

学生实验用小型雷达系统

用户手册

2018 年 06 月 20 日

目 录

一、 产品简介	1
1.1 背景	1
1.2 产品组成及功能	1
1.2.1 保护模块	2
1.2.2 天线模块和后端模块	2
1.2.3 上位机软件	3
1.3 产品优点	3
1.4 指标	3
二、 使用说明	4
2.1 安装方式	5
2.2 上位机使用说明	5
2.3 实测场景演示	7
三、 实验课程设置	8
3.1 去斜(Dechirp)	8
3.1.1 差频表达式推导	8
3.1.2 仿真结果	11
3.2 多普勒累积	12
3.2.1 多普勒累积原理	12
3.2.2 仿真结果	13
3.3 恒虚警率检测	14
3.3.1 恒虚警率检测原理	14

四、 注意事项.....	16
--------------	----

一、产品简介

1.1 背景

学生实验用小型雷达系统（以下简称“教学雷达”）在电子与信息工程专业《雷达原理》的教学中具有重要的地位，在教学大纲和学生的培养计划中起到关键作用，是课程实验重要的实验装置。

通过实验，学生能够把传统的教学方法和现代的教学方法相结合。学生通过接触实验用小型雷达系统能够提高自身将雷达理论与具体雷达系统结合的能力，激发学生学习雷达的热情和求知欲，加深对雷达系统的理解和记忆，帮助引发学生进一步的思考，潜移默化地提升学生的逻辑思维能力、自主实践能力、科技创新能力。

1.2 产品组成及功能

学生实验用小型雷达系统主要由保护模块、天线模块、后端模块和上位机软件等部分组成，系统组成示意图见图 1。其中天线模块和后端模块构成了教学雷达的箱体。

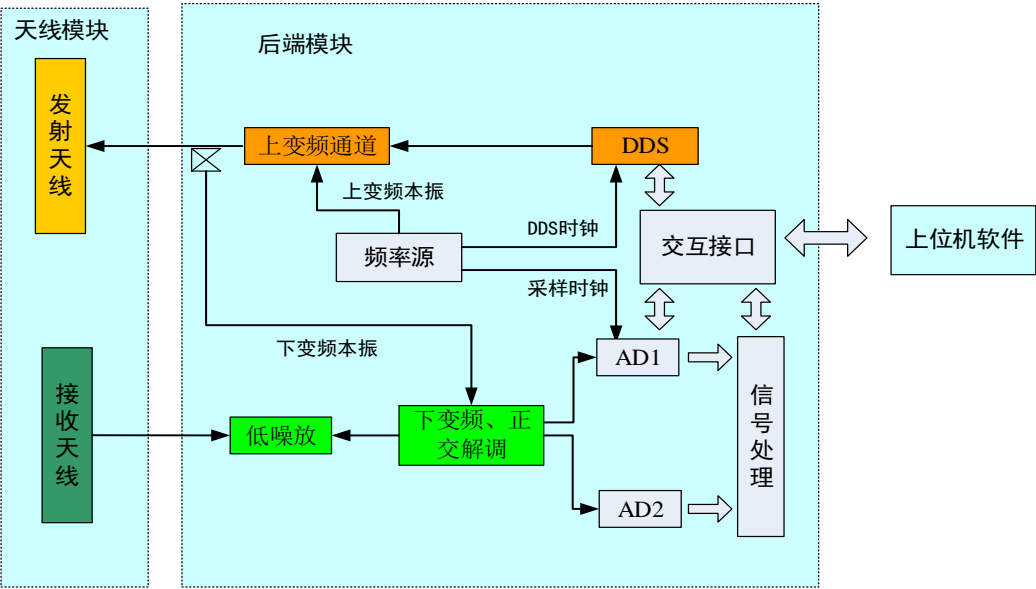


图 1 学生实验用小型雷达系统组成示意图

上位机软件发出工作命令报文（包含波形等信息），通过网口传输给信号处

理机箱；信号处理机箱中的控制板接到显控计算机中的命令报文，依据命令报文的信息转译为收发信道、频率源、DDS、天线阵面等控制命令包和相应的工作时序，控制整个系统有序工作。

工作总体流程为：模拟机箱中的激励源输出 Ku 波段的小功率激励信号，经固态驱动放大后，经天线阵面对外辐射；发射信号经目标反射回天线阵面，阵面接收后经放大后进入模拟机箱。信号经模拟机箱放大、正交下变频、滤波后进入信号处理机箱；经采样、去斜、MTD 和 CFAR 检测等一系列信号处理流程后，得到目标原始点迹并送入显控计算机进行再次处理与显示。

1.2.1 保护模块

保护模块主要包括航空机箱，主要作用是保护雷达箱体，增加产品使用寿命。



图 2 航空机箱实拍图

1.2.2 天线模块和后端模块

天线模块主要完成信号的发射和接收，后端模块对接收信号进行信号处理后，得到目标的距离、速度等信息。信号处理的流程见图 3。目标回波在天线前端完成去斜(Dechirp)后进入后端模块；后端模块对输入信号进行脉冲压缩、MTI、多普勒累积、CFAR 等操作后，得到目标的原始点迹。

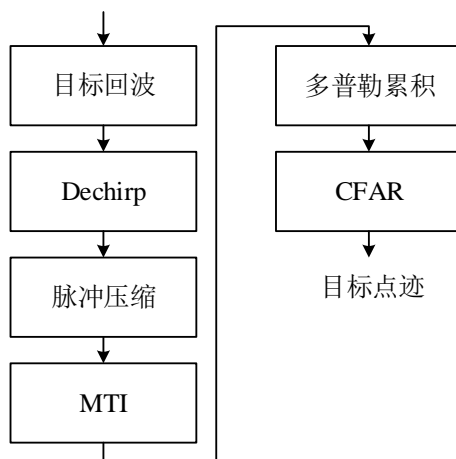


图 3 信号处理流程

1.2.3 上位机软件

上位机软件主要完成控制、目标信息显示等功能：

- 1) 发送控制命令报文，实现对整个系统的控制；
- 2) 显示信号处理后得到的目标信息。

1.3 产品优点

- 1) 本系统采用连续波体制，与传统的脉冲体制雷达相比，在保持距离、速度高分辨率的同时，大大降低了瞬时功率；
- 2) 与传统的脉冲体制雷达相比，本系统可测极近距离，理论上不存在距离盲区；
- 3) 采用去斜(Dechirp)脉冲压缩、多普勒累积、恒虚警检测(CFAR)等信号处理方法，并设计了多级滤波器，在很大程度上抑制了杂波；
- 4) 配备射频、基带信号输出接口，便于学生观测波形；且实测 AD 数据可通过网口回传给显控计算机，便于学生自行分析。

1.4 指标

功能：

- 1) 可以实现对人、车等运动目标的探测；
- 2) 可以准确探测被测量目标的距离、速度等信息；
- 3) 具有杂波抑制及恒虚警功能；

4) 具有动目标检测的功能。

技术指标

- 1) 工作频率: Ku 波段
- 2) 测距范围: $\geq 200\text{m}$ (汽车), $\geq 100\text{m}$ (人)
- 3) 距离分辨率: $\leq 10\text{m}$
- 4) 测速范围: $2\text{m/s} \sim 20\text{m/s}$
- 5) 速度分辨率: $\leq 2\text{m/s}$
- 6) 重量: $\leq 10\text{kg}$ (不包括电池、三脚架)
- 7) 功耗: $\leq 30\text{W}$
- 8) 电源输入: 电池供电
- 9) 适用温度范围: $-10^{\circ}\text{C} \sim 55^{\circ}\text{C}$

二、使用说明

教学雷达系统包括: 教学雷达箱体、显控计算机和雷达模拟器三个组件。



图 4 教学雷达箱体实拍图



图 5 雷达模拟器实拍图

2.1 安装方式

教学雷达箱体接口分布见图 6。首先网线连接试验箱和上位机软件所在显控计算机的网口，然后打开开关即可。通过信号输出接口可以观测到天线模块射频去斜后的差频信号。



图 6 教学雷达箱体接口分布

2.2 上位机使用说明

打开上位机，首先会弹出如图 7 所示的网卡选择界面，选择上位机所在计算机与试验箱连接的网口，然后在图 8 所示的网卡选择提示界面确认后，进入图 9 所示的上位机主界面。

在上位机主界面上，1 处位系统转台显示；2 区域位目标信息显示；3 区域将目标的距离信息显示在坐标轴对应的位置；4 处为波形参数和算法参数；5 处控制系统开始工作和停止工作。

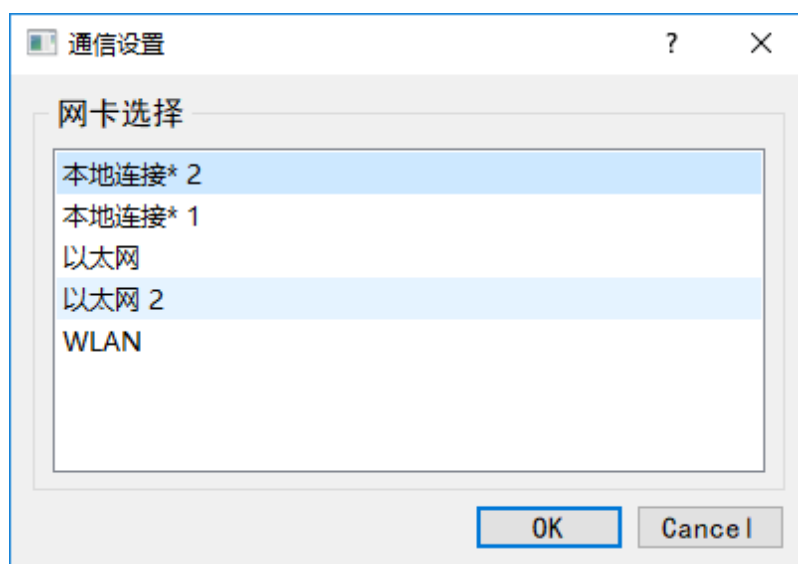


图 7 网口选择界面

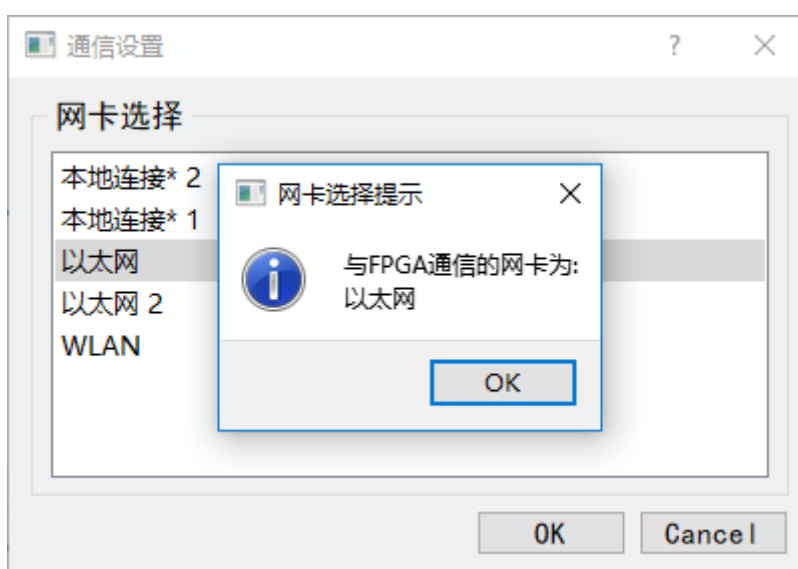


图 8 网卡选择提示界面

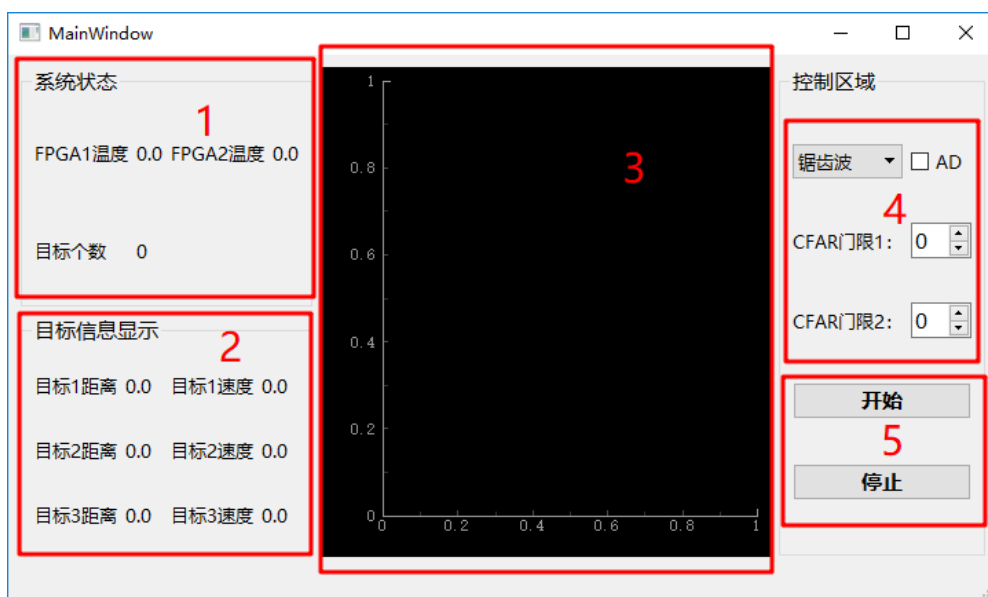


图 9 上位机主界面

2.3 实测场景演示

测试场景实拍见图 10。



图 10 测试场景实拍图

三、实验课程设置

本实验主要分为：去斜(Dechirp)、多普勒累积、恒虚警率检测、单脉冲比幅测角等部分。教学雷达采用线性调频连续波，波形相关参数包括：波形、载频、调频斜率、调频周期等。雷达的距离分辨率和多普勒分辨率与特定波形的参数直接相关。下面以三角线性调频连续波为例介绍各流程的原理。

3.1 去斜(Dechirp)

3.1.1 差频表达式推导

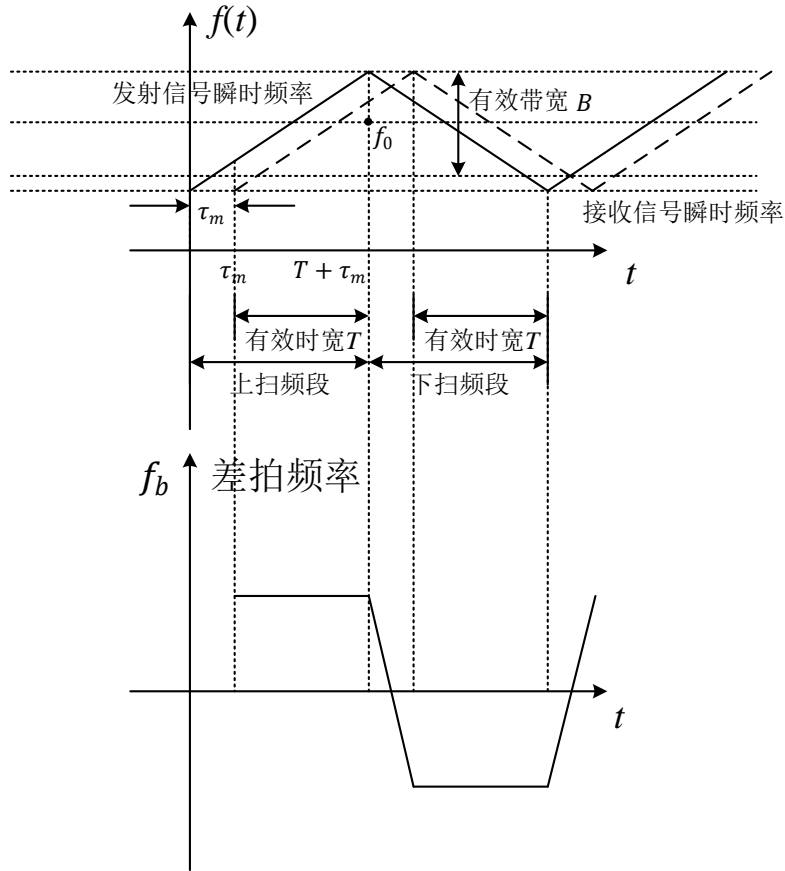


图 11 对称线性调频连续波示意图

对称三角调频连续波信号波形如图 11 所示。上、下扫频段的发射、接收信号的特性相似，以上扫频段为例分析差拍信号的特性。

在上扫频周期 $t \in [0, T)$ 内，发射信号可写为

$$s_t^+(t) = A_t^+ \cos \left\{ 2\pi \left[\left(f_0 - B/2 \right) t + \frac{1}{2} \mu t^2 \right] + \phi_0^+ \right\} \quad (1)$$

其中， A_r^+ 为发射信号幅度； f_0 为有效段发射信号中心频率； B 为有效带宽； T 为有效时宽； $\mu=B/T$ ，为调频斜率； ϕ_0 为初始相位。

假设一目标以径向速度 v 运动，初始径向距离为 R_0 。则经过时间 t 后，目标距离变为 $R(t)=R_0+vt$ 。目标反射回波时延为 $\tau(t)=2R(t)/c$ 。则接收信号为

$$s_r^+(t) = A_r^+ \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 - B/2)[t - \tau(t)] + \frac{1}{2} \mu [t - \tau(t)]^2 \right\} + \phi_r^+ \right\} \quad (2)$$

其中， A_r^+ 为接收信号幅度， ϕ_r^+ 为接收信号相位。

将发射信号与接收信号混频，得到，并低通滤波后，得到差拍信号

$$s_b^+(t) = A_b^+ \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 - B/2)\tau(t) - \frac{1}{2} \mu [\tau(t)]^2 + \mu t \tau(t) \right\} + \phi_{b0}^+ \right\} \quad (3)$$

将 $\tau(t)=2(R_0+vt)/c$ 代入，得

$$\begin{aligned} s_b^+(t) &= A_b^+ \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 - B/2)\tau(t) - \frac{1}{2} \mu [\tau(t)]^2 + \mu t \tau(t) \right\} + \phi_{b0}^+ \right\} \\ &= A_b^+ \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 - B/2) \frac{2(R_0+vt)}{c} - \frac{1}{2} \mu \left[\frac{2(R_0+vt)}{c} \right]^2 + \mu t \frac{2(R_0+vt)}{c} \right\} + \phi_{b0}^+ \right\} \\ &= A_b^+ \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 - B/2) \frac{2(R_0+vt)}{c} - \frac{1}{2} \mu \left[\frac{2(R_0+vt)}{c} \right]^2 + \mu t \frac{2(R_0+vt)}{c} \right\} + \phi_{b0}^+ \right\} \quad (4) \\ &= A_b^+ \cos \left\{ 2\pi \left\{ \left[\mu \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c} (f_0 - B/2) - \frac{4\mu v R_0}{c^2} \right] t + \left(\frac{2\mu v}{c} + \frac{2\mu v^2}{c^2} \right) t^2 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left[\frac{2R_0}{c} (f_0 - B/2) - \frac{2\mu R_0^2}{c^2} \right] \right\} + \phi_{b0}^+ \right\} \end{aligned}$$

由于光速 c 很大，可以忽略上式中分母为 c^2 的项；并且由于 $f_0 \gg B/2$ ， $f_0 - B/2 \approx f_0$ ，因此可得

$$\begin{aligned} s_b^+(t) &\approx A_b^+ \cos \left\{ 2\pi \left[\left(\mu \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c} f_0 \right) t + \left(\frac{2\mu v}{c} \right) t^2 \right] + \phi_{b0}^+ \right\} \\ &= A_b^+ \cos \left[2\pi \left(f_b^+ t + \frac{1}{2} \mu_b^+ t^2 \right) + \phi_b^+ \right] \quad (5) \end{aligned}$$

可见，差拍信号仍为一线性调频信号。其中，中心频率、调频斜率、调频带宽和初相分别为：

$$f_b^+ = \left[\mu \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c} (f_0 - B/2) - \frac{4\mu v R_0}{c^2} \right] \approx \mu \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c} f_0 = \mu \tau_0 + f_d \quad (6)$$

$$\mu_b^+ = 2 \left(\frac{2\mu v}{c} + \frac{2\mu v^2}{c^2} \right) \approx \frac{4v}{c} \mu \quad (7)$$

$$B_b^+ = \mu_b^+ T = \frac{4\mu v}{c} T = \frac{4v}{c} B \quad (8)$$

$$\varphi_b^+ = 2\pi \left[\frac{2R_0}{c} (f_0 - B/2) - \frac{2\mu R_0^2}{c^2} \right] + \varphi_{b0}^+ \approx 2\pi f_0 \frac{2R_0}{c} + \varphi_{b0}^+ = 2\pi f_0 \tau_0 + \varphi_{b0}^+ \quad (9)$$

其中, $\tau_0 = \frac{2R_0}{c}$ 为目标初始位置对应的时延, $f_d = \frac{2v}{c} f_0$, 为目标径向速度引起的多普勒频率。

在上扫频段, 差拍信号的中心频率为

$$f_b^+ = \mu \frac{2R_0}{c} + \frac{2v}{c} f_0 = \mu \tau_0 + f_d \quad (10)$$

包含两部分, 一个对应目标时延, 另一个对应目标多普勒频率。即通过对快时间信号做 FFT 后即可得到脉冲压缩之后的结果, 频率与距离对应的转换关系为:

$$R = \frac{cf}{2\mu} = \frac{cfT}{2B} = fT\Delta R \quad (11)$$

在距离像上出现的峰值对应的距离为:

$$R^+ = R_0 - f_d T \Delta R \quad (12)$$

其中, $\Delta R = c/2B$ 为距离分辨率, 即由多普勒频率引起的测距误差为 $f_d T \Delta R$, 称为距离-多普勒耦合。每个频率间隔对应的距离为:

$$dR = \frac{f_s}{N} \frac{cT}{2B} = \frac{f_s}{f_s T'} \frac{cT}{2B} = \frac{cT}{2BT'} \quad (13)$$

式中, T' 表示做 FFT 的信号的时间宽, 若 $T' = T$, 则 $dR = c/2B$, 即等于距离分辨率。

可见, 频率间隔对应的距离与采样率无关, 只与做 FFT 的信号长度有关。

速度分辨率为

$$\Delta v = \frac{c}{2f_0} \Delta f = \frac{c}{2f_0 T} = \frac{\lambda}{2T} \quad (14)$$

同理, 在下扫频周期 $t \in [T, 2T)$ 内, 发射信号可写为

$$s_t^-(t) = A_t^- \cos \left\{ 2\pi \left[(f_0 + B/2)(t - T) - \frac{1}{2} \mu (t - T)^2 \right] + \phi_0^- \right\} \quad (15)$$

差拍信号可写为, 其中 $R'_0 = R_0 + vT$, $t' = t - T$

$$\begin{aligned}
s_b^-(t') &= A_b^- \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 + B/2) \tau(t') + \frac{1}{2} \mu [\tau(t')]^2 - \mu t \tau(t') \right\} + \varphi_{b0}^- \right\} \\
&= A_b^- \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 + B/2) \frac{2(R'_0 + vt')}{c} + \frac{1}{2} \mu \left[\frac{2(R'_0 + vt')}{c} \right]^2 - \mu t' \frac{2(R'_0 + vt')}{c} \right\} + \varphi_{b0}^- \right\} \\
&= A_b^- \cos \left\{ 2\pi \left\{ (f_0 + B/2) \frac{2(R'_0 + vt')}{c} + \frac{1}{2} \mu \left[\frac{2(R'_0 + vt')}{c} \right]^2 - \mu t' \frac{2(R'_0 + vt')}{c} \right\} + \varphi_{b0}^- \right\} \quad (16) \\
&= A_b^- \cos \left\{ 2\pi \left\{ \left[-\mu \frac{2R'_0}{c} + \frac{2v}{c} (f_0 + B/2) + \frac{4\mu v R'_0}{c^2} \right] t' + \left(-\frac{2\mu v}{c} + \frac{2\mu v^2}{c^2} \right) t'^2 + \right. \right. \\
&\quad \left. \left[\frac{2R'_0}{c} (f_0 + B/2) + \frac{2\mu R_0'^2}{c^2} \right] \right\} + \varphi_{b0}^- \left. \right\}
\end{aligned}$$

同样，可以忽略上式中分母为 c^2 的项；并且由于 $f_0 \gg B/2$ ， $f_0 + B/2 \approx f_0$ ，因此可得

$$\begin{aligned}
s_b^-(t') &\approx A_b^- \cos \left\{ 2\pi \left[\left(-\mu \frac{2R'_0}{c} + \frac{2v}{c} f_0 \right) t' + \left(-\frac{2\mu v}{c} \right) t'^2 \right] + \varphi_b^- \right\} \\
&= A_b^- \cos \left\{ 2\pi \left[\left(\mu \frac{2R'_0}{c} - \frac{2v}{c} f_0 \right) t' + \frac{2\mu v}{c} t'^2 \right] - \varphi_b^- \right\} \quad (17) \\
&= A_b^- \cos \left[2\pi \left(f_b^- t' + \frac{1}{2} \mu_b^- t'^2 \right) - \varphi_b^- \right]
\end{aligned}$$

其中，

$$f_b^- = \mu \frac{2R'_0}{c} - \frac{2v}{c} f_0 = \mu \tau'_0 + f_d \quad (18)$$

$$\mu_b^- = \frac{4v}{c} \mu \quad (19)$$

$$B_b^- = \mu_b^- T = \frac{4\mu v}{c} T = \frac{4v}{c} B \quad (20)$$

$$\varphi_b^- = 2\pi \left[\frac{2R'_0}{c} (f_0 + B/2) + \frac{2\mu R_0'^2}{c^2} \right] + \varphi_{b0}^- \approx 2\pi f_0 \frac{2R'_0}{c} + \varphi_{b0}^- = 2\pi f_0 \tau'_0 + \varphi_{b0}^- \quad (21)$$

一般在时间 T 内目标运动不会跨过一个距离门，所以 $R'_0 \approx R_0$ ，即 $\tau'_0 \approx \tau_0$ 。

同样，在距离像上出现的峰值对应的距离为：

$$R^- = R_0 + f_d T \Delta R \quad (22)$$

3.1.2 仿真结果

上扫频和下扫频阶段距离维 FFT 后，仿真结果见图 12(a)和(b)，尖峰所在的距离为 500m，与预设的位置一致。

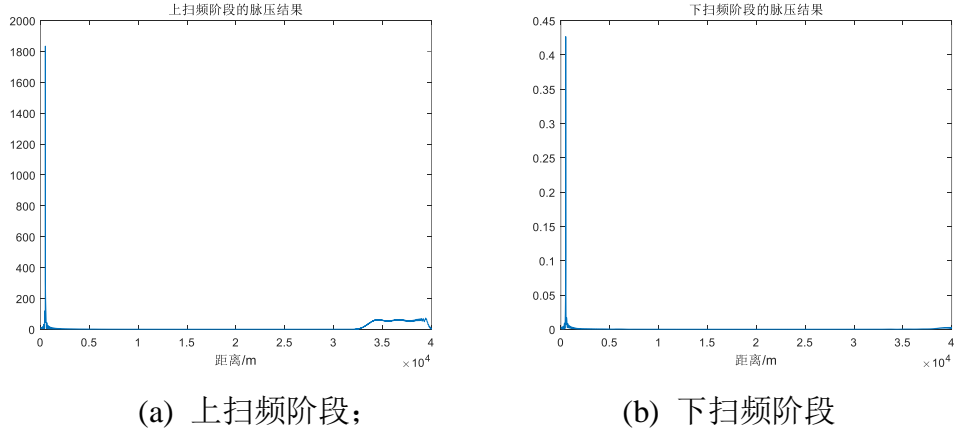


图 12 脉冲压缩的仿真结果

3.2 多普勒累积

3.2.1 多普勒累积原理

定义距离维 FFT 的信号之间的时间间隔为脉冲重复间隔(Pulse Repetition Interval, PRI)。对回波数据按 PRI 重排后, 得到“快时间-慢时间”二维数组矩阵, 示意图见图 13。矩阵每一行代表对每一个 PRI 内的回波采样后得到的数据。快时间轴的采样率为信号采样率 f_s , 采样单元称为距离门或者距离单元; 慢时间轴的采样率为脉冲重复周期(Pulse Repetition Frequency, PRF)。对不同 PRI 的数据进行相干累积后, 可有效提升信噪比。相干累积的时间间隔称为相干处理间隔(Coherent Processing Interval, CPI)。

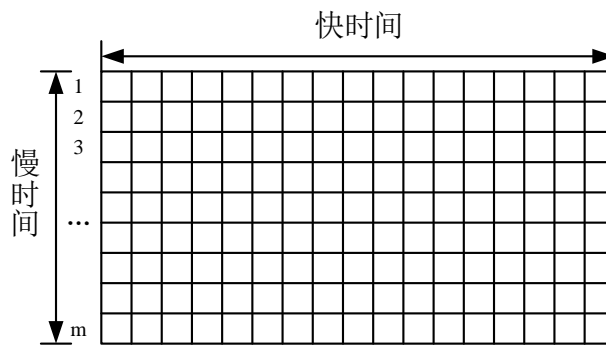


图 13 快时间-慢时间二维数组示意图

在本雷达的应用背景中, 运动目标的速度远小于光速, 可采用“停-走”(stop-go)模型构建回波: 在同一 PRI 内采用“准静止”假设, 即假设信号从雷达发射机到达目标对应的时间段内, 目标的位置变化可忽略不计; 在相邻 PRI 之间, 考虑

目标运动引入的时延相位。解析表达式推导如下：

设雷达的 PRI 为 T_r ，对于初始距离为 r_0 、速度为 v 的匀速运动的目标，在第 k 个 PRI 后，其距离为 $r(kT_r) = r_0 + v(k-1)T_r$ ，引起的时延为

$$\tau(kT_r) = \frac{2[r_0 + v(k-1)T_r]}{c} \quad (23)$$

则忽略固定相位，第 k 个 PRI 的回波可表示为

$$s_r(t_f, kT_r) = \exp \left\{ j\pi\mu \left\{ t_f - \frac{2[r_0 + v \cdot (k-1)T_r]}{c} \right\}^2 \right\} \cdot \exp \left\{ -j2\pi f_c \left\{ \frac{2[r_0 + v \cdot (k-1)T_r]}{c} \right\} \right\} \quad (24)$$

式(24)中， t_f 表示快时间。忽略式(24)等号右侧第 2 项中的 r_0 ，则

$$s_r(t_f, kT_r) = \exp \left\{ j\pi\mu \left\{ t_f - \frac{2[r_0 + v \cdot (k-1)T_r]}{c} \right\}^2 \right\} \cdot \exp \left\{ -j2\pi f_c \left[\frac{2v \cdot (k-1)T_r}{c} \right] \right\} \quad (25)$$

式(25)中，多普勒频率 $f_d = -(2v/c) \cdot f_c$ ，则式(25)可化为

$$s_r(t_f, kT_r) = \exp \left\{ j\pi\mu \left\{ t_f - \frac{2[r_0 + v \cdot (k-1)T_r]}{c} \right\}^2 \right\} \cdot \exp[j2\pi f_d (k-1)T_r] \quad (26)$$

从式(26)可以看出，在快时间维，目标与雷达之间的距离在回波中体现为时延，通过对每个 PRI 的回波做脉冲压缩，可得到回波中距离分布；在慢时间维，目标运动会在相邻 PRI 之间引入固定的相位差 $\exp(j2\pi f_d T_r)$ ，因此在同一距离门上，

慢时间序列为一频率为 f_d 的单频信号，对慢时间序列做离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transformation, DFT)后，可得到回波中的多普勒频率分布，实际运算中可用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)加快运算效率。DFT 表征了慢时间维相干累积的形式，不仅获得了回波的多普勒分布，而且会产生累积增益，提升信噪比。此外，DFT 后的结果也可通过增加加权滤波器的方法降低副瓣。

正交解调后得到的基带信号经快时间维脉冲压缩、慢时间维多普勒累积后，最终可得到这个 CPI 内回波的距离-多普勒二维分布。

3.2.2 仿真结果

上扫频阶段和下扫频阶段的距离-多普勒二维分布见图 14(a)和(b)。可以看出，

根据尖峰所在位置对应的多普勒频率和距离可得到目标的多普频率和距离，进一步转换可以得到目标的速度。

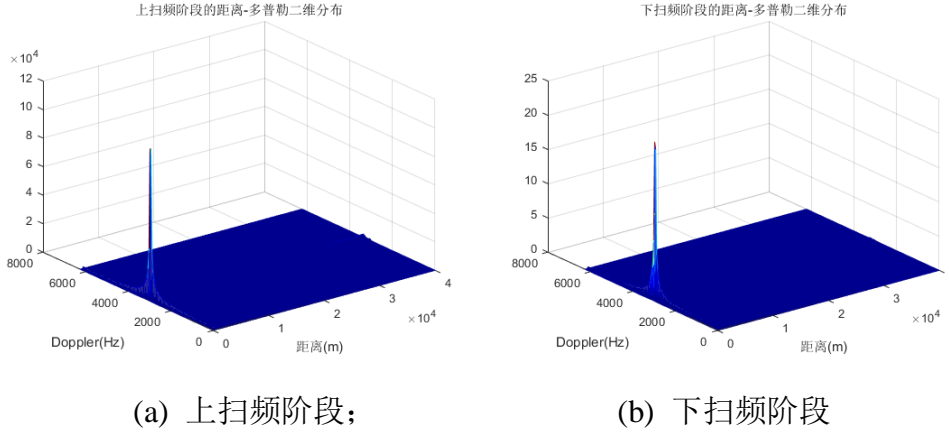


图 14 多普勒累积的仿真结果

3.3 恒虚警率检测

3.3.1 恒虚警率检测原理

在多普勒累积后得到距离速度二维数据，如果在杂波抑制的同时已做距离向恒虚警检测，则可以直接在多普勒域做恒虚警检测；否则，如果运算资源够，建议做距离-速度域中的二维恒虚警检测。

恒虚警处理(Constant False Alarm Rate, CFAR)技术，是雷达目标自动检测过程中一个重要环节，其目的是要实现在背景噪声环境发生改变时，信号经过恒虚警处理后，使得虚警率保持恒定的一种检测技术，CFAR 处理的意义在于：提供了相对来说可以避免背景噪声、干扰和杂波变化影响的检测阈值，并且使自动检测在均匀背景中具有恒定的虚警率，这也就是恒虚警检测命名的由来。

恒虚警检测算法种类很多，例如：单元平均恒虚警（CA-CFAR）检测器，最大选择恒虚警(GO-CFAR)检测器，最小选择恒虚警(SO-CFAR)检测器，有序统计恒虚警（OS-CFAR）检测器，两侧单元平均选大恒虚警（GO-CFAR）检测器等。由于已做杂波抑制，可以采用距离域单元平均恒虚警检测器，多普勒域采用有序统计恒虚警检测器。单元平均恒虚警检测器的原理：将输入信号 x_i 送到由 $(2L+1)$ 个延迟单元构成的延迟线上，检测单元 D 的两侧各 L 个单元为参考单元。将所有参考单元中的 x 值求和后再除以 $2L$ 就可以得到被检测单元处杂波背景的均值估

计 $\hat{\mu}$ 。检测门限 $U_0 = K\hat{\mu}$, 当调整门限乘子 K 的大小时, 可以改变门限 U_0 的大小, 从而控制了虚警率的大小。原理图如下:

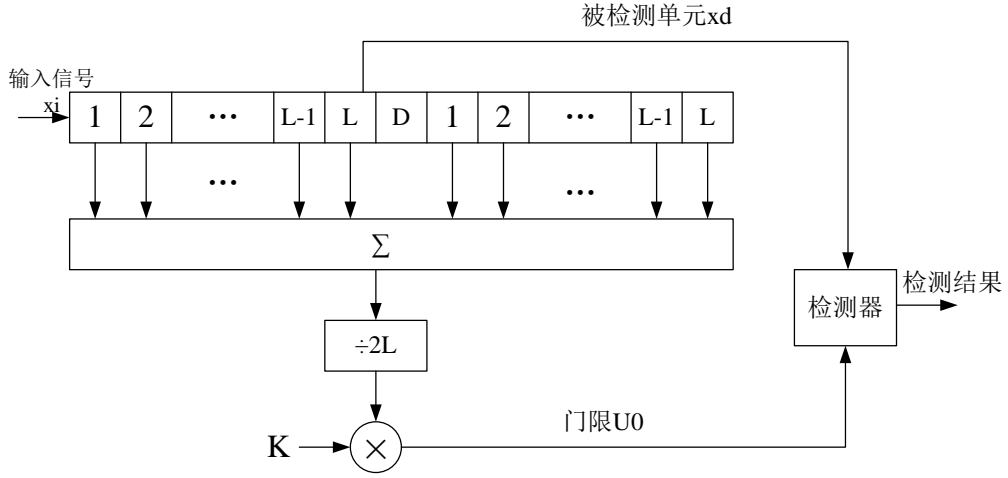


图 15 单元平均恒虚警检测器

如图 15 所示, $2L$ 个参考单元构成了计算均值估计 $\hat{\mu}$ 用的数据窗, 在每次雷达发射脉冲后, 接收的所有回波数据将从这个数据窗依次滑过, 由于参考单元数目有限, 均值估计 $\hat{\mu}$ 会有一定起伏。参考单元数越少, 均值估计 $\hat{\mu}$ 的起伏越大。为了保持同样的虚警率, 必须适当提高门限 (调整 K 值)。但门限值的提高将降低发现概率, 所以需要增加信噪比以保持指定的发现概率。此时为了达到指定的恒虚警要求就需要额外增加信噪比, 即恒虚警损失。

恒虚警损失的计算步骤是根据参考单元的数目 M 和指定的恒虚警率 P_f , 求得发现概率与输入信噪比的关系, 就可计算得到恒虚警损失。恒虚警损失以符号 L_{CFAR} 表示, 其定义为

$$L_{CFAR} = \frac{R(N)}{R(\infty)} \Big|_{P_f, P_d} \quad (27)$$

式中, $R(N)$ 表示在一定 P_f 、 P_d 下, 参考单元数目为 N 时所需的信噪比; $R(\infty)$ 表示在同样的 P_f 、 P_d , 参考单元 $N \rightarrow \infty$ 的情况, 所需的信噪比。恒虚警损失不但与参考单元数有关, 还与检测前的脉冲积累数 N 和目标起伏情况有关。

四、注意事项

- 1) 请勿让儿童玩耍设备及小配件，避免因误吞等行为产生危险。
- 2) 设备供电电压必须满足设备的输入电压要求。
- 3) 如因人为等因素导致电缆破损，使得内部电路裸露在外，切勿用手触摸裸露部分，否则可能引入安全风险。
- 4) 插拔设备线缆时，请保持双手干燥，并应先停止使用设备，断开电源。
- 5) 请严格按照要求安装设备，避免设备四周存在易燃物，并远离具有强磁场或强电场的电子设备。
- 6) 如有不正常现象出现，如设备冒烟、有异味等，请立刻停止使用并断开电源，拔出连接在设备上的所有线缆，如电源线、网线等，设备发生故障时请联系厂家汇报情况。
- 7) 请勿自行拆卸设备，设备发生故障时请联系厂家维修。
- 8) 未经授权，任何单位和个人不得对设备进行结构、安全和性能设计方面的改动。