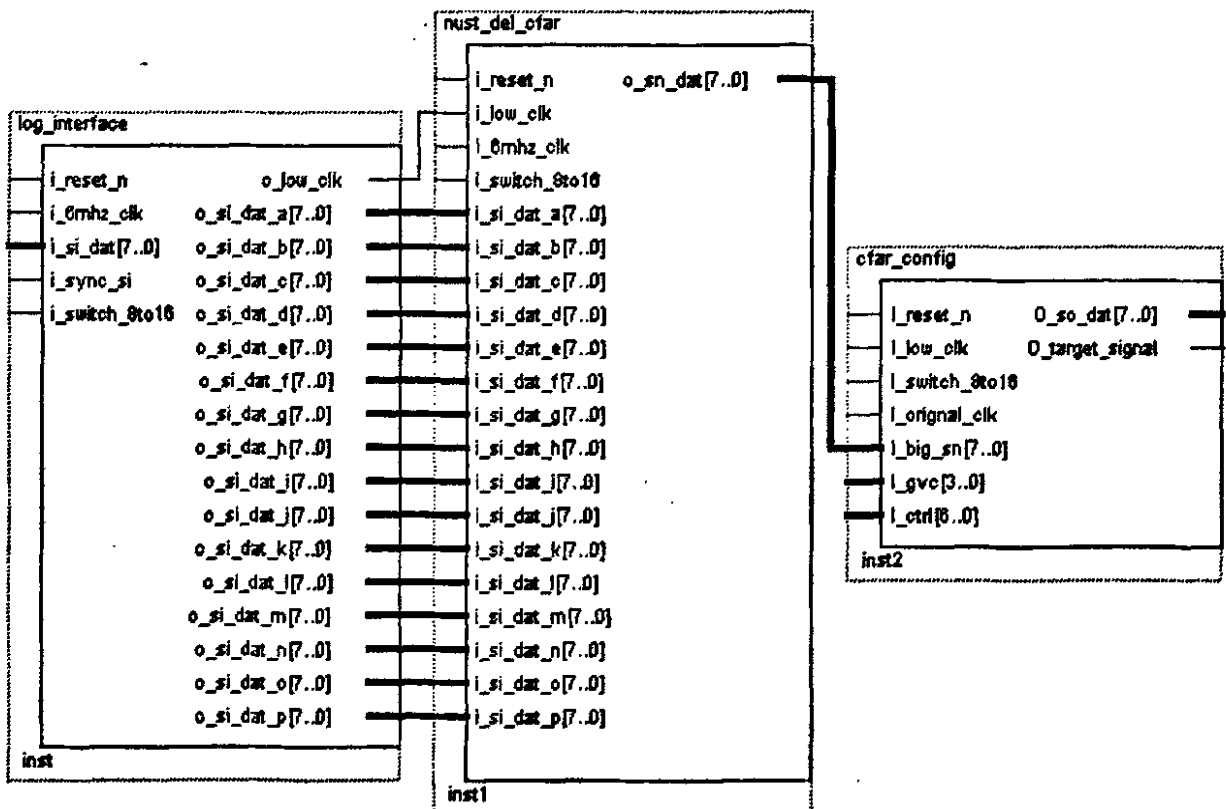


图 7.18 实现 CFAR 功能的模块

CFAR 功能的实现由三个模块来完成：

log_interface 模块：完成数据重排功能，其输入为经过对数变换的 MTD 输出，

其输出为数据重排后的数据。

nust_del_cfar 模块：完成筛选出最大信号功能，其输入为数据重排后的 16 通道数据，其输出为最大信号通道。

cfar_config 模块：完成门限检测功能，其输入为最大信号和检测门限，其输出为门限检测结果。

各个模块的功能和参数设置如下表所示。

表 7.3 CFAR 各个模块的参数设置

		端口名称	功能描述
log_interface	输入端口	i_reset_n	系统复位
		i_6mhz_clk	来自 MTD 模块的时钟信号
		i_si_dat[7..0]	MTD 后经过取对数数据输入
		i_sync_si	同步信号
	i_switch_8to16	8 通道 16 通道选择信号	
	输出端口	o_low_clk	用于 CFAR 的慢时钟信号
		o_si_dat_a[7..0] o_si_dat_p[7..0]	a~p 通道数据重排输出
nust_del_cfar	输入端口	i_reset_n	系统复位
		i_low_clk	用于 CFAR 的慢时钟信号
		i_6mhz_clk	来自 MTD 模块的时钟信号
		i_switich_8to16	8 通道 16 通道选择信号
		i_si_dat_a[7..0] i_si_dat_p[7..0]	用于 CFAR 的 a~p 通道数据输入
	输出端口	o_sn_dat[7..0]	最大信号输出
cfar_config	输入端口	I_reset_n	系统复位
		I_low_clk	用于 CFAR 的慢时钟信号
		I_switich_8to16	8 通道 16 通道选择信号
		I_orignal_clk	输入时钟信号
		I_big_sn[7..0]	最大信号输入
		I_gvc[3..0]	门限输入
	I_ctrl[6..0]	控制信号	
输出端口	O_so_dat[7..0]	最大信号输出	

		O_target_signal	检测信号输出
--	--	-----------------	--------

7.6.1 CFAR 的仿真实验

在前面的一节里，介绍了选大恒虚警检测器的实现。这一节着重介绍恒虚警检测器的仿真方法及其仿真结果。下面首先介绍仿真方法，然后给出仿真波形。

简单说明硬件仿真的方法：首先通过 matlab 软件产生叠加了瑞利分布杂波与热噪声的目标回波(详见 5.4 节图 5.6)，并且将产生的数据写入到文件，然后通过 c 语言将浮点数转换成适用于硬件处理的整数。在进行硬件仿真时，将前面产生的数据作为信号输入，对其进行处理，从而得到硬件的仿真结果及波形。

7.6.2 仿真结果

利用 FPGA 实现了 GO-CFAR 算法，并且通过了仿真，下面为仿真波形。从波形图可以看出：在下图的信号 test_data 为测试单元，thres_data 则是通过参考单元计算出来的检测阈值。明显可以看出来，测试单元的值大于检测阈值，于是可以认为这里有目标存在，则目标指示信号则输出高电平，见光标处的 target 信号。

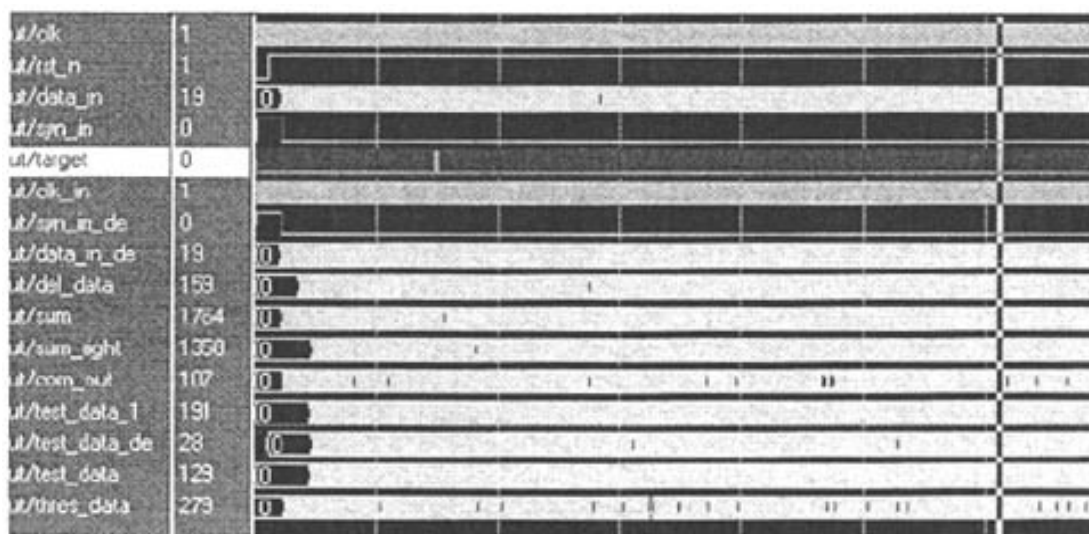


图 7.19 GO-CFAR 仿真波形全图

通过上面的波形可以看出来，在这一组数据测试中，可以正确地检测出目标来，同时在目标周围存在杂波干扰时，也没有出现虚报目标的情况，基本上达到了检测的目的。

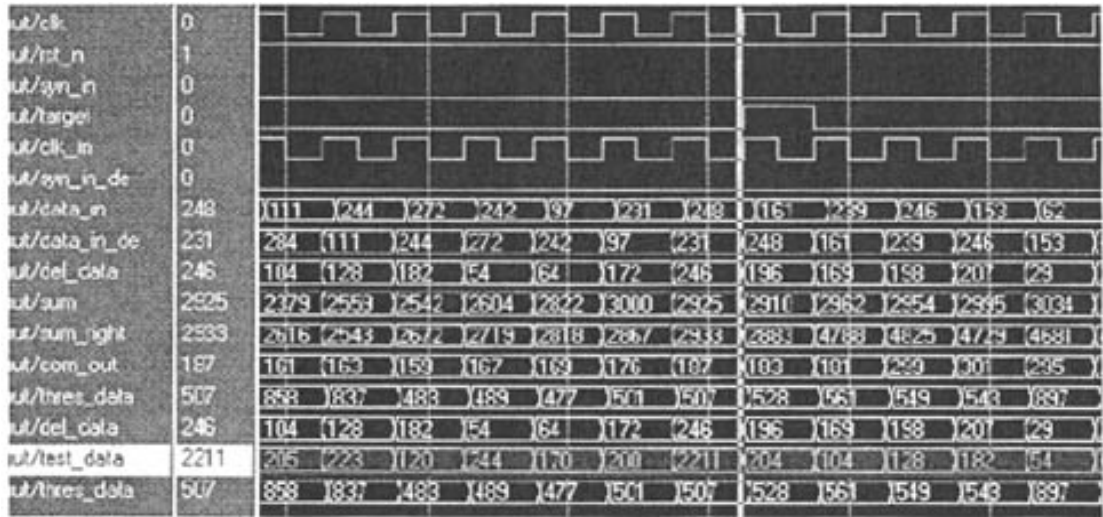


图 7.20 GO-CFAR 仿真波形局部图

从上面软件产生的目标回波可以看到，整个回波只有一个目标存在。可以看到 target 信号在整个仿真过程只有一个高电平出现，说明只检测出一个目标来，正好与软件产生的波形一致。

8 结束语

雷达信号处理是雷达系统的一个极其重要的组成部分,现代雷达技术的发展越来越倚重于信号处理。近几十年来,雷达信号处理的研究取得了长足的进展。由于数字电路技术的实际应用和不断发展,使雷达的整体性能大幅度提高。

本文主要针对雷达信号处理的设计及其 FPGA 实现做了一些研究。在详细阐述脉冲压缩、动目标检测(MTD)、恒虚警处理(CFAR)等处理技术原理的基础上,在 MATLAB 环境下进行了算法仿真,之后在 ISE 集成环境下进行 FPGA 实现。

限于时间,本文只对几个主要的信号处理单元算法进行了实现,其余工作还有待将来继续完成。

随着电子对抗技术的发展,现代高科技战争对雷达的战术指标要求越来越严格,功能需求越来越多样化和复杂化,而同时又希望现代雷达具有很强的灵活性,甚至希望现代雷达能实现即时系统重构以适应各种作战环境,要同时实现所有这些复杂的功能,可编程器件是最佳选择。这就要求我们在数字信号处理领域不断的前进。目前,雷达信号的基础处理技术已经很成熟。但是在对不同信号的机动适应性上还需要我们进一步探索。

由于条件和时间以及本人学识有限,论文还有许多小不尽人意的地方,恳请各位专家批评指正。

致 谢

在此首先向我的导师朱晓华教授致以深深的敬意和诚挚的感谢,在导师的悉心指导和帮助下,使我得以顺利地完成研究生期间的学业。导师严谨的治学态度、渊博的专业理论知识、孜孜以求的敬业精神以及乐观正直的人生态度使我在治学和为人两方面都深受影响,这些将使我终生受益。

感谢刘中教授、是湘全教授、陆锦辉教授以及教研室其他老师给予我的教诲和指导。

感谢李彧晟讲师、顾陈博士在课题研究期间给予我的帮助,他们严谨缜密的治学态度、扎实的理论基础给我留下了深刻的印象。

感谢张劲东、耿海建、王克让、王立、王绍江、张东、徐钧、朱祥对我的热心帮助,是他们的答疑解惑使我在课题遇到困难的时候,能够顺利度过。

感谢李蕾、陈森、柏磊、周立、段光生等所有成员营造了一个快乐和谐的环境,和他们相处的美好时光将永远留在记忆深处。

感谢我的家人和朋友,在我遇到困难和痛苦的时候,是他们的鼓励和支持使我渡过了种种难关。

最后,向审阅本文的专家教授表示深深的谢意。

参考文献

- 1 任晓东, 文博. CPLD/FPGA高级应用开发指南. 第1版. 北京: 电子工业出版社, 2003
- 2 贺知明, 黄巍, 向敬成. 宽带雷达中消除“盲速”的动显方法研究. 电子科技大学学报. 2003(6):593-597
- 3 吴顺君, 孙晓兵. 雷达信号处理与微电子技术. 微电子学. 1994(1):21-24, 38
- 4 蒋亚坚, 沈桂明. FPGA在雷达信号处理器中的应用研究. 雷达对抗. 1999(2):56, 57-63
- 5 王秀玉. 微电子技术在雷达信号处理中的应用. 微电子学. 1994(1):56-58
- 6 褚振勇, 翁木云. FPGA设计及应用. 第1版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002
- 7 向敬成, 张明友. 雷达系统. 第1版. 北京: 电子工业出版社, 2001
- 8 贺知明, 黄巍, 向敬成. 数字脉压时域与频域处理方法的对比研究. 电子科技大学学报. 2002(2):120-124
- 9 贾鸿志. 雷达信号分析. 第1版. 南京: 南京理工大学, 1995
- 10 李宏, 杨英科, 薛冰. 雷达信号处理MTI/MTD性能分析与功能测试. 计量与检测技术. 2003(5):30-32, 34
- 11 汪莉君, 罗丰, 吴顺君. 一种MTD的优化设计及实际应用. 火控雷达技术. 2003(1):9-12
- 12 谷泓, 赵永波, 张守宏. 一种基于数字综合算法的MTD滤波器设计方法. 航空计算技术. 2002(2):58-62
- 13 纪平. 时域数字脉冲压缩及其实现系统. 合肥联合大学学报. 2002(3):100-104
- 14 郝明, 蒋志焱. 超宽带信号实时脉冲压缩的工程实现方法. 现代雷达. 2003(9):19-24
- 15 胡海莽, 杨万海. 基于Simulink的脉冲压缩雷达系统建模与仿真. 雷达与对抗. 2004(4):9-12, 70
- 16 徐庆, 徐继麟, 黄香馥. 一种脉冲压缩信号旁瓣抑制方法. 系统工程与电子技术. 2001(5):60-61
- 17 史林, 张静, 刘卫东. 基于网络综合法脉冲压缩信号的旁瓣抑制. 现代雷达. 2004(11):50-52
- 18 李眈, 龙腾, 李方慧, 何佩琨. 频域数字脉冲压缩系统有限字长效应分析. 电子学报. 1999(9):135-137, 147
- 19 肖壮, 路宏敏, 李明, 吴聪达. 基于自适应滤波的雷达脉压系统的建模与仿真. 电子科技. 2004(9):12-13
- 20 夏小梅, 王子旭, 杜小青. 高性能的数字信号处理器在雷达系统中的应用. 信息技

- 术. 2004(12):19-21, 66
- 21 张爱国, 张兴敢. 用高速DSP在频域上实现LFM信号的实时脉冲压缩. 自动化与仪器仪表. 电子技术应用. 2002(10):42-44
 - 22 鲁欣, 陈进, 付宇卓. 基于FPGA的4096点基-4FFT模块的实现. 系统工程与电子技术. 2004(3):404-408
 - 23 易正红. 相位编码雷达信号特征研究. 电子对抗技术. 2002(17):7-10
 - 24 张群逸. 雷达中的相位编码信号与处理. 火控雷达技术. 2005(4):29-32
 - 25 孙东延, 陶建锋, 付全喜. 相位编码信号的多普勒补偿. 空军工程大学学报(自然科学版). 2000(1):47-49
 - 26 任培宏. 脉冲压缩信号的特点、产生及压缩方法. 电讯技术. 1999(1):95-97, 100
 - 27 徐玉芬. 线性调频信号数字脉压的分析及其实现系统. 现代雷达. 1999(1):39-43
 - 28 刘张林. 时域数字脉冲压缩及实现. 现代电子. 2000(1):21-25
 - 29 任培宏. 一种用时域方法实现的高速数字脉冲压缩器. 电讯技术(研究与开发). 2000(6):9-12
 - 30 俞根苗, 昌峻. 一种数字脉冲压缩系统. 现代电子. 1994(47):41-47
 - 31 苏涛, 强生斌, 吴顺君. 数字正交采样和脉压的高效算法及实现. 现代雷达. 2001(1):39-41, 48
 - 32 王巍, 陈晓颖, 韩月秋. 三信道高速数据采集与脉冲压缩系统的实现. 现代雷达. 2005(6):32-35, 38
 - 33 高新成. 单片数字脉冲压缩器的设计. 现代电子. 1999(4):21-23, 37
 - 34 吴海. 多普勒频移对脉压匹配滤波的影响分析. 舰船电子对抗. 2002(5):32-34
 - 35 尹自生, 程柏林. 常载频脉冲信号的频谱和系统设计. 空军雷达学院学报. 2000(1):17-21
 - 36 周宇, 张林让, 田慧. 基于Matlab/Simulink的雷达系统仿真. 计算机仿真. 2004(11):235-237, 238
 - 37 蒋金富. 改善脉冲多普勒雷达检测性能的方法. 现代雷达. 1996(1):49-56
 - 38 毛士艺, 张瑞生等编著. 脉冲多普勒雷达. 第1版. 北京: 国防工业出版社, 1990
 - 39 唐正军, 刘代志. 二维时频面的MTI滤波算法研究. 上海航天. 2001(1):7-11
 - 40 王本艺. 一种舰载雷达动目标检测方法. 雷达对抗. 1998(4):24-27
 - 41 罗丰, 宋万杰, 吴顺君. MTI杂波对消器的专用芯片设计. 西安电子科技大学学报(自然科学版). 2000(3):377-380
 - 42 王月明, 徐葭生. 雷达动目标检测(MTD)专用集成电路的设计. 半导体学报. 1994(1):55-63
 - 43 刁海南. 雷达引信MTD技术中的数字滤波器设计. 制导与引信. 2000(1):21-24

- 44 章红明, 徐国平. 一种用 FLEX10K 器件设计的恒虚警电路. 国外电子元器件(应用与设计). 2003(6):34-36
- 45 何友, 关键, 孟祥伟, 陆大金, 彭应宁. 雷达自动检测和 CFAR 处理方法综述. 系统工程与电子技术. 2001(1):9-14, 85
- 46 段凤增编著. 信号检测理论. 第 2 版. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2002
- 47 汪莉君, 罗丰, 吴顺君. 一种 MTD 的优化设计及实际应用. 火控雷达技术. 2003(1):9-12,25
- 48 吴永辉, 石斌斌, 马晓岩. 瑞利与非瑞利杂波背景下单、双参数杂波图的性能分析. 雷达与对抗. 2002(3):12-17, 60
- 49 刘俊涛, 宋万杰, 吴顺君. 基于 FPGA 三维杂波图的设计与实现. 现代雷达. 2005(12):17-20
- 50 William J. Baldygo, Michael C. Wicks. Expert System Constant False Alarm Rate (ES-CFAR) Processor. SPIE 1954: 25-36
- 51 Stephen T. Feng, Patrick C. Yip. Novel method of chaotic-signal estimation. Opt. Eng. June 2003, 42(6): 1550-1559
- 52 James J. Alter, James B. Evins, J. P. Letellier. Naval Research Laboratory Flex processor for radar signal processing. SPIE 1566 Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations II.1991: 296-301
- 53 Chang Chee Hang, Wong Char Ming, Liu Weixian and Jeffrey S Fu. Radar MTI/MTD Implementation and Performance. 2000 2nd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings
- 54 Weng Zuyin. Optimal Design Of Clutter Rejection Filters for MTI System. 2001 IEEE
- 55 S.U. Pillai, W.C.Lee and J. Guerci.Multichannel Space-Time Adaptive Processing. 1996 IEEE Proceedings of ASILOMAR-29: 1183-1186
- 56 Ron Stapleton, Keith Merranko, Chris Parris, Jim Alter. The Use of Field Programmable Gate Arrays In High Performance Radar Signal Processing Applications. IEEE International Radar Conference
- 57 Ray Andraka, Andrew Berkun. FPGAs Make a Radar Signal Processor on a Chip a Reality. 1999 IEEE: 559-563
- 58 Zhang Yongquan, Wang Xiqin, and Peng Yingning. Algorithm and New Structure for Radar Sliding MTD. 2000 IEEE International Radar Conference
- 59 Sundeela Sumeem, M. Mobien and W/Cdr(R) M, Ibrahim Siddiqi. A Pulse Doppler Radar Using Reconfigurable Computing. Proceedings IEEE INMIC 2003: 211-217