

信号检测与估计

伪随机相位编码连续波雷达

实验报告



院系：电子工程与光电技术学院

专业：电子信息工程

姓名：陈璇

学号：913104210101

指导老师：顾红

时间：2016 年 5 月 5 日

目 录

一、实验题目.....	2
1.1 仿真条件	2
1.2 仿真要求	2
二、实验原理.....	2
2.1 伪随机相位编码连续波雷达的特点.....	2
2.2 伪随机相位编码连续波雷达的工作过程.....	3
三、仿真过程.....	4
3.1 m 序列	4
3.2 发射信号.....	5
3.3 回波信号.....	5
3.4 单目标信号处理.....	6
四、仿真结果.....	8
4.1 m 序列的双值电平循环自相关函数	9
4.2 单目标.....	10
4.3 双目标.....	22
五、仿真思考.....	29
5.1 相关处理的旁瓣问题.....	29
5.2 多普勒敏感问题.....	32
六、实验体会.....	33
6.1 理论知识.....	33
6.2 软件仿真.....	34
6.3 资料使用.....	34
参考文献.....	35
附录.....	36

一、实验题目

1.1 仿真条件

仿真伪随机相位编码连续波雷达的信号处理。设码频为各学生学号末两位数字，单位为 MHz，伪码周期内码长为 127，雷达载频为 10GHz，输入噪声为高斯白噪声。

目标模拟分单目标和双目标两种情况，目标回波输入信噪比可变（-35dB~10dB），目标速度可变（0~1000m/s），目标幅度可变（1~100），目标距离可变（0~10000m），相干积累总时宽不大于 10ms。

1.2 仿真要求

单目标:给出回波视频表达式；脉压和 FFT 后的表达式；仿真 m 序列的双值电平循环自相关函数，给出脉压后和 FFT 后的输出图形；通过仿真说明各级处理的增益，与各级时宽和带宽的关系；仿真说明脉压时多普勒敏感现象和多普勒容限及其性能损失（脉压主旁比与多普勒的曲线）。

双目标:仿真出大目标旁瓣盖掩盖小目标的情况；仿真出距离分辨和速度分辨的情况。

二、实验原理。

2.1 伪随机相位编码连续波雷达的特点

2.1.1 优点

伪随机相位编码雷达的优点主要有：低截获、抗干扰、反隐身。

伪码调相连续波雷达是用码字对载频信号调相后作为发射波形的雷达，这种具有较大时宽带宽积的雷达波形不仅克服了普通脉冲雷达的矛盾，同时使其在雷达对抗中具有了独特的优势。首先具有非常高的时宽带宽积，根据信息理论雷达

系统传输的最佳信号应具有白噪声的统计特性,然而理想的白噪声信号在目前还不可能实现,因而在这种白噪声信号的基础上产生了“准白噪声”,即扩频信号的概念,扩频信号常用伪随机编码来产生具有类似白噪声统计特性的宽带信号。其次具有很强的相关性,要对信号进行检测必须在接收端实现同步解调进行相关接收,否则不能对信号进行解调。相关解调完成由频谱扩展至压缩的频带转换过程,故有很高的处理增益,使雷达系统具有多址、低截获概率、抗干扰、抗衰落等一系列独特的优良性能。再次具有低密度功率谱的扩频信号对电子侦察的防御能力还在于它的隐蔽性,即由于它的信息载体具有低密度的功率谱,扩频可使总的辐射信号功率保持不变,而平均功率密度大大降低,这将大大减少截获的可能性,另外可选择的伪随机码类型多伪随机码可选择不同的码长,同一码长又可选择不同的码型。因此侦察接收机与雷达发射信号同步相关进行信号检测的可能性很小。而在用周期信号或噪声干扰机对相位编码雷达实施干扰时,只要干扰机发射的周期信号或噪声与相位编码雷达发射的调制波形不相关,便能通过信号处理机的相关处理使外来干扰信号进一步随机化,然后利用旁瓣抑制技术可有效地消除外来的有源干扰,具有较强的抗干扰能力,由上述可以看出,伪码连续波雷达信号具有很低的截获概率和抗干扰能力。

2.1.2 缺点

伪随机相位编码雷达的缺点主要有:多普勒敏感、旁瓣抑制。

虽然相位编码雷达具有优良的低截获概率和抗干扰能力,但同时也存在着比较高的距离旁瓣、多卜勒敏感等问题。距离旁瓣产生的原因主要是相位编码雷达所用码子相关函数特性不理想和目标存在多卜勒频移。多卜勒敏感问题则是由于相位编码脉压。信号是一种对多卜勒频率敏感的信号,目标的多卜勒频移会降低雷达的脉压效果。

2.2 伪随机相位编码连续波雷达的工作过程

二相编码连续波雷达系统按照码元对载波信号进行 0 或 π 移相的方法来形成二相编码波形。通过混频后的视频信号与参考码字之间的相关处理,获得目标

的距离信息，在做 FFT 获得目标的速度信息。其工作过程大致如下：

Step1 首先由码字发生器产生码字，主要产生伪随机码或随机码，本实验里产生的是伪随机码；

Step2 码字一路进入调相器，对本振信号进行调相，经功率放大后发射出去；

Step3 另一路则把码字存储起来，作为参考码，与混频后的视频信号进行相关处理；

Step4 回波经放大后与本振信号混频，得到视频信号，再经过视频放大、A/D 转换，变成离散的数字信号；

Step5 最后进行数据处理，获得目标的相关信息。

三、仿真过程

相位编码雷达的目标检测分为测速和测距。

3.1 m 序列

3.1.1 产生 m 序列

伪码调相雷达通常对伪码的有如下要求，首先要求码字易于产生，其次要求伪码能具有一定的随机性，另外伪码应具有良好的相关特性。对于 $(0, \pi)$ 所谓随机性即要求序列具有如下特性：首先随机序列中 0 和 1 的个数接近相等，其次对序列 0 和 1 的游程有特定的要求，最后对随机序列的自相关函数要求具有类似白噪声的自相关函数的性质。

此处选用了 m 序列作为伪随机码调相的连续波雷达。线性反馈移位寄存器是目前最常用的伪随机码的产生器，当产生器产生的二进制序列是周期的，且长度达到最大时（输出序列的长度是否最大取决于移位寄存器的反馈连接），把当前得到的二进制序列称为最长线性移位寄存器序列，简称为 M 序列。其中周期满足以下公式：

$$L = 2^n - 1$$

其中 n 是移位寄存器的阶数。

2.m 序列的自相关处理

如果 $a = (a_1, a_2, \dots)$ 是一个周期为 $p(p = 2^n - 1)$ 的 m 序列, 作变换 $0 \leftrightarrow 1, 1 \leftrightarrow -1$, 得到序列 $b = (b_1, b_2, \dots)$, 称 $C_a(\tau) = \sum_{K=1}^p b_k b_{k+\tau}$, $(0 \leq \tau \leq p-1)$ 为二元序列 a 的自相关函数, 则

$$C_a(\tau) = \begin{cases} p, \tau = 0 \\ -1, 0 \leq \tau \leq 2^n - 1 \end{cases}$$

m 序列的相关特性是雷达检测目标的关键, 经分析 m 序列相关特性如下:

- 多个周期的 m 序列具有良好的自相关特性, 接近 δ 函数。
- 对单个周期的 m 序列来讲, 其自相关函数具有起伏的旁瓣。
- m 序列的互相关函数具有起伏的旁瓣, 即不同 m 序列间不正交, 具有一定相关性。

3.2 发射信号

$$f(t) = m(t) \cdot \exp(j \cdot 2\pi f_c t)$$

几点说明:

1. 是否加窗: 对脉冲二相编码信号, 需要加一个矩形窗, 窗宽为脉冲宽度; 对于连续波二相编码信号而言, 则恒为 1。因为本实验针对的是连续波雷达, 所以此处可以不考虑加窗。
2. 相乘的原因: 因为 m 序列在 $-1, 1$ 之间等概率取值, 在幅度上相乘相当于对相位进行 $0, \pi$ 调相。
3. 在做 Matlab 仿真时, 实际采用了余弦表达式。因为对实信号的处理更加方便, 用复数表达式时, Matlab 舍弃了虚部信息, 会导致回波的相位信息丢失, 无法反映多普勒频率, 即无法反映目标的速度信息。

3.3 回波信号

设雷达回波中共有 K 个目标信号, 其中第 k 个目标回波信号幅度为 A_k , 多普勒频

率为 fd_k ，滞后时间为 tr_k ，对应的码字延迟为 $d_k = \text{int}(tr_k / T)$ 个码元， T 代表单个码字持续时间（即码元宽度）， int 表示取整。编程时采用了 round 函数。则第 k 个目标对应的码字为 $m(t - tr_k)$ 。较初始发射信号码字延迟 d_k 位，则称该信号处于第 d_k 个距离门上，则雷达回波经解调后可表示为：

$$sr(t) = \sum_k^K A_k m(t - d_k) \exp(j \cdot 2\pi f d_k (t - tr_k))$$

3.4 单目标信号处理

对进入信号处理系统的回波，采用传统的“脉压--FFT”方法进行处理。即先进行脉冲压缩，脉压后将各距离门上的数据按时间顺序进行重排，接着按距离门进行频谱分析。

对该信号进行处理。[WCR(1), WCR(2), ..., WCR(N)] 分别为对应延迟 1 位, 2 位, ..., N 位的码字检测滤波器，即假设信号包含码字为 $m(t-1)$ 时，该信号在 WCR(1) 上输出远大于其它滤波器上的输出。在相关处理时，WCR 的权系数即为其对应的码字的值。假设对应码字为 $m(t-1)=[1, -1, -1]$, $m(t-2)=[-1, -1, 1]$, WPC(1) 的权系数 $W(1)=[1, -1, -1]$, 和 $m(t-1)$ 按位相乘后，得到的码值全为正，相加后得到最大可能值 3，而和 $m(t-2)$ 相乘相加后，在不相同的码字对应位置上将出现负值，相加后无法得到最大值，特别 m 序列 1 和 -1 在数量上仅相差 1，最终的相加结果始终为 -1。假设脉冲压缩器组中脉压器个数为 R ，每个脉压器的长度为 B 。因而连续的调相波形将人为地分割成无穷多个相互独立顺序联接的码字组组成，每个码字组是由 R 个相互独立顺序联接的码字组成，而每个码字又是由 B 个相互独立顺序联接的码元组成。当调制码字为 m 序列时，脉压器长度 B 取 m 序列的一个周期内的码字个数，同时脉压器个数不超过 B 的值。

3.4.1 脉压

为了使得雷达信号的测距精度以及距离分辨率到达最佳效果，需要信号的带宽尽可能的大；而对于测速精度以及速度分辨力的性能主要受信号时间结构的影

响，所以要想得到大的测速精度和速度分辨力，需要雷达信号的时宽比较大。此外，如果要保证雷达系统的目标发现能力强，则发射的雷达信号的能量又必须很高。综上所述，一个以上几个方面都做到性能出色的雷达系统必须保证雷达信号的时宽、带宽、能量三者的乘积大。然而，单载频脉冲信号在雷达系统发射设备以及馈电设备的最大功率受到限制的实际情况中，它的时宽带宽积接近于 1，二者成反比，大的时宽以及大的带宽如鱼和熊掌，不能兼得，并且要想获得大信号能量，则需要加大雷达信号的时宽或者采用积累时间的方式来获得。因此，雷达的测距、距离分辨率和多普勒分辨率之间的存在着矛盾。为了解决这三者之间的矛盾，研究人员提出了基于匹配滤波器理论的脉冲压缩技术，使得这个矛盾被成功解决，因而脉冲压缩技术也成为了雷达信号处理中的一个至关重要的技术。

脉冲压缩的实质其实是匹配滤波。基于匹配滤波器理论，对于受到高斯白噪声信号影响的接收信号来说，知道匹配滤波器可以看作是效果最好的滤波器。它可以使获得的信噪比达到最大，最有利于检测输出信号。因此，通过信号的自相关累积得到最大的信噪比也是匹配滤波的实质

脉冲压缩匹配滤波器的系统函数 $h(t)$ 是输入信号的复共轭，假设输入信号为 $s(t)$ ，则匹配滤波器可以表示为：

$$h(t) = s^*(-t)$$

则脉冲压缩的输出为：

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) \cdot h(t-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) \cdot s^*(t-\tau) d\tau$$

脉冲压缩的整个过程包括首先在发射端对发射信号进行调相或者调频，然后再通过接收机实现对回波信号的压缩，压缩之后回波的等效带宽将满足以下公式：

$$B = \frac{1}{\tau}$$

其中， B 为回波等效带宽， τ 为发射波形时宽。

此时，信号的距离分辨力可表示为：

$$\delta_r = \frac{c\tau_0}{2}$$

其中， τ_0 为压缩后的有效脉冲宽度。

并且，发射的脉冲宽度与压缩后的有效脉冲宽度有以下比值关系：

$$D = \frac{\tau}{\tau_0}$$

其中，D 称为脉冲压缩比。

对相位编码信号而言，设相位编码信号码元宽度为 T_b ，相位编码周期为 PT_b ，则

$$\text{脉压后的时宽比为: } D = \frac{PT_b}{T_b} = P$$

相位编码信号的带宽为: $B = \frac{1}{T_b}$ ，取决于子脉冲宽度；

$$\text{相位编码信号的时宽带宽积为: } D = PT_b \times \frac{1}{T_b}$$

对于相位编码信号而言:时宽带宽积=输入输出时宽比值=相位编码信号压缩比。

相位编码信号脉压后，输出信噪比是输入信噪比的 D 倍，也就是输出信噪比比输入信噪比提高了 $10\log_{10}(D)$ dB.

3.4.2 FFT

N 点的 FFT 就相当于构建了 N 个频率相邻不同的正弦波匹配滤波器，来匹配一个频率未止的正弦波，看哪一个滤波器的输出最大，那么该滤波器中心频率即为输入正弦波的频率。

四、仿真结果

回波视频表达式: $s(t) = Cc(t - \tau)\cos(2\pi f_d t)$

脉压后的表达式: $R(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau) \cdot s^*(t - \tau)$

FFT 后的表达式: $S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(t)e^{j\omega t} dt$

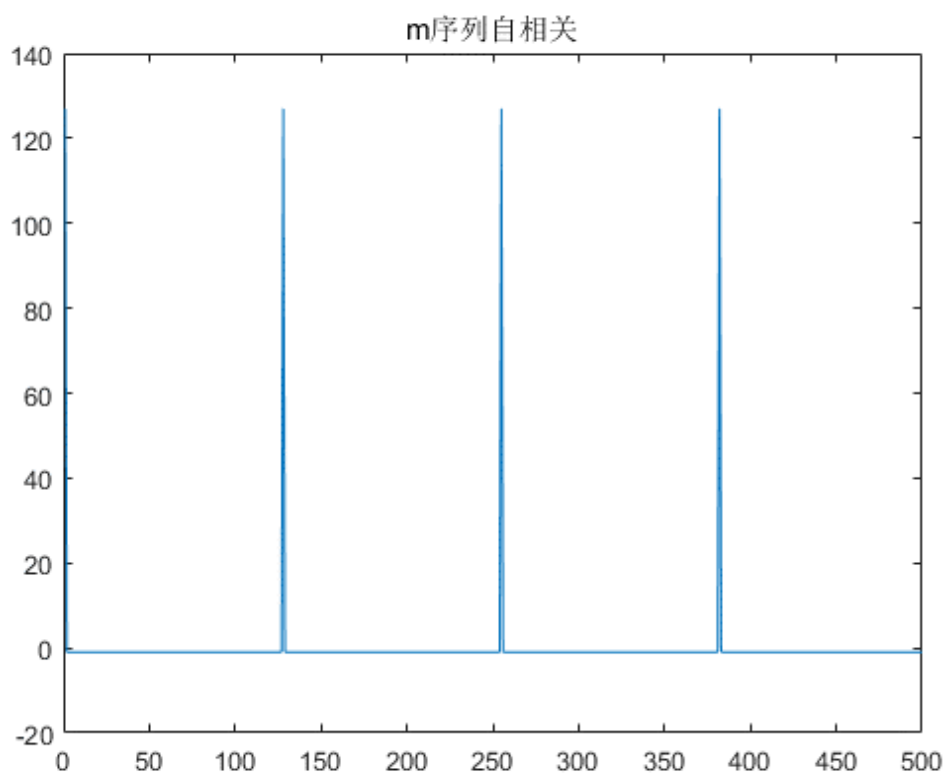
多普勒敏感现象及多普勒容限:

当存在多普勒频率时，主峰要下降，旁瓣要增加，主旁瓣比要降低。仿真结果说明无多普勒频偏时，脉压为 N，有多普勒频偏时，脉压就会小于 N。脉压长度刚好为某多普勒信号整周期时，即在脉元上匹配时，脉压输出为零。脉压长度刚好为想测的最高多普勒信号一个周期一半时，脉压输出损失 2.94dB。

4.1 m 序列的双值电平循环自相关函数

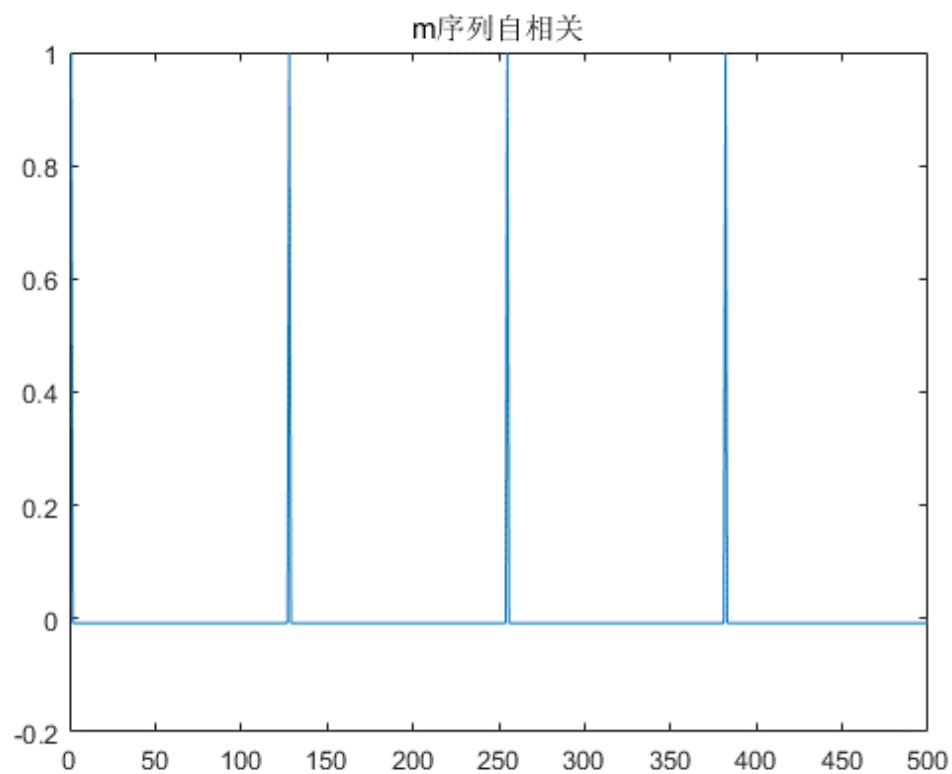
4.1.1 未归一化

对产生的 m 序列作自相关，所得结果如下：



4.1.2 归一化

进行归一化，最小值为 $-1/127$ ，最大值为 1。结果如下：

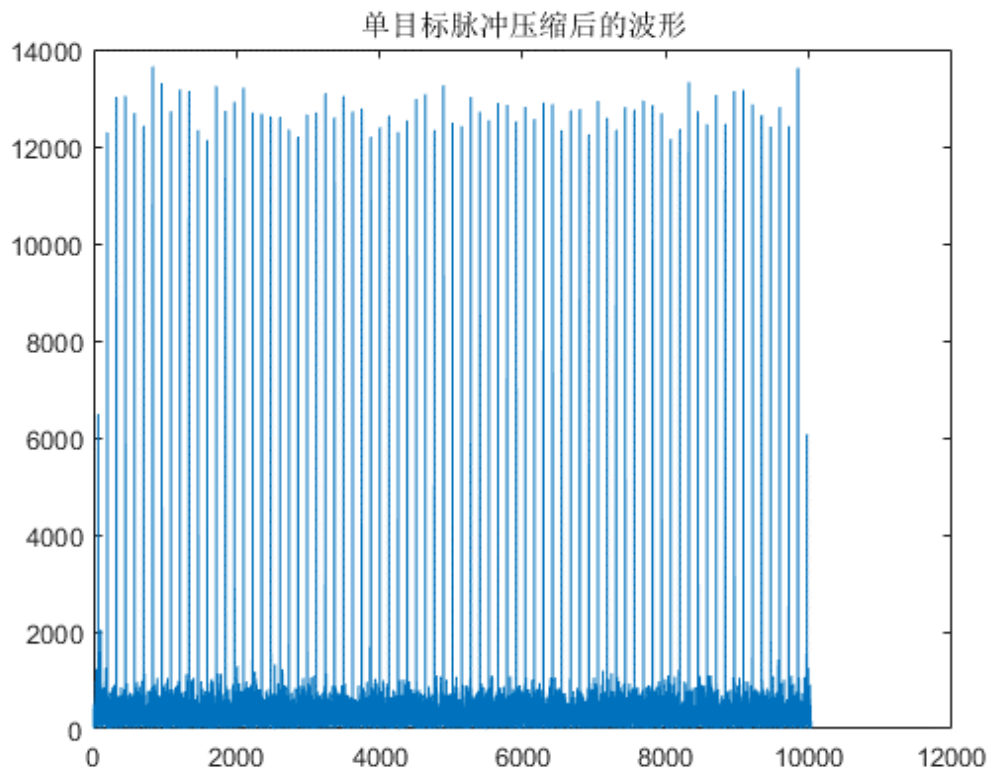


4.2 单目标

4.2.1 脉压

4.2.1.1 脉压增益

1) 目标幅度为 100，速度为 0、信噪比为 10



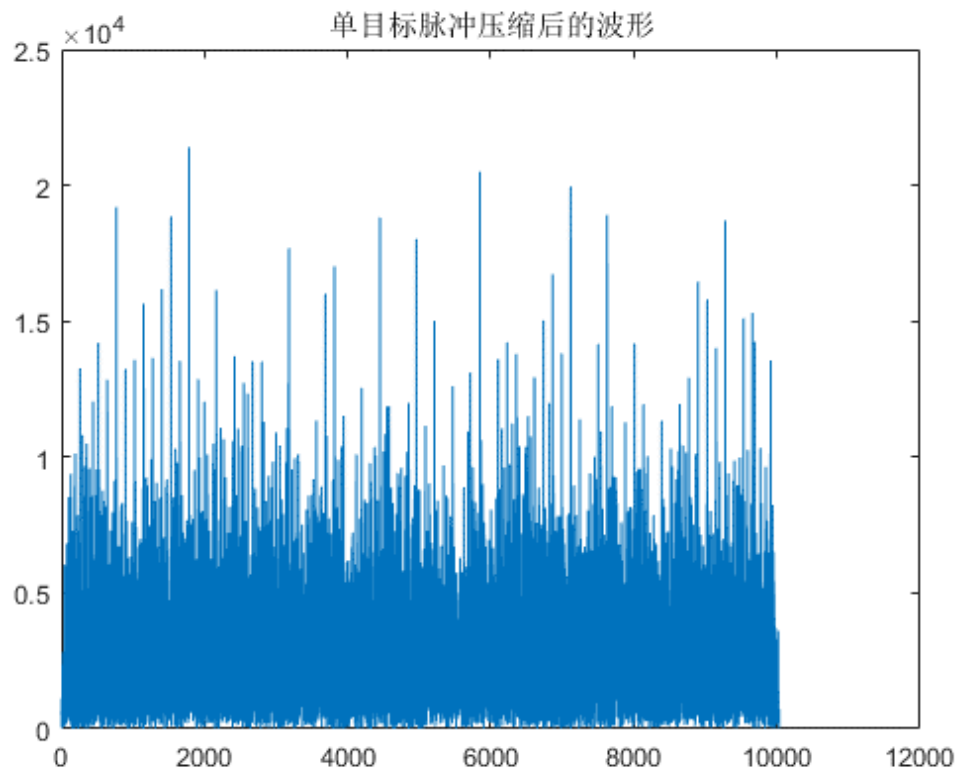
脉压增益:

理论值为 $10\lg 127 = 21.03\text{db}$, $21.03 + 10 = 31.03\text{db}$ 。

仿真增益为: 31.0508dB。

误差为: $E = \frac{|31.0508 - 31.03|}{31.03} \times 100\% = 0.067\%$

2) 目标幅度为 100, 速度为 0, 信噪比为-10



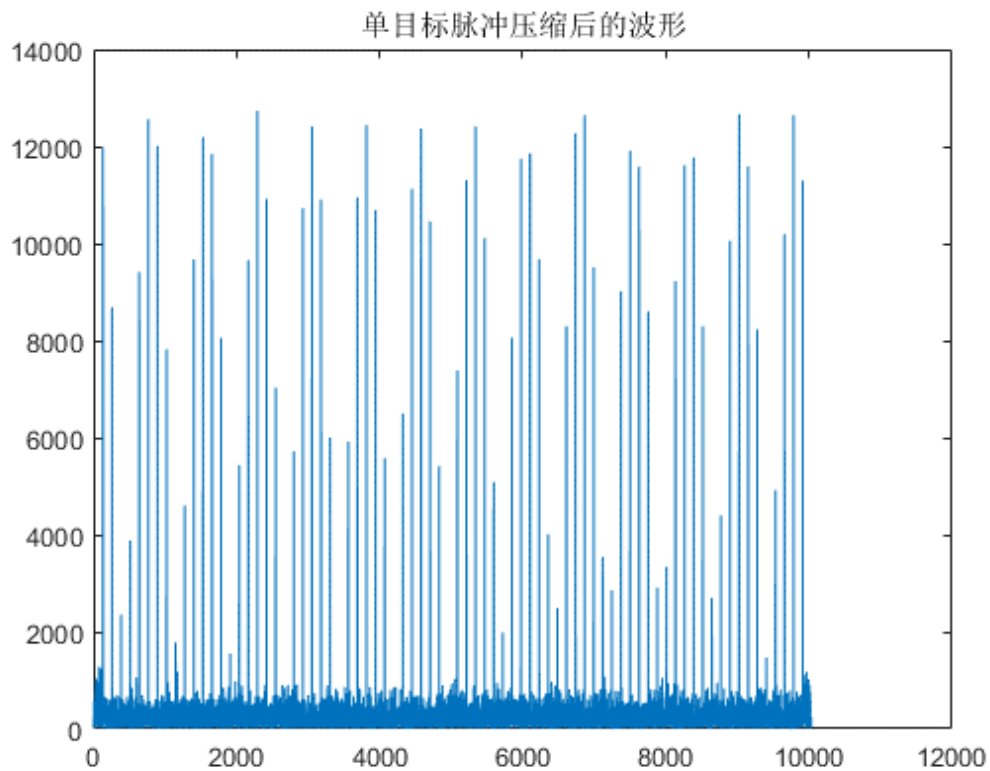
脉压增益:

理论值为 $10\lg 127 = 21.03\text{db}$, $21.03 - 10 = 11.03\text{db}$ 。

仿真增益为: 11.0044dB。

误差为: $E = \frac{|11.0044 - 11.03|}{11.03} \times 100\% = 0.23\%$

3) 幅度为 100, 速度为 10m/s, 信噪比为 10



脉压增益：

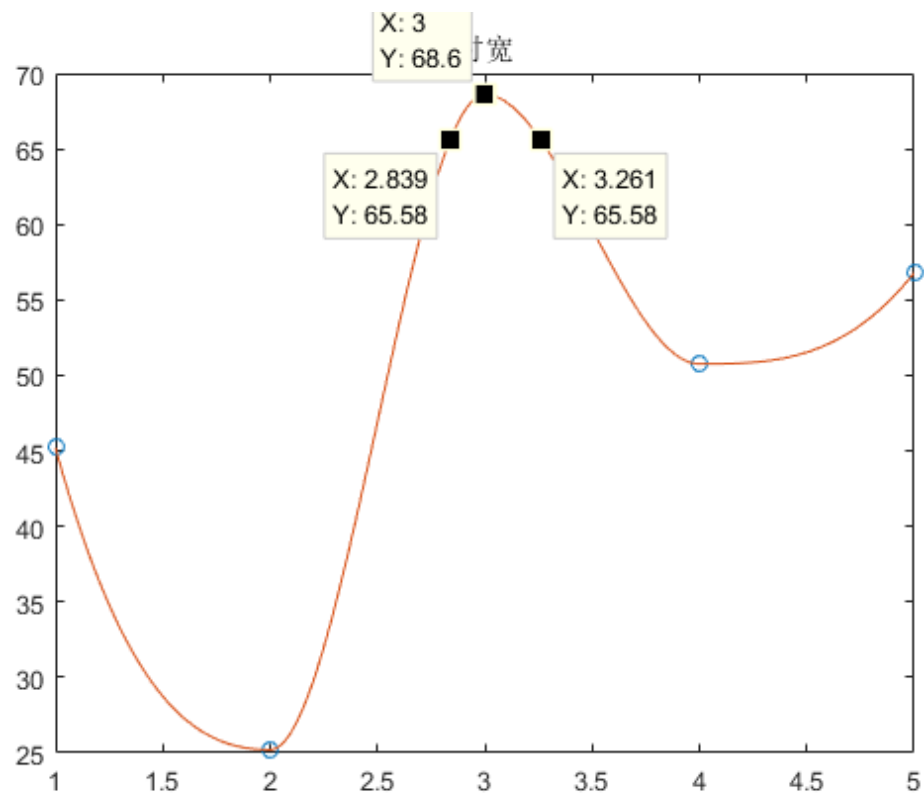
理论值为 $10\lg 127 = 21.03\text{db}$ ， $21.03 + 10 = 31.03\text{db}$ 。

仿真增益为：30.9763dB。

损失为： $31.03 - 30.9763 = 0.0537\text{db}$

从上图可以看出，无多普勒时，脉压增益为 127，有多普勒时，脉压增益减小。

4.2.1.2 时宽



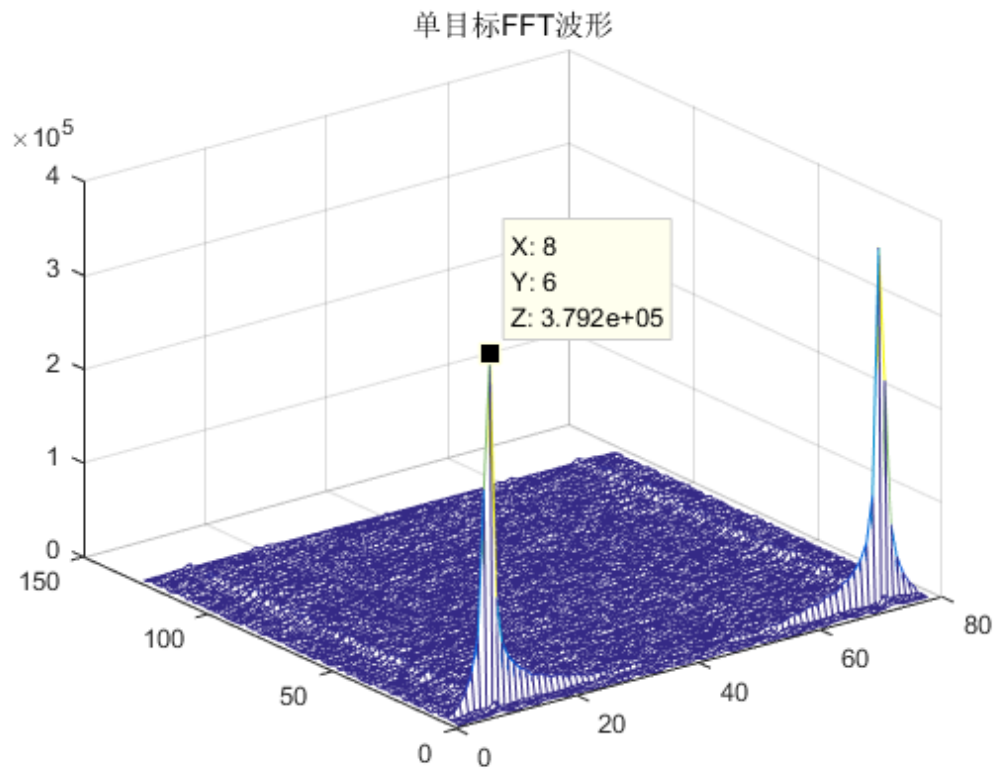
下降 3db

仿真时宽: $3.261 - 2.839 = 0.422$

4.2.2 FFT

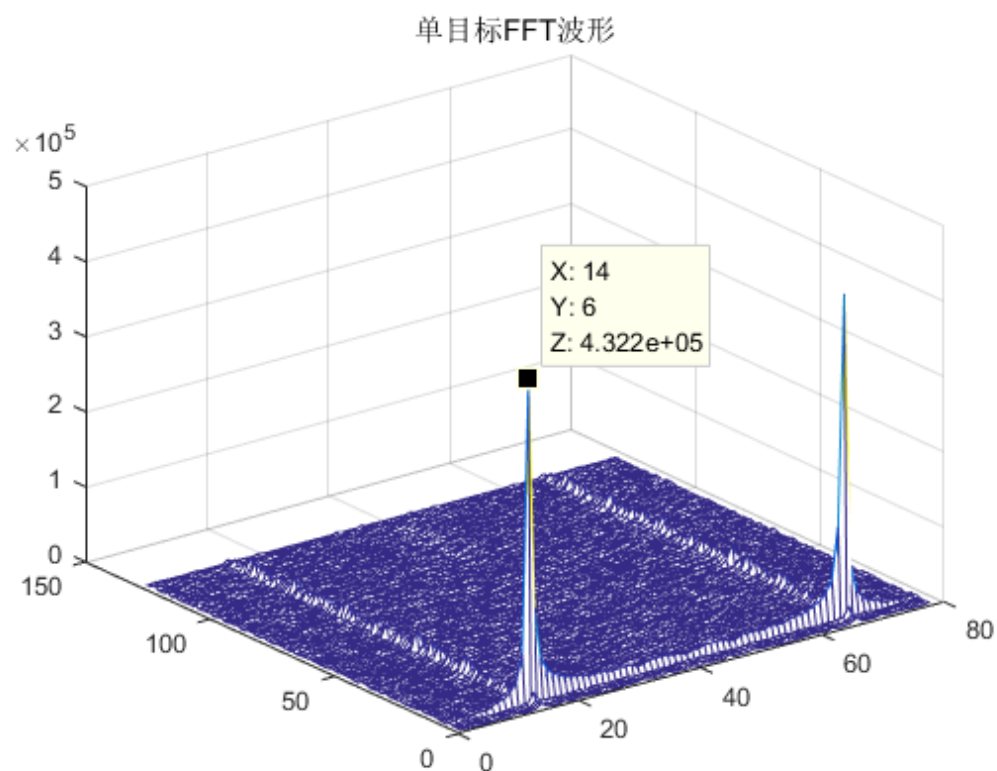
4.2.2.1 测距测速

1) 幅度 100, 速度为 10m/s, 信噪比为 10dB



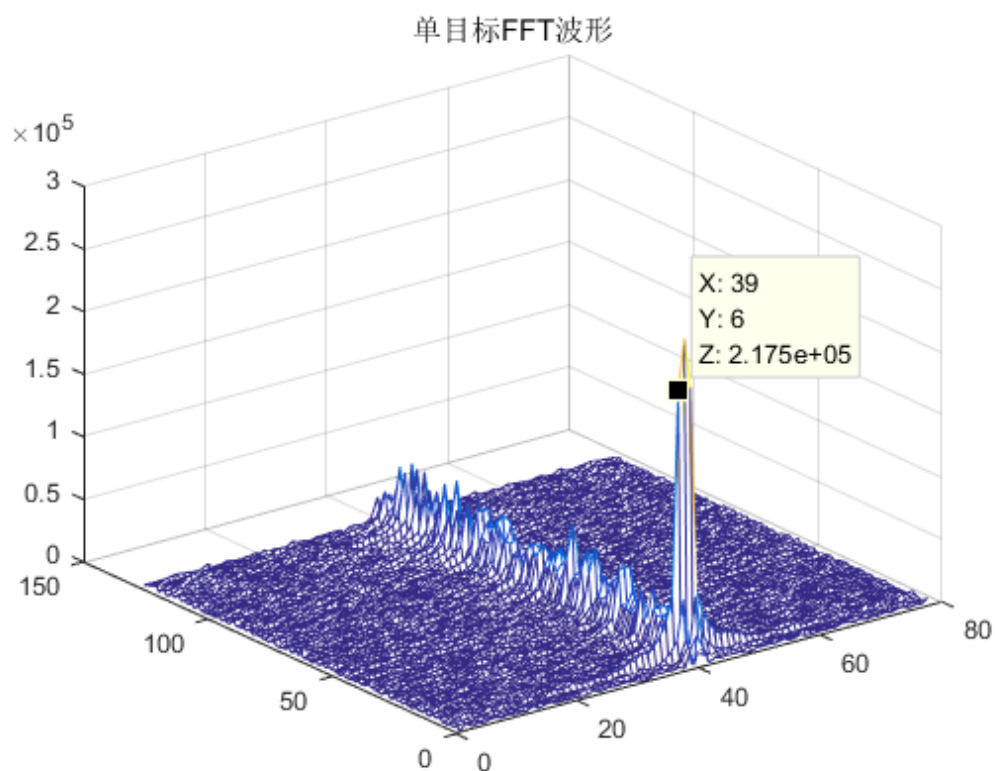
由图可知，此时 $N=8$ 。则计算得到的目标速度为 $\frac{8 \times 10^6}{127 \times 78} \times 0.03 \div 2 = 12.11 m/s$ 。

2) 幅度 100，速度 20m/s, 信噪比为 10



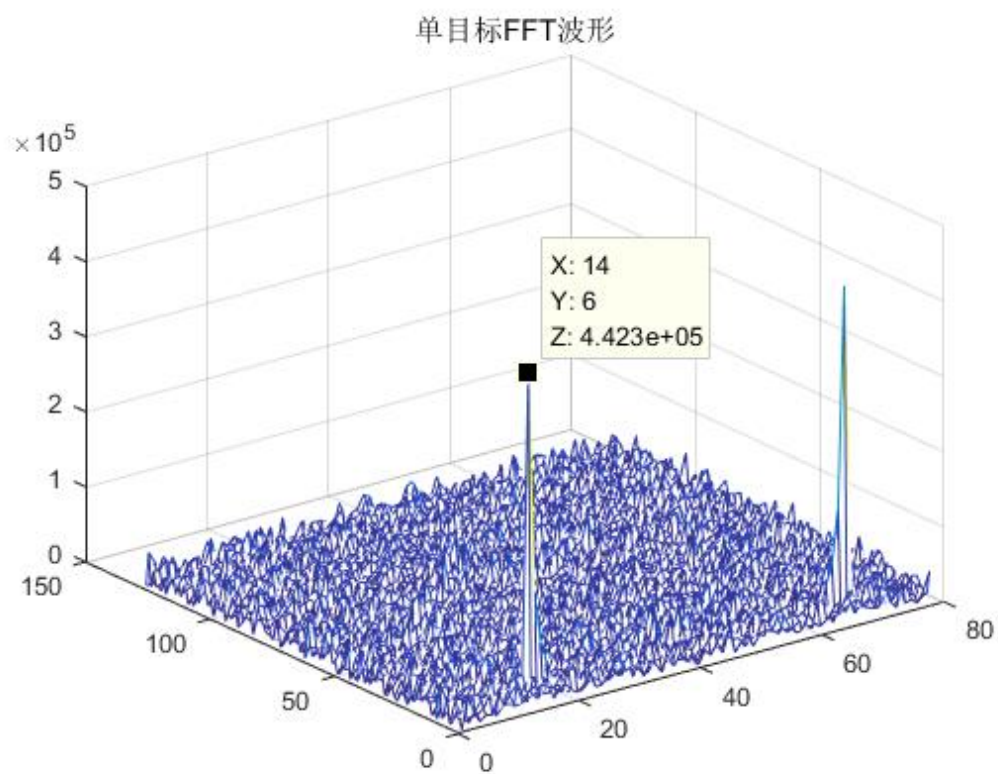
由图可知，此时的 $N=14$ ，则计算得到的目标速度为 $\frac{14 \times 10^6}{127 \times 78} \times 0.03 \div 2 = 21.2 \text{ m/s}$ 。

3) 幅度 100，速度 60m/s，信噪比为 10

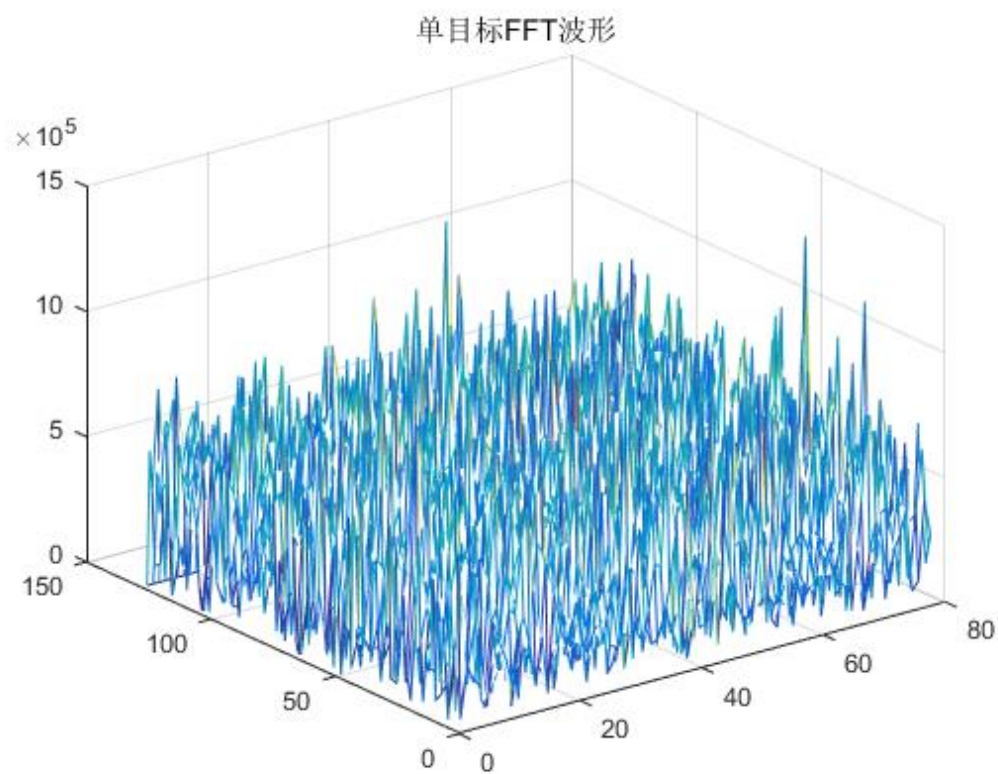


根据计算，目标速度为 60m/s 左右时，达到多普勒容限，大于这个速度的目标将无法进行测距。

4) 幅度 100，速度 10m/s，信噪比-10



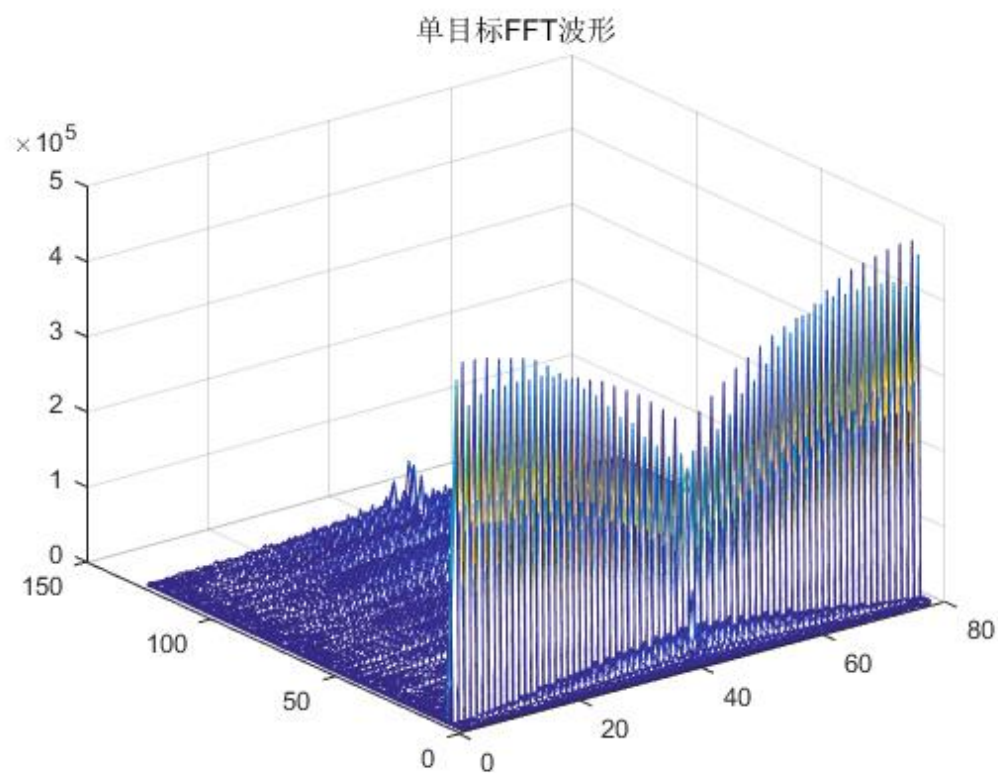
5) 幅度 100, 速度 10m/s, 信噪比-35



由上图可以看出，当信噪比急剧恶化后，信号在噪声中淹没了。

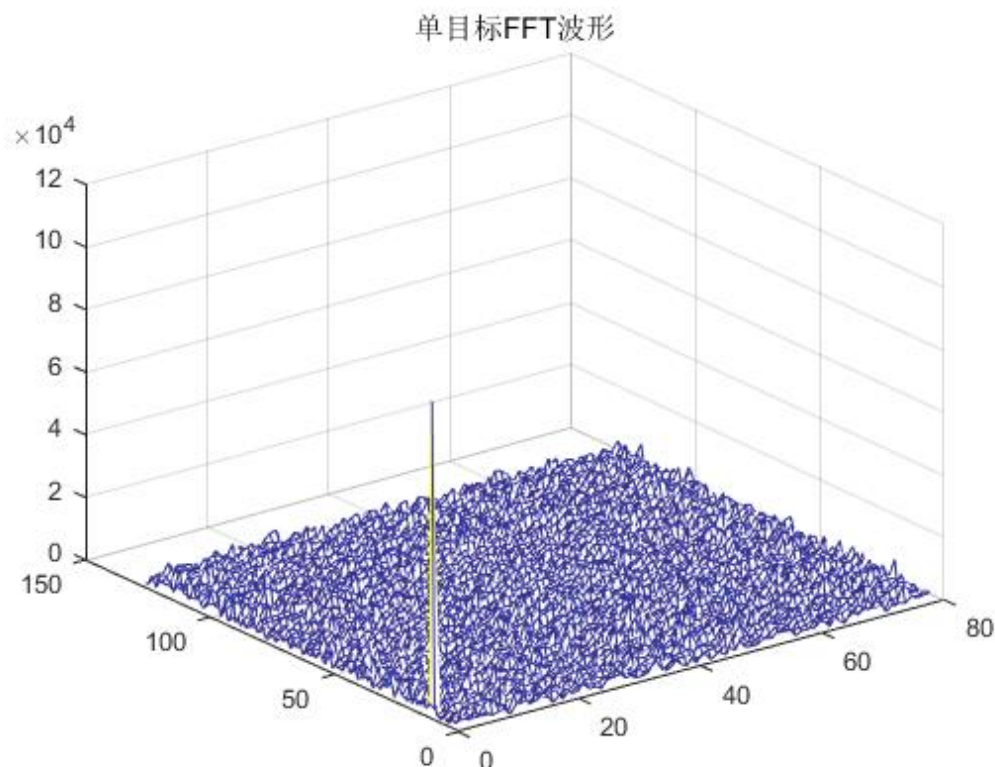
6) 幅度 100, 速度 0-60m/s, 信噪比 10

将目标速度从 0 取到 60m/s, 将 FFT 后的结果在一幅图里表现出来, 所得出的结果如下所示:



4.2.2.2 计算增益

目标幅度为 10, 速度为 0, 信噪比为-15dB



分析:

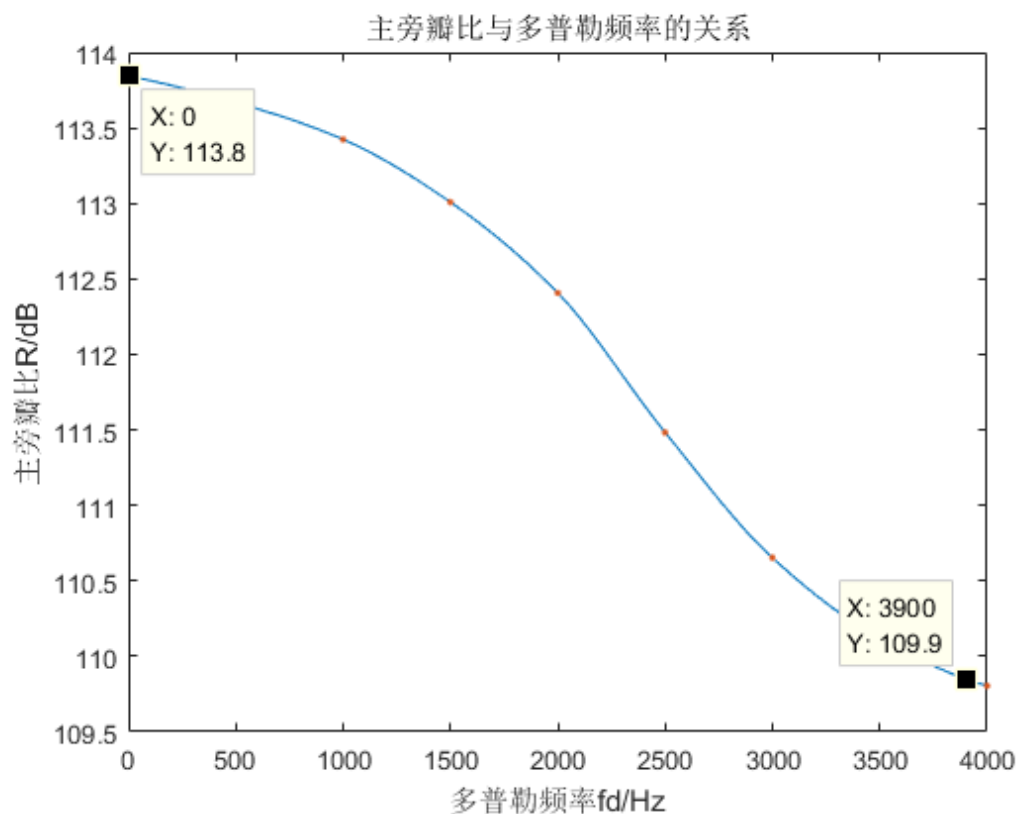
FFT 增益理论值: $10\lg(78/2)=15.91\text{dB}$

FFT 后仿真增益: 由图像, 可读出 FFT 后的信噪比为 20.44dB. 由程序计算所得的脉压后的信噪比为 5.63dB. 又因为相参处理总时宽内增益=匹配滤波时即脉压时的增益+后面相干积累时间内增益(如 FFT), 所以仿真的得到的 FFT 增益=FFT 后的信噪比-脉压后的信噪比=20.44-5.63=14.81dB

误差为: $E = \frac{|15.91-14.81|}{15.91} \times 100\% = 6.9\%$

4.2.2.3 主旁瓣比与多普勒频率关系

此处仅取了主瓣值, 没有考虑旁瓣。共取了 9 个点, 用插值法平滑了曲线, 所得结果如下:



分析：

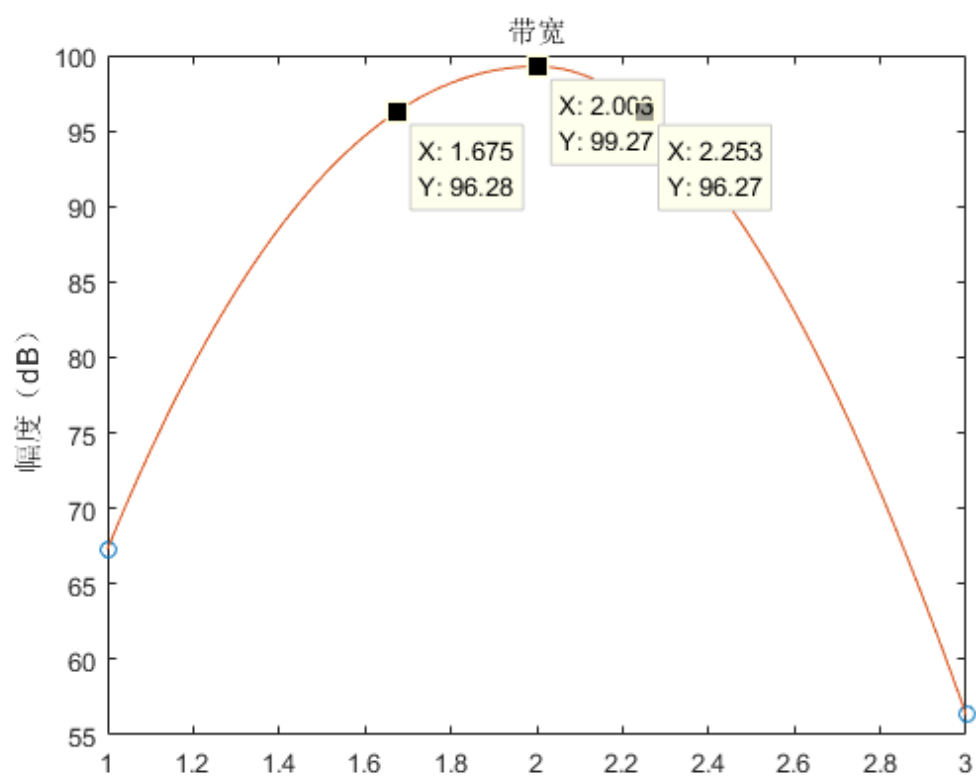
多普勒频率容限的理论值为： $f_{d\max} = \frac{1}{2PT_p} = \frac{1}{2 \times mc} \cdot f_m = 3937 \text{ Hz}$

多普勒频率容限的仿真值为：当下降 3.94dB 时，所对应的是多普勒频率容限值。

由图可知，仿真值为 3900Hz。

仿真误差为： $E = \frac{|3937 - 3900|}{3937} \times 100\% = 0.9\%$

4.2.2.4 带宽



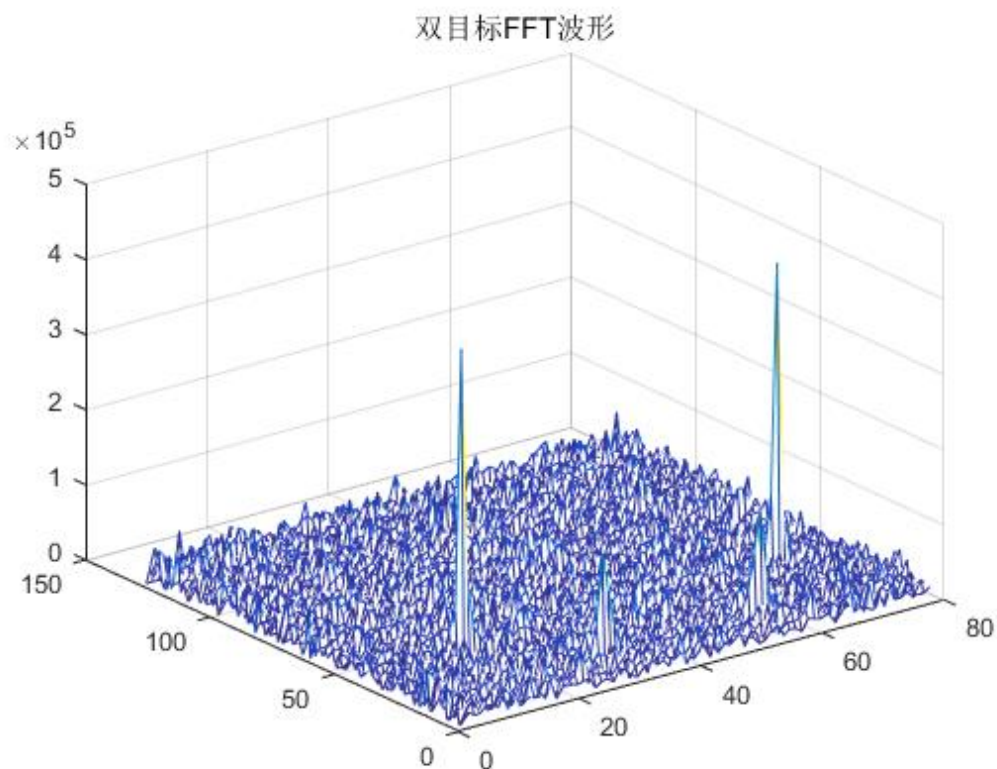
下降 3db

带宽 $2.253 - 1.675 = 0.578$

4.3 双目标

4.3.1 一般情况

幅度 (100, 50), 速度 (20, 40), 距离 (5000, 1200), 信噪比 -10dB.



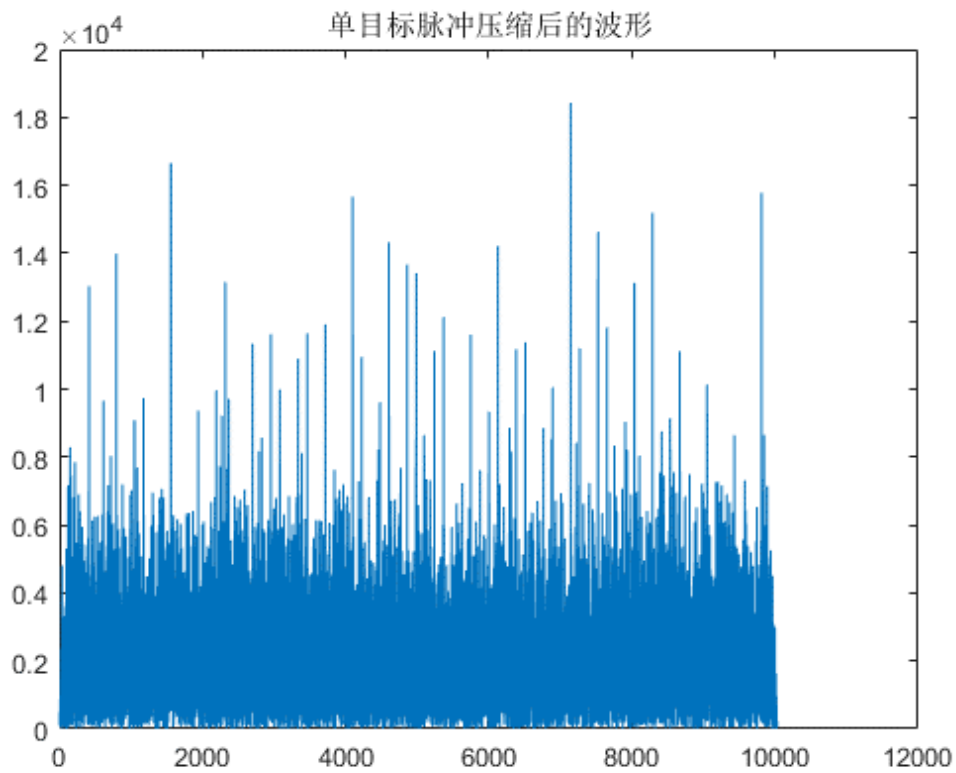
分析:

由上图可知,当目标的幅度为(100, 50),速度为(20, 40),距离为(5000, 1200),信噪比为-10DB时,从FFT后的结果可直观地看出检测目标的距离、速度信息。

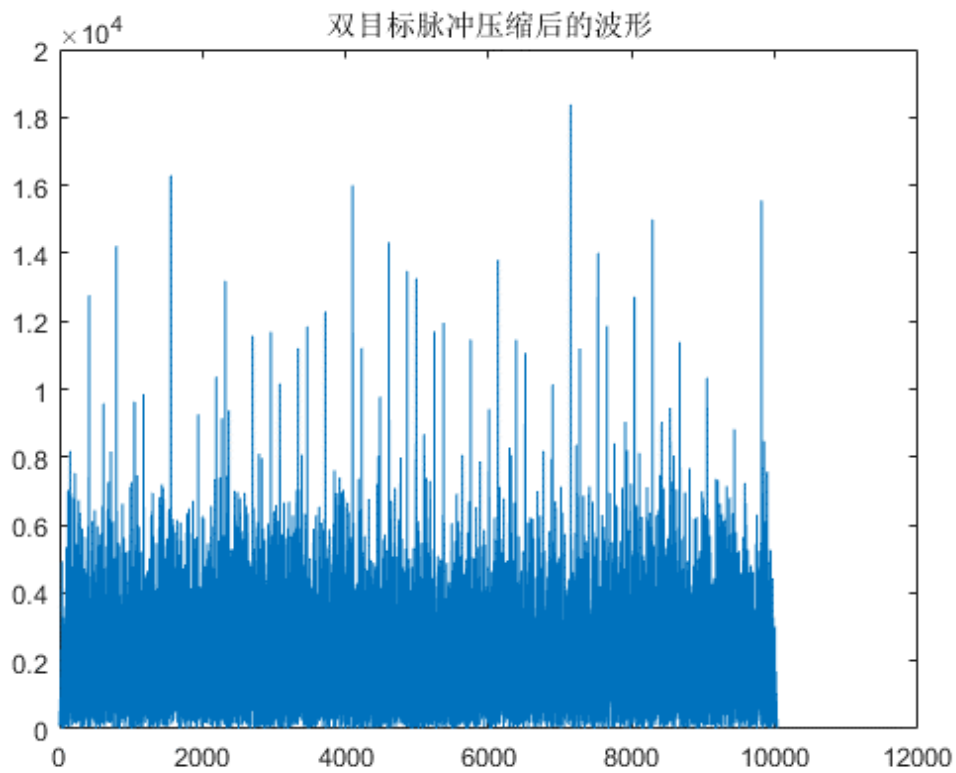
4.3.2 大目标旁瓣盖掩盖小目标

幅度(100, 10),速度(20, 20),距离(5000, 1200)

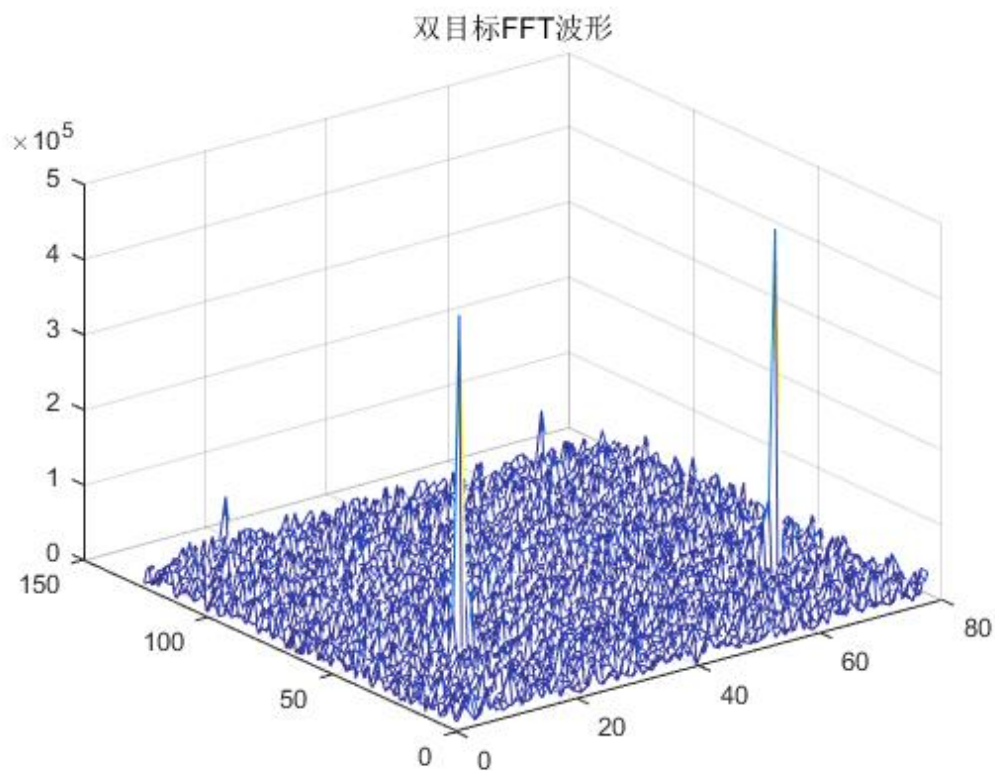
1) 单目标脉压



2) 双目标脉压



3) 双目标 FFT

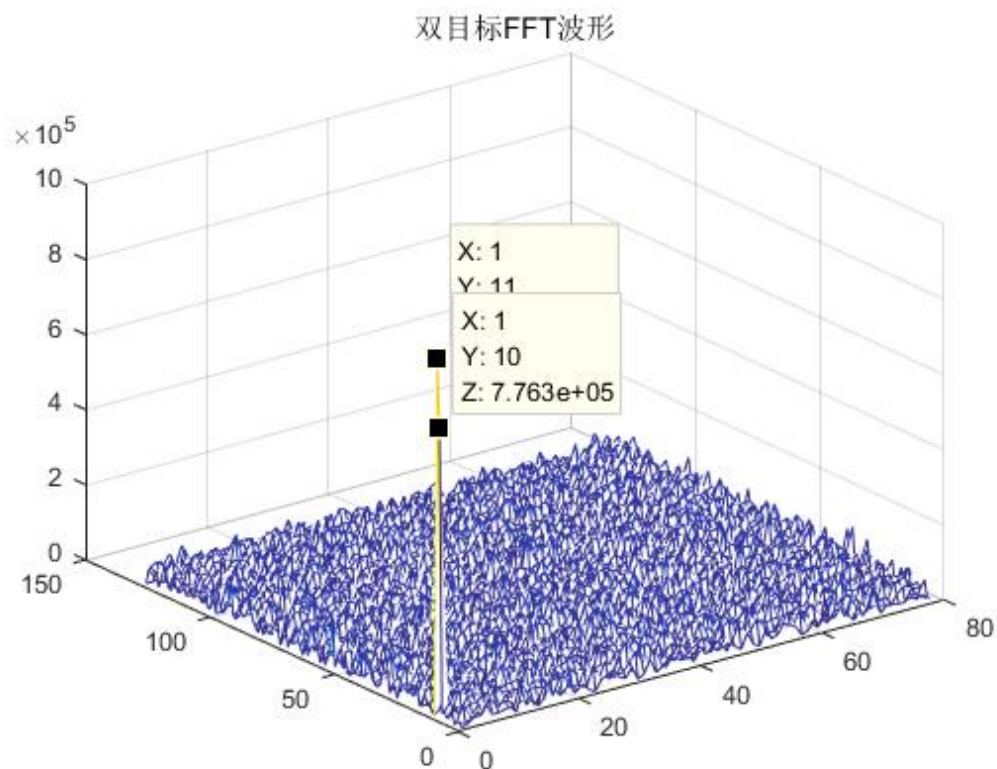


分析:

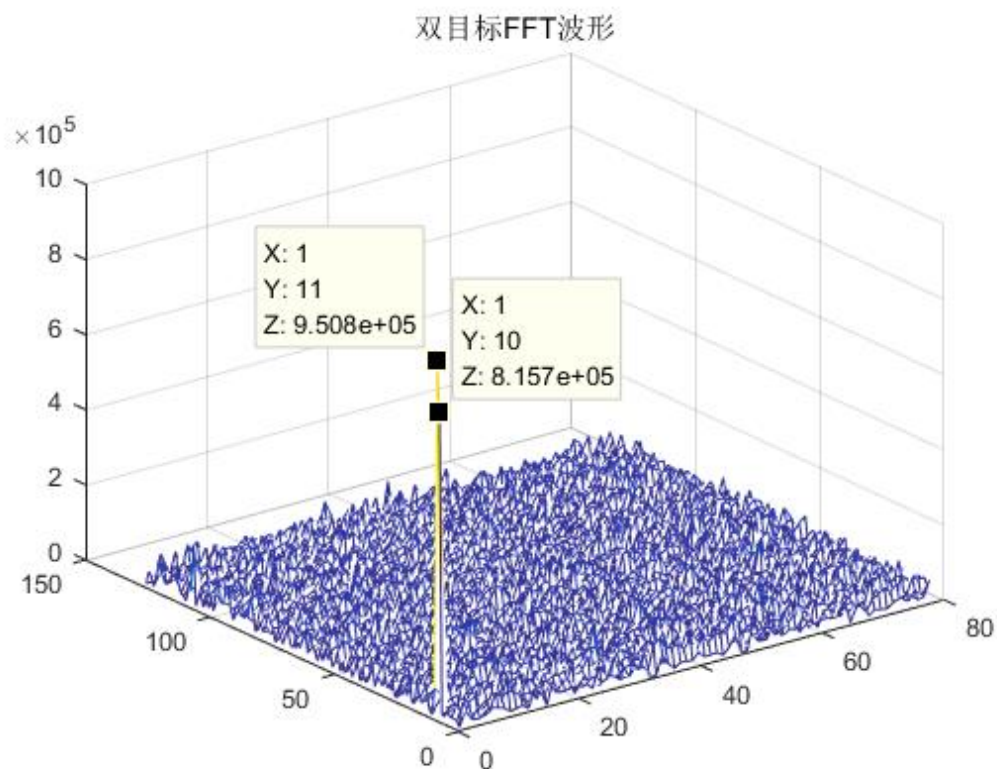
当检测的两目标幅度相差 10 倍，小目标被大目标的旁瓣掩盖，雷达将无法检测到小目标，对此问题的进一步讨论可见第五章 相关处理的旁瓣问题。

4.3.3 距离分辨

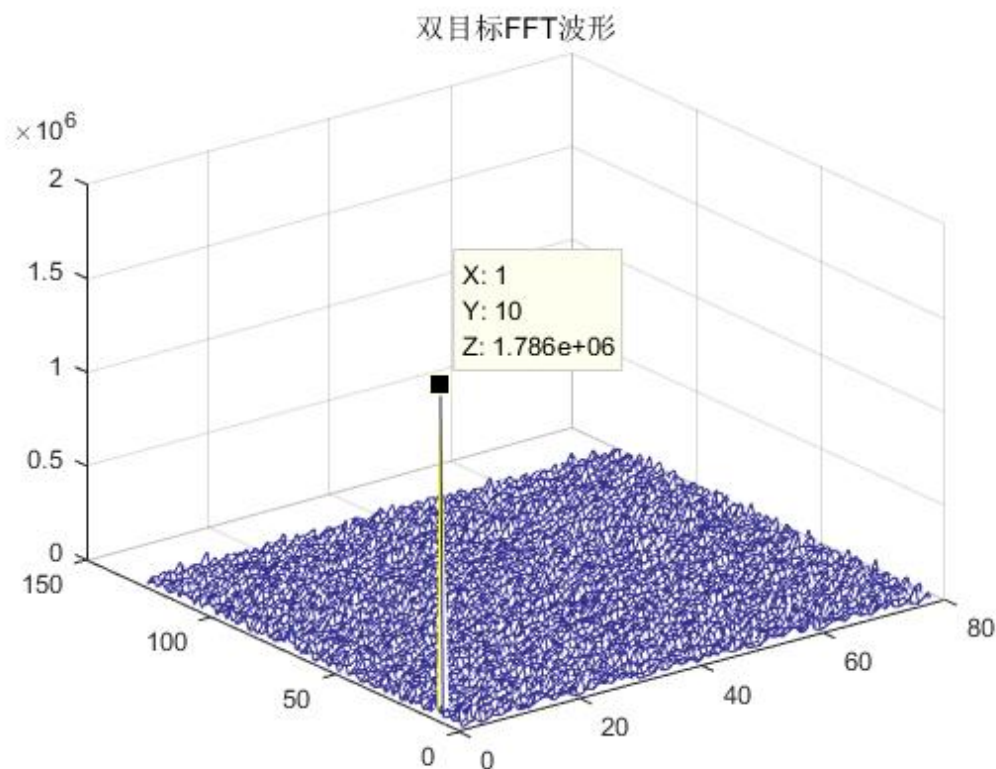
1) 幅度 (100, 80)，速度 (0, 0)，距离 (1651, 1500)，信噪比-10dB.



2) 幅度 (100, 80), 速度 (0, 0), 距离 (1650, 1500), 信噪比-10dB.



3) 幅度 (100, 80), 速度 (0, 0), 距离 (1649, 1500), 信噪比-10dB.



分析:

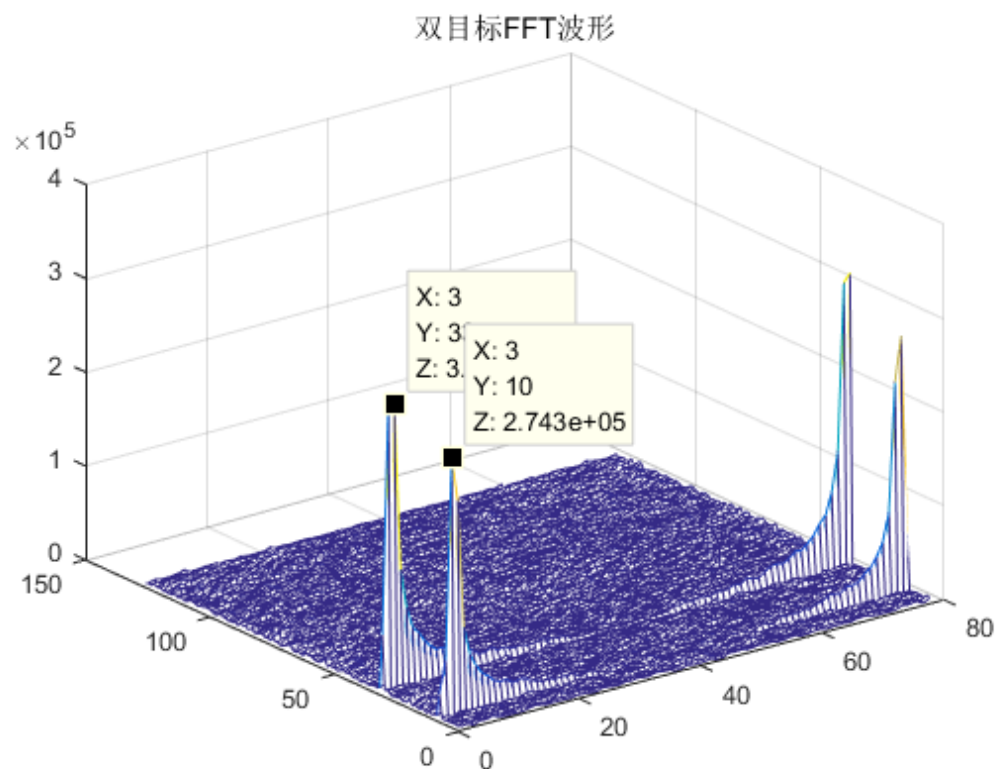
由伪随机相位编码连续波雷达的距离分辨公式:

$$d = \frac{CT_p}{2} = \frac{C}{2 \cdot f_m} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times 1 \times 10^6} = 150m$$

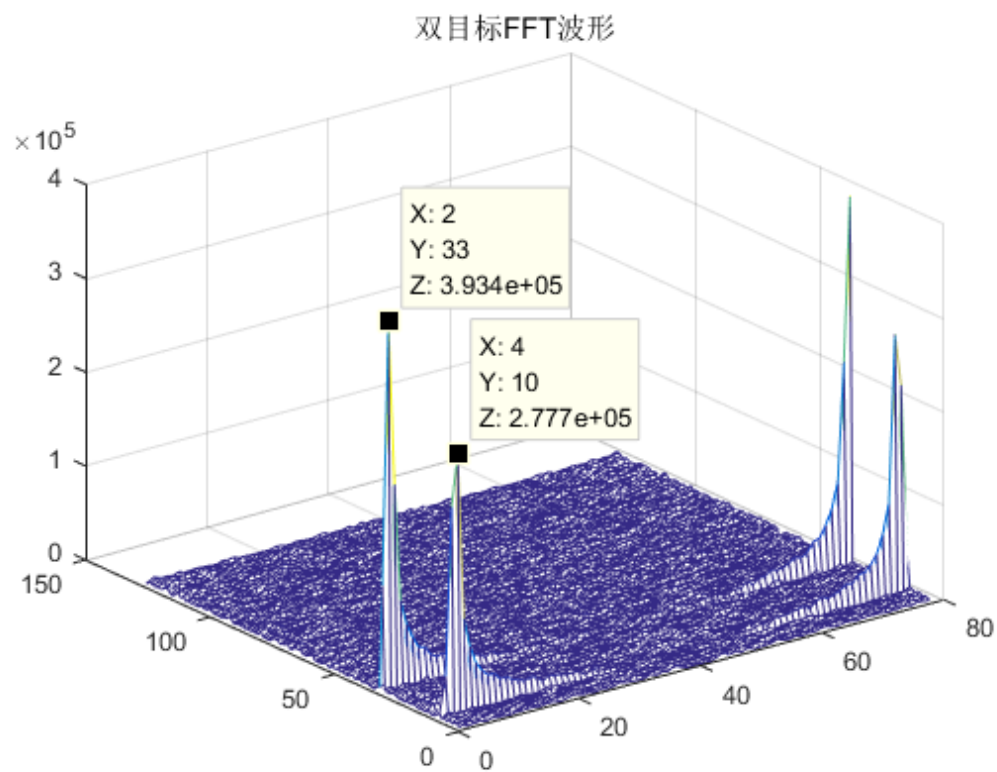
从而本次实验里雷达的距离最大分辨为 150m, 当两个目标之间的距离小于 150m 时, 从 FFT 的示意图上将无法分辨目标。

4.3.4 速度分辨

1) 幅度 (100, 80), 速度 (2.15, 3.6642), 距离 (5000, 1500), 信噪比 10dB



2) 幅度 (100, 80), 速度 (2.0, 3.8), 距离 (5000, 1500), 信噪比 10dB



分析:

由速度计算公式, 取间隔为一时, 最小可检测速度:

$$v = \frac{f_m}{mc \times N} \times \frac{c}{f_c} \div 2 = \frac{1 \times 10^6}{127 \times 78} \times \frac{3 \times 10^8}{10 \times 10^9} \div 2 = 1.5142 \text{ m/s}$$

由上图的仿真结果可以看出, 当两目标的速度之间的差距小于 1.5142m/s 时, 将无法区分两目标的速度。

五、仿真思考

5.1 相关处理的旁瓣问题

相位编码雷达中, 相关处理是最经典的信号处理方法, 但由于对应不同距离门的码子间一般情况下并不完全无关, 故在相关处理时存在信号旁瓣问题, 不同码子间互相干扰, 影响检测效果。

伪随机二相码雷达脉压长度为码子循环周期的整数倍, 充分利用了码子间的周期性来取得较好的相关处理效果, 其旁瓣仅在相同频率不同距离门上出现,

伪随机编码的优点众多, 如自相关性能好, 形式多样不易被破译等, 但它的脉压输出却并不是理想, 而是常伴有较高的距离旁瓣存在, 尤其是在多目标情况下, 大目标的旁瓣过高往往会造成小目标的主瓣被淹没, 使多目标探测的准确性受到严重阻碍, 从而可能造成严重的后果。因此, 降低伪随机编码脉冲压缩信号的距离旁瓣一直被广泛关注。

5.1.1 CLEAN 算法

基于 CLEAN 算法的原理, 对伪随机编码信号的脉冲压缩结果进行处理, 先采用内插法估计出的大目标的理想脉压输出, 再对大目标的实际脉压输出进行抵消, 达到抑制大目标的旁瓣, 让相邻小目标得到依次显现的效果, 从而使得临近多目标的脉压输出得到了较好的改善, 提高了多目标的检测能力。

内插法也叫求面积中心法, 即通过对回波脉冲进行脉冲压缩之后所获得的输出波形的主瓣求面积中心线位置, 从而使得目标的距离信息得以更准确的获取的这样一种距离信息估算法。与传统的在对距离波形进行分析时所采用的主瓣峰值

求取距离信息法相比较, 采用内插法所求得距离信息的误差更小。主瓣峰值法即通过获取主瓣的最大峰值所在的位置, 来估算目标的实际距离。

5.1.2 新型旁瓣抑制滤波器

对进入信号处理系统的回波, 采用传统的“脉压---FFT”方法进行处理(即先进行脉冲压缩, 脉压后将各距离门上的数据按时间顺序进行重排, 接着按距离门进行频谱分析), 可以检测出信号功率较大的目标, 而那些低于“脉压---FFT”处理后主旁比的小功率信号显然会淹没在各大功率信号的距离旁瓣中。为检测出这些小功率信号, 可利用已检测到的大功率信号的信息(多普勒频率, 距离门信息)对其旁瓣进行更有效的抑制。

以 m 序列为例进行说明, 设 m 序列的码字周期为 N 。根据多普勒频率构造旁瓣抑制滤波器的具体方法如下:

假设用上面传统“脉压---FFT”方法已初步检测出 K 个大目标信号, 其多普勒频率分别为 $f_1, f_2, \dots, f_i, \dots, f_k$, 对应码字为 $c_1, c_2, \dots, c_i, \dots, c_k$ 。下面说明对应第 m 个距离门的旁瓣抑制滤波器的设计方法。

根据检测到的第 i 个大目标信号的多普勒信息来构造信号包络:

$$y_i = \exp(i \cdot 2\pi f_i t)$$

对该包络以一定频率采样, 取其前 $1 \sim N$ 个数据 $y_{1,1-N} = (y_{i,1}, y_{i,2}, \dots, y_{i,N})$, 将其与该信号对应的码字 c_i 的前 N 位相乘, 得 $S_i = c_i \cdot y_{i,1-N}$ 。对检测到的所有 K 个信号分别进行上述处理, 可得 S_1, S_2, \dots, S_K , 同时取其第 m 个距离门对应码字的前 N 位构成 S_0 , 可构造如下矩阵:

$$S = [S_0 S_1 S_2 \dots S_K]^T$$

同时构造目标矢量 $g(m)$, 其中, 对应于第 m 个距离门的信号取 1, 其余为 0。只要 $K \leq N$, 即可求得 S 的伪逆, 由此可求得对应第 m 个距离门上距离旁瓣抑制滤波器的系数为:

$$w(m) = (S')^{-A} \cdot g$$

其中 $-A$ 表示求伪逆。

可在此基础上进行 Matlab 仿真。

5.1.3 FFT-IFFT 法去除大功率信号

FFT-IFFT 法去除大功率信号是基于这样的考虑：对其他信号的检测构成影响的旁瓣一般是由大功率信号产生的，只要该大功率信号被去除，则旁瓣也自然被去除，不会再对其它信号构成影响。其基本思想是首先检测出大功率信号，设法提取该大功率信号的信息，并将其在回波信号中消除，再进行相关处理即可检测到小功率信号。

FFT-IFFT 法是按照距离门顺序逐一计算进行的。设雷达要观察的距离门有 M 个。假设我们要观察的距离门为 τ ，将混频后得到的视频回波信号乘上要观察的距离门信息 $m(t - \tau)$ ，得：

$$c(\tau) = h'(t) \cdot m(t - \tau) = \left(\sum_{k=1}^K A_k m(t - d_k) \exp(i \cdot 2\pi f_{dk} (t - t_k)) \right) \cdot m(t - \tau)$$

将上式变换到频域，就可以很容易地检测出该距离门上可能存在的几个功率大的回波目标信号。在该距离门上将这几个功率大的回波目标信号的频谱分别用窗宽为 δ （可调）的矩形窗同时取出。对 $\tau = 1, 2, \dots, M$ 各距离门顺序作上述处理，然后将各距离门上取出的大功率信号全部相加，然后将它从原始的回波信号中去除，就可以得到剩下的小功率信号回波。然后再按距离门用 FFT 技术就可以检测出剩余的小功率信号回波。然后再按距离门用 FFT 技术就可以检测出剩余的小功率信号信息。

但一般情况下，由于 FFT 点数限制，信号从时域变换到频域时，大功率信号频率峰值所在范围仅包含了大功率信号的全部功率，而另一部分功率会分散整个频域的其他地方，所以上面方法不能很好地从原始的视频信号中去除。为解决这一问题，可在进行时频变换后加窗函数如 90dB 以上的切比雪夫窗，使大功率信号能量集中，再采用 IFFT 方法从原始的视频信号中去除大功率信号。此处所加窗的时域幅度值均为正，因此对二相码的正负不产生影响，可以不影响后续的相

关检测。

5.2 多普勒敏感问题

在相位编码连续波雷达中, 普遍存在着多普勒敏感的问题。

5.2.1 距离分辨力

伪随机相位编码连续波雷达的距离分辨力取决于伪随机二相码码元宽度。

$$d = \frac{CT_p}{2}$$

其中, C 为光速, T_p 伪随机二相码码元宽度。

5.2.2 多普勒容限

伪随机相位编码连续波雷达的多普勒容限取决于伪随机码码元的周期 $T_R = PT_p$ 。

$$f_{d\max} = \frac{1}{2PT_p}$$

其中, P 是伪随机二相码一个周期内的码元个数。

5.2.3 最大作用距离

伪随机相位编码连续波雷达的最大作用距离也取决于伪随机二相码的周期

$$T_R = PT_p。$$

$$R_{\max} = \frac{PT_p C}{2}$$

由上式可以看出伪随机相位编码连续波雷达中的多普勒容限参数选择与作用距离参数选择是相互制约的。为了获得大的多普勒容限, 假定伪随机二相码的码元宽度一定, 则就要求采用周期短的伪随机码系列即需减少 P 。但 P 的减小, 会使最大作用距离 R_{\max} 减小。反过来, 为了获得较大的作用距离 R_{\max} , 则就要求采用周期长的伪随机码系列即需增加 P , 但在 P 的增加, 会使多普勒容限减小。也就是说伪

随机相位编码连续波雷达存在着不能同时测定远距离目标和高速目标的困难。

六、实验体会

6.1 理论知识

在做信号处理分析的时候，除了需要用到《信号检测与估计》课程的内容，还大量涉及到了雷达的知识。伪随机相位编码雷达，在做 Matlab 仿真之前，自己几乎可以说是不熟悉，对伪随机码也不是十分了解。后来在自学 m 序列的时候，发现它还在《通信原理》这门课程中有所涉及。学科之间真的可以说是需要做到融会贯通。

在生成 m 序列之后，我又遇到了自相关的问题。本以为自相关可以直接用 Matlab 里的 `xcorr` 函数实现，但在运行之后，却发现单周期的 m 序列自相关的结果存在相当多的噪声，而此时我的噪声是没有加噪的，理论上应该得到平滑的直线。后来经过查阅资料，我发现 `xcorr` 函数实际上是先做了 FFT，然后再返回来求。所以后来写了一段代码：

```
msequence=repmat(m_127,1,N);  
%对生成的 127 位 m 序列进行周期延拓  
a=msequence(1:end) ;  
%生成矩阵空间  
b = m_127 ;  
c = zeros(500,1) ;  
for i = 1:500  
    c(i) = b*a(i:i+126)' ;  
end  
figure(1),plot(c/127);  
title('m 序列自相关');
```

来实现了 m 序列的自相关运算。

6.2 软件仿真

对于 Matlab 软件，自己不能说是完全不会，但的确不太熟练。虽然前期在做数学建模时，或多或少的用到了 Matlab 软件，但进行的编程大多是纯数学方面的，这是自己第一次涉及到比较复杂的信号处理编程。Matlab 中的运算以矩阵为基础，不存在真正意义上的连续信号，实际操作和理论上的直接分析还是有所不同。

在做主瓣大小与多普勒频率关系时，运用了插值法平滑了曲线。在做 m 序列的周期延拓时，也采用了 `repmat` 函数，这样生成矩阵更快。在 Matlab 中有很多函数早就定义好，直接调用非常方便，可以减少大量的编程。不过，正如在上文提到的自相关函数，如果直接用它来求 m 序列的自相关，就会出现错误。由此可见，对 Matlab 的函数调用离不开坚实的理论基础，也需要理解该函数的使用方法，不能简单地套用，不问过程，也不能不用函数，埋头自己编程。

6.3 资料使用

在完成仿真的过程中，还遇到了或多或少课本里没有涉及到的问题。在仿真时，我验证了伪随机相位编码连续波雷达的多普勒敏感特性，发现了大目标的旁瓣对小目标有很大的影响。为了进一步学习抑制大目标旁瓣，提高雷达性能的方法，我在网上找到了一系列的文献资料。其中有很多硕士论文给我带来了很多的帮助。其中有三篇论文都正好是在顾老师您的指导下完成的，读起来也令人倍感亲切。

在相关的文献资料中，提到了若干抑制相关处理的旁瓣问题的方法。他们总的思路都是用某种方法去除大目标的影响，在研究小目标。对此，我希望进行进一步的程序仿真。

参考文献

- 【1】 盛建锋. 相位编码雷达信号处理及其性能分析[D]. 南京:南京理工大学, 2004. 30-35
- 【2】 蒋润良. 相位编码雷达信号处理及其应用分析[D]. 南京:南京理工大学, 2003. 34-38
- 【3】 付耀先. 相位编码雷达信号处理及其性能分析[D]. 南京:南京理工大学, 2002. 23-26
- 【4】 李佳颖. 伪随机编码雷达信号处理研究[D]. 北京:北京理工大学, 2015. 45-49
- 【5】 张永胜. 伪码调相连续波雷达的性能与应用研究[D]. 南京:南京理工大学, 2004. 7-9

附录

```
%-----信号检测与估计作业-----
-----%

%-----仿真伪随机相位编码连续波雷达的信号处理-----
-----%

%-----913104210101-----
-----%

%-----陈璇-----
-----%

%-----指导老师：顾红-----
-----%

close all;
clear;
clc;

%% -----参数设定----- %%
n=7;
%级数
fm=1e6;
%码频为学号末两位（01），码频为 1MHz
mc=2^n-
1;
%
码长为 127
fc=10e9;
%雷达载频为 10GHz
snr=-
15;
%目标回波输入信噪比（-35dB~10dB）
```

```
V1=0;
%目标 1 速度可变 (0~1000m/s)
V2=0;
%目标 2 速度可变 (0~1000m/s)
c=3e8;
%光速
A0=1;
%发射信号的幅度
A1=10;
%目标 1 的幅度可变 (1~100)
A2=80;
%目标 2 的幅度可变 (1~100)
D1=2000;
%目标 1 的距离可变 (0~10000m)
D2=1500;
%目标 2 的距离可变 (0~10000m)
tr1=2*D1/c;
%雷达波从目标 1 回波的延时
tr2=2*D2/c;
%雷达波从目标 2 回波的延时
fd1=2*V1*fc/c;
%目标 1 的多普勒频偏
fd2=2*V2*fc/c;
%目标 2 的多普勒频偏
txg=10e-
3;
%
%相干积累总时宽
N=78;
%积累时间不大于 10ms,  $N \leq t/T = 78.74$ , 所以 N 取 78  $T = 1/f_m * 127$ ;
```

```

dfenbian=c/2/fm;
%距离分辨力, 此处计算结果为 150
fdrx=1/2/mc*fm;
%多普勒容限, 此处为 3937hz, 对应速度 60m/s
Rmax=N/fm*c/2;
%最大作用距离
vfebian=1*fm*c/fc/2/mc/N;
%速度分辨力为 1.5142m/s

%% ----- m 序列产生 ----- %%
m_127=zeros(1,2^n-
1);                                     %m 序列初始
化
choutou=
[fix(n/2)+1,n];                       %定
义反馈级联的抽头位置, fix 截尾取整
xishu(choutou)                         =
1;                                     %令反馈级联
抽头所在处为一
xishu=xishu';
%对系数转置
register=[0,1,0,1,0,1,0];
%定义寄存器初始状态, 不能全为零
for i=1:2^n-1
    m_127(1,i)                         =1-
2*register(n);                         % 输出第一个
点 (十进制)
    weishu                             =

```

```
mod(register*xishu,2); % 模 2
运算
```

```
    register(2:n) = register(1:n-1); % 第二位到最后位移运算
```

```
register(1)=weishu;
% 模二的结果赋给第一位
end
```

```
%% -----m 序列自相关----- %%
```

```
msequence=repmat(m_127,1,N);
```

```
%对生成的 127 位 m 序列进行周期延拓
```

```
a = msequence(1:end);
```

```
%生成矩阵空间
```

```
b = m_127 ;
```

```
c = zeros(500,1) ;
```

```
for i = 1:500
```

```
    c(i) = b*a(i:i+126)' ;
```

```
end
```

```
figure(1),plot(c/127);
```

```
title('m 序列自相关');
```

```
%% -----发射信号----- %%
```

```
fc1=2e6;
```

```
%为了画图的方便，此处将载频设为 2MHz
```

```
Fs=8e6;
```

```
%采样频率为 8MHz
```

```
mf=repmat(m_127,1,1);
```



```
mf=mf(1:4);
T=length(mf)*10e-6;
B=[];
for i=1:4
    if mf(i)==1
        BB=ones(1,80);
        B=[B,BB];
    else
        BB=-1*ones(1,80);
        B=[B,BB];
    end
end

Ts=1/Fs;
%抽样间隔
nn=T/Ts;
%时间序列长度
t=linspace(0,T,nn);
i=1:320;
f=cos(2*pi*fc*t);
sf=A0*B.*sin(2*pi*fc*t);
figure(8),subplot(3,1,1),plot(i,B);
subplot(3,1,2),plot(t,f);
subplot(3,1,3),plot(t,sf);

%% *****单目标***** %%

%% -----回波信号----- %%

n_delay1=fix(tr1*fm);
```

```

%延迟的码元个数, tr1 为雷达波从目标 1 回波的延时, fm 为码频
m_delay1=zeros(1,mc);
% m_delay 为回波的单周期 m 序列, 生成矩阵空间
m_delay1(1:n_delay1)=m_127(mc-
n_delay1+1:mc); %前几个是原 m 序列的后几个
m_delay1(n_delay1+1:mc)=m_127(1:mc-
n_delay1); %后几个是原 m 序列的前几个
mr1= repmat(m_delay1, 1, N);
%解调后 m 序列, 延迟 n_delay 个码元, 包含了目标距离信息
j1=1:mc*N;
%自变量
sr1=A1*mr1.*cos(2*pi*fd1*j1/fm);
%目标 1 的回波信号
sr1_snr=awgn(sr1, snr, 'measured');
%信噪比为 snr, awgn 指加性高斯白噪声
j11=1:mc;
sr11=A1*m_delay1.*cos(2*pi*fd1*j11/fm);
sr11_snr=awgn(sr11, snr, 'measured');
P_signal=A1*A1;
noise=sr1_snr-sr1;
E_noise=0;
for i=1:mc*N
    E_noise=E_noise+noise(i)*noise(i);
end
P_noise=E_noise/(mc*N)
%平均噪声功率
SNR1=10*log10(P_signal/P_noise)
%信道噪声验证

```

```

figure(9), plot(jl, sr1);

%% -----脉压----- %%
k1=flip1r(m_127);
my1=conv(sr1_snr, k1);
%脉冲压缩处理
signal=conv(sr1, k1);
noise=my1-signal;
E_signal=0;
for i=1:mc*N+126
    E_signal=E_signal+signal(i)*signal(i);
end
P_signal=E_signal/(mc*N+126)
% E_noise=0;
% for i=1:mc*N+126
%     E_noise=E_noise+noise(i)*noise(i);
% end
% P_noise=E_noise/(mc*N+126)
SNR2=10*log10(P_signal/P_noise)
my11=conv(sr11_snr, k1);
%my11=20*log10(my1);
figure(2), subplot(2, 1, 1), plot(abs(my1));
%绘制脉压后的波形
title('单目标多周期脉冲压缩后的波形');
subplot(2, 1, 2), plot(abs(my11))
title('单目标单周期脉冲压缩后的波形');
[maxa, adress]=max(my1);
for i=1:5
    y(i)=20*log10(my1(i+adress-3));

```

```
end
x=1:5
%时宽
xi=1:1/360:5;
yi=interp1(x,y,xi,'cubic');
figure(9),plot(x,y,'o',xi,yi);
title('时宽');
%% ----- -FFT----- %%
for r=1:N
    for h=1:mc
        cp1(h,r)=my1((r-1)*mc+h);
    end
end
cp1=cp1';
cp1=[cp1,zeros(78,1)];
cp1=cp1';
%figure(3),mesh(1:N,1:mc+1,cp1);
%距离门重排
%title('单目标 FFT 波形')
for h=1:mc+1
    r_fft1(h,:)=abs(fft(cp1(h,:)));
end
figure(3),mesh(1:N,1:mc+1,r_fft1);
%按距离门进行 FFT 输出
title('单目标 FFT 波形')

%求带宽
for i=1:78
    for j=1:128
```

```
m_hb1(128*(i-1)+j)=r_fft1(j,i);
end
end
%把 FFT 后的矩阵转换为一维数组
[max0,adress]=max(m_hb1);
%取出最大值的位置
for i=(adress-1):(adress+1);
y0(i-(adress-2))=m_hb1(i);
y1(i-(adress-2))=20*log10(y0(i-(adress-2)));
end
x1=1:1:3;
x1l=1:1/360:3;
y1l=interp1(x1,y1,x1l,'cubic');
%内插函数
figure(10);
plot(x1,y1,'o',x1l,y1l);
ylabel('幅度 (dB) ');
title('带宽');

figure(4);
v=0;
for i=0:1:60
    v=v+1;
    fd=2*v*fc/(3e8);
    mr= repmat(m_delay1,1,N);
    j=1:mc*N;
    y=cos(2*pi*fd/fm*j);
    sr=A1*mr.*y;
    sr_snr=awgn(sr,snr,'measured');
```

```

my=conv(sr_snr,k1);
for r=1:N
    for h=1:mc
        cpl(h,r)=my((r-1)*mc+h);
    end
end
cpl1=cpl';
cpl1=[cpl1,zeros(78,1)];
cpl1=cpl1';
for h=1:mc+1
    r_fft1(h,:)=abs(fft(cpl1(h,:)));
end
mesh(1:N,1:mc+1,r_fft1);
hold
on;
%按距离门进行 FFT 输出
end
box on;
title('单目标 FFT 波形')
%-----多普勒敏感现象-----
-----%

%% *****双目标***** %%
n_delay2=fix(tr2*fm);
%延迟的码元个数, tr2 为雷达波从目标 1 回波的延时, fm 为码频
m_delay2=zeros(1,mc);
%m_delay 为回波的单周期 m 序列, 生成矩阵空间
m_delay2(1:n_delay2)=m_127(mc-
n_delay2+1:mc);
%前几个是原 m 序列的后几

```

个

```
m_delay2(n_delay2+1:mc)=m_127(1:mc-
n_delay2);
```

%后几个是原 m 序列的前几个

```
mr2= repmat(m_delay2,1,N);
```

%解调后 m 序列，延迟 n_delay 个码元，包含了目标距离信息

```
j2=1:mc*N;
```

%自变量

```
sr2=A2*mr2.*cos(2*pi*fd2/fm*j2);
```

%目标 1 的回波信号

```
sr2_snr=awgn(sr2,snr,'measured');
```

%信噪比为 snr, awgn 指加性高斯白噪声

```
sr=sr1+sr2;
```

```
sr_snr=sr1_snr+sr2_snr;
```

```
%% -----脉压----- %%
```

```
k=fliplr(m_127);
```

```
my=conv(sr_snr,k);
```

%脉冲压缩处理

```
figure(5),plot(abs(my));
```

%绘制脉压后的波形

```
title('双目标脉冲压缩后的波形');
```

```
%% -----FFT----- %%
```

```
for r=1:N
```

```
    for h=1:mc
```

```
        cp(h,r)=my((r-1)*mc+h);
```

```
    end
```

```
end
```

```
cp=cp';
```

```
cp=[cp, zeros(78, 1)];
cp=cp';
%figure(6), mesh(1:N, 1:mc+1, cp);
%距离门重排
%title('双目标 FFT 波形')

for h=1:mc+1
    r_fft(h, :)=abs(fft(cp(h, :)));
end
figure(6), mesh(1:N, 1:mc+1, r_fft);
%按距离门进行 FFT 输出
title('双目标 FFT 波形')

%% ----- 主旁瓣比与多普勒频率 ----- %%
fdht=[0:500:4000];
zhuban=[0.5*9.845e5, 4.824e5, 4.69e5, 4.471e5, 4.172e5, 3.751e5, 3.409e5, 3.
2053e5, 3.092e5];
%pangban=[8300, 9769, 1.758e4, 2.489e4, 3.122e4, 3.63e4, 4.016e4, 4.333e4];
%此处不考虑旁瓣
%rate=zhuban./pangban;
zhuban=20*log10(zhuban);
xx=0:10:4000;
yy=interp1(fdht, zhuban, xx, 'cubic');
figure(7), plot(xx, yy, fdht, zhuban, '.');
title('主旁瓣比与多普勒频率的关系');
xlabel('多普勒频率 fd/Hz');
ylabel('主旁瓣比 R/dB');
```