

# 密集假目标产生与特征向量提取研究

赵瑞亮<sup>1\*</sup>, 吕建焯<sup>2</sup>, 陈 维<sup>1</sup>

<sup>1</sup>中国人民解放军93704部队, 北京

<sup>2</sup>中国人民解放军93159部队, 辽宁 大连

收稿日期: 2022年3月30日; 录用日期: 2022年4月19日; 发布日期: 2022年4月29日

## 摘 要

密集假目标是一种新型有源欺骗式干扰, 其因卓越的干扰效果在军事领域得到广泛应用。基于此, 对密集假目标的检测识别迅速成为雷达电子战领域研究的重点, 本文针对密集假目标产生机理, 阐述DRFM的工作原理及优缺点, 随后提出了一种将天线方向图函数与雷达方程相结合得到目标、干扰回波模型的方法, 并根据实际情况, 设置多组目标, 得到各目标归一化和差通道回波信号。

## 关键词

密集假目标, DRFM

# The Research of Dense decoy Target Generation and Feature Vector Extraction

Ruilang Zhao<sup>1\*</sup>, Jianye Lv<sup>2</sup>, Wei Chen<sup>1</sup>

<sup>1</sup>93704 Troops, PLA, Beijing

<sup>2</sup>93159 Troops, PLA, Dalian Liaoning

Received: Mar. 30<sup>th</sup>, 2022; accepted: Apr. 19<sup>th</sup>, 2022; published: Apr. 29<sup>th</sup>, 2022

## Abstract

Dense decoy target is a new type of active decoy jamming, which has been widely used in military field due to its excellent jamming effect. Based on this, the detection and recognition of dense false targets has quickly become the focus of research in the field of radar electronic warfare. In this paper, according to the generation mechanism of dense false targets, the working principle and advantages and disadvantages of DRFM are described, and then a method of combining antenna

\*第一作者。

pattern function with radar equation to obtain target and jamming echo model is proposed. According to the actual situation, multiple groups of targets are set to obtain normalized and differential channel echo signals of each target.

## Keywords

Dense Decoy Target, DRFM

Copyright © 2022 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

## 1. 引言

雷达在二战的防空、海战、空战中广泛使用,例如,用于警戒、炮火控制等,对雷达干扰技术的发展起到了促进作用。目前,雷达干扰技术主要包括遮盖性干扰和欺骗式干扰。遮盖性干扰主要有瞄准式干扰、阻塞式干扰、扫频式干扰等,欺骗式干扰主要有质心干扰、假目标干扰、拖引干扰等。1974年英国EMI电子公司的Chris Hayne首次提出数字射频存储(DRFM)欺骗干扰技术,该技术一经问世即被发达国家广泛采用,尤其是在电子战和军用雷达领域更加被广泛借鉴和应用。经调研可知,高密度假目标干扰正是来自于具备数字射频存储功能的机载有源干扰设备,DRFM设备可实时测量雷达探测信号载频、波形样式,并随机应答产生多个与目标时延、频移特性相近的假目标。通过进一步分析可知,现代雷达常用的频率捷变、MTI、MTD、旁瓣对消、旁瓣消隐、被动跟踪等经典抗干扰体制皆难以对该类干扰发挥作用,给雷达抗干扰提出了极大的挑战,然而目前关于抗DRFM干扰的文献并不多见,有的也仅仅是处于理论研究阶段,基于此,探究一种行之有效的抗干扰技术是保障地空导弹部队遂行作战任务的当务之急。

现阶段,DRFM可以产生常规欺骗干扰和密集假目标干扰两类有源欺骗干扰,常规有源欺骗干扰的对抗方法已被国内外专家学者广泛研究,但如何对抗密集假目标干扰仍然是现阶段的一个技术难点。抗密集假目标干扰主要从两个方面进行研究,一个是雷达回波信号与数据处理方面;另一个是雷达发射波形设计方面。信号与数据处理方面的抗干扰处理方法主要是根据目标回波与干扰信号之间的差异,对干扰回波进行处理,抑制干扰信号,从而识别捕获真实目标[1][2]。

本文研究的密集假目标是基于数字射频存储器(DRFM)产生的,想要建立目标干扰回波模型就必须了解DRFM产生假目标的工作原理,由于本文主要探究不同距离不同角度的密集假目标,因此,建立假目标模型后需要设置多个不同角度进行仿真,提取需要聚类的特征向量。对于特征向量的选取,必须结合不同角度假目标之间的差异性,选取具有代表性的特征值组合为特征向量。本章是全文的主体,只有建立正确的目标干扰回波模型,才能进行聚类分析,完成目标识别,从而实现本课题的研究意义。

## 2. DRFM工作原理

数字射频存储器是近年来新兴的一种雷达欺骗干扰技术,由英国EMI电子公司的Chris Hayne于1974年提出,它以超高速大规模集成电路为基础,干扰信号波形与被干扰雷达信号波形匹配,最小延迟量减小到10 ns~20 ns。DRFM不仅对宽带信号具有较强处理能力,而且还具有高保真存储能力。DRFM通过产生欺骗干扰信号和压制干扰信号对雷达实施干扰,且现代雷达常用的频率捷变、MTI、MTD、旁瓣对消、

旁瓣消隐、被动跟踪等经典抗干扰体制皆难以对DRFM产生的干扰产生作用。DRFM的结构组成如图1所示。

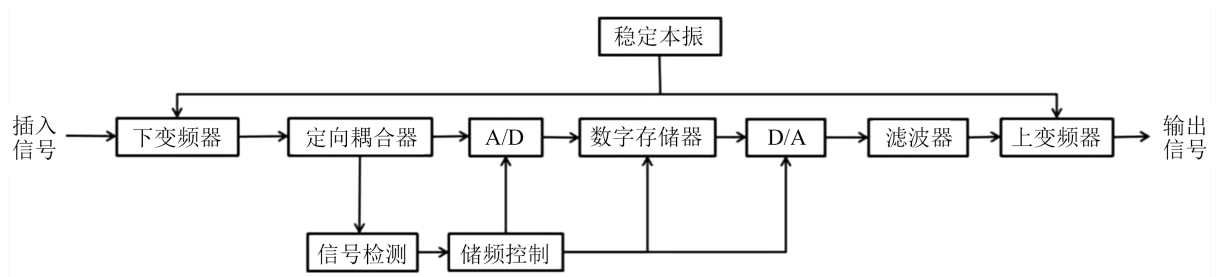


Figure 1. The structural representation of DRFM

图 1. DRFM 结构示意图

系统的工作原理为：首先，天线接收雷达辐射信号并测出工作频率，在本振的作用下使接收到的射频信号经过下变频器输出 DRFM 可以处理的中频信号，随后，在定向耦合器的作用下，分为两路：一路送给检波器检测信号的有无；一路经由储频控制电路控制的 A/D 变换器转换成数字信号并存入数字存储器。在转发信号时，储频控制电路控制数字存储器读出此信号，再送给由储频控制电路控制的 D/A 变换器转换为模拟信号，然后用与下变频相同的本振作上变频，得到射频输出信号，实现对敌方雷达的干扰 [3]。

与一般的储频器相比，数字射频存储器有下列优点：

- 1) 最小延迟时间短，大约为 10 ns~20 ns；
- 2) DRFM 存储的信号不会随着延迟时间的变化而失真，保真度较高；
- 3) DRFM 根据指令可存储和再现多个同时到达的信号，能存储和复制脉冲压缩信号和脉内相位调制的编码信号；
- 4) 对基准振荡器进行简单的频率偏移，就可以将多普勒频移加入到复制的信号中，从而实现速度欺骗干扰；
- 5) DRFM 既可以在相干干扰机中使用，也可以在某些情况下代替压控振荡器。

DRFM 量化信号的方法主要有幅度取样法和相位取样法。其中幅度取样主要包括单通道幅度取样和正交双通道幅度取样，前者结构简单，但对信号的采样频率较高，在带宽较宽时需要时间过长，很难实现，后者在瞬时带宽相同的情况下，只需要前者四分之一的采样频率，但其不足之处在于要求双通道的幅相特性一致以及需要采用正交双通道的上下变频。相位取样将 A/D 变换器用极性量化器替代，将 D/A 变换器用加权相加网络替代，在二者的作用下可以完成高频率采样，且具有较大的瞬时带宽，技术实现也较为简单，但是其输出信噪比较低。

数字射频存储器的存储方式有多种类型，其中最常用的有全脉冲存储方式，式样脉冲存储方式和循环脉冲存储方式三种。全脉冲存储方式就是存储脉冲信号的全部信息，根据需要读取信号进行输出。式样脉冲存储方式是只存储输入信号起始的一小段，然后对这一小段数据进行复制，构成完整信号。循环脉冲存储方式是对检测到的信号进行连续的采样和存储，在经过一段时间延迟后对存储器清零，在整个过程中雷达信号被完整的保存下来。

基于 DRFM 的干扰机系统可以通过调制存储的雷达信号的不同参数实施不同类型的干扰，典型的 DRFM 电子干扰包括距离欺骗干扰、角度欺骗干扰、速度欺骗干扰、密集假目标干扰等，本文研究的干扰主要是 DRFM 干扰机产生的不同角度不同距离的密集假目标干扰。

### 3. 目标、干扰回波模型

本文所研究的密集假目标是由一架专门携带 DRFM 设备的干扰飞机在遂行作战任务的飞机周围空域进行的护航干扰, 实质是距离假目标在不同角度上的体现, 因此雷达接收回波模型中应当存在空间维度, 以体现出在角度上的差异性, 从而方便进行特征向量的构建。本文采用单脉冲天线方向图与雷达方程结合的方式进行对目标、干扰信号的建模[4]。

设雷达发射功率为  $P_t$ , 发射天线增益为  $G_t$ , 则雷达在自由空间工作时, 与雷达距离为  $R$  处的功率密度为:

$$S_1 = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \quad (1)$$

雷达发射天线向自由空间辐射电磁波, 遇到目标后由于目标的散射特性向四周散射。目标的散射特性用  $\sigma$  来表示, 若不计电磁波在散射过程中的功率损耗, 则雷达接收天线接收到的散射回波功率密度可以表示为:

$$S_2 = \frac{P_t G_t \sigma}{4\pi R^2} \cdot \frac{1}{4\pi R^2} \quad (2)$$

假设接收天线的有效接收面积为  $A_r$ , 则雷达接收的回波功率为:

$$P_r = A_r S_2 = \frac{P_t G_t \sigma A_r}{(4\pi R^2)^2} \quad (3)$$

考虑到天线增益和有效面积之间存在如下关系:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda} \quad (4)$$

则将式(4)代入式(3)可得雷达接收回波功率为:

$$P_r = A_r S_2 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (5)$$

雷达在实际工作过程中, 由于空气等物质的影响, 电磁波在传递过程中会产生衰减损耗, 计入各种衰减损耗, 可以将雷达接收回波功率修正为:

$$P_r = A_r S_2 = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (6)$$

在雷达系统中, 雷达发射波形的选择很大程度上取决于雷达的任务和受干扰条件, 常用的发射波形有: 线性调频信号波形、相位编码信号波形、相参脉冲串信号波形、巴克码信号波形、M 序列码信号波形、步进调频信号波形等, 本文主要研究线性调频信号, 其波形表达式为:

$$s(t) = A \exp \left[ j2\pi \left( f_c t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \quad (7)$$

实质上, 式(7)是发射信号的电压函数, 单位为伏特(V), 根据电压与功率之间的关系  $P = U^2/R_0$  可以得到发射信号功率, 如式(8)所示, 其中  $R_0$  为发射信号通过的电阻。

$$P_t(t) = s^2(t)/R_0 \quad (8)$$

同理, 假设接收信号的电压函数为  $f(t)$ , 则接收回波信号功率为:

$$P_r(t) = f^2(t)/R_0 \quad (9)$$

将式(8)和式(9)带入式(6)中可以得到雷达接收回波电压函数为:

$$f^2(t) = \frac{s^2(t)G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (10)$$

化简可得:

$$f(t) = \sqrt{\frac{G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} s(t) \quad (11)$$

现代雷达工作模式一般为收发共用, 并考虑到要保证假目标信号与真实目标回波信号接收功率相等, 则  $G_t = G_r$ , 结合单脉冲天线方向图函数可以得到  $G_t = G_r = F(\theta, \varphi)$ , 将式(7)带入式(10)可以得到回波信号:

$$f(t) = A \sqrt{\frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} F(\theta, \varphi) \exp \left[ j2\pi \left( f_c t + \frac{\mu t^2}{2} \right) \right] \quad (12)$$

在一个重复周期内, 不同距离的目标回波到达时间不同, 从发射到接收所经历的时间为  $t_d = 2R/c$ , 则实际雷达接收到的目标回波可表示为:

$$f(t) = \sqrt{\frac{G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} s(t - t_d) \quad (13)$$

即

$$f(t) = A \sqrt{\frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} F(\theta, \varphi) \exp \left[ j2\pi \left( f_c (t - t_d) + \frac{\mu (t - t_d)^2}{2} \right) \right] \quad (14)$$

影响雷达接收信号的因素有很多, 包括接收机噪声影响, 杂波影响, 人为噪声影响等, 这些干扰随着回波信号一起被天线接收, 从而降低了对目标回波信号的发现概率, 使信号“淹没”在噪声里。由于杂波干扰需要特定的条件, 这里不对其进行过多阐述, 本文将雷达辐射信号的自由空间定义为理想空间, 不受地杂波、海杂波等影响, 主要考虑噪声因素。

噪声主要有电阻热噪声、天线热噪声和宇宙噪声等, 假设天线是理想的, 在接收机通带内可以将三种噪声近似看成高斯白噪声, 因此噪声的功率谱密度与频率无关, 且为常数[5], 即:

$$P_n(f) = \frac{n_0}{2} \quad (-\infty < f < \infty) \quad (15)$$

$$P_n(f) = n_0 \quad (0 < f < \infty) \quad (16)$$

式(15)表示双边功率谱密度, 式(16)表示单边功率谱密度, 将式(15)取傅里叶反变换, 可以得到白噪声的自相关函数, 即

$$R(\tau) = \frac{n_0}{2} \delta(\tau) \quad (17)$$

这表明, 白噪声仅在  $\tau = 0$  时刻相关, 而在任意  $\tau \neq 0$  时刻的随机变量均不相关。这里将白噪声用  $n(t)$  表示, 在平均功率为 0 dBW 时, 噪声分布如图 2 所示。

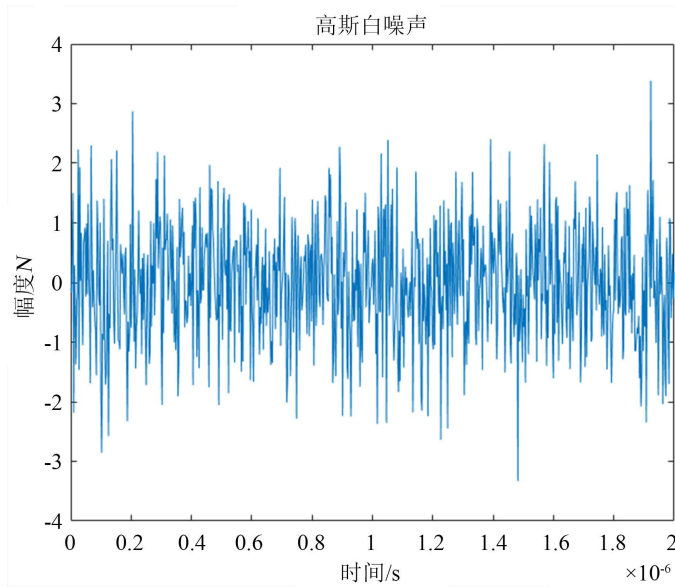


Figure 2. The distribution of white Gaussian noise  
图 2. 高斯白噪声分布

雷达接收信号电压函数为:

$$f(t) = A \sqrt{\frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} F(\theta, \varphi) \exp \left[ j2\pi \left( f_c (t - t_d) + \frac{\mu (t - t_d)^2}{2} \right) \right] + n(t) \quad (18)$$

其中,  $A$  为发射信号幅度,  $\lambda$  为信号波长,  $\sigma$  为目标散射截面积,  $R$  为目标与雷达之间距离,  $L$  为信号传播过程中的各种损耗,  $f_c$  为中心频率,  $\mu$  为调频斜率,  $t_d$  为回波延迟时间。

#### 4. 特征向量构建与仿真

单脉冲雷达为三通道雷达, 分别为和通道, 方位差通道, 俯仰差通道, 以和信号为相位基准, 差信号与其比较后在和差比较器输出端输出角误差信号, 经过计算可以得到来袭目标的角度信息, 在相位检波器的作用下将角误差信号转换为直流误差信号, 进而控制天线的转动。本课题仅利用接收回波信号的角度信息来完成真实目标鉴别, 因此和信号、方位差信号、俯仰差信号可以作为特征向量进行仿真, 但为了保证仿真结果的准确性, 利用和信号对和差信号进行归一化处理, 最终可得到本课题使用的特征向量。

假设  $\bar{a}_{1i}$  为和信号,  $\bar{a}_{2i}$  为方位差信号,  $\bar{a}_{3i}$  为俯仰差信号, 则特征向量矩阵为

$$\bar{T} = [\bar{a}_{1i}, \bar{a}_{2i}, \bar{a}_{3i}], i = 1, 2, \dots, n \quad (19)$$

归一化特征向量矩阵为

$$\bar{T} = [\bar{a}_{1i}/\bar{a}_{1i}, \bar{a}_{2i}/\bar{a}_{1i}, \bar{a}_{3i}/\bar{a}_{1i}] = [1, \bar{a}_{2i}/\bar{a}_{1i}, \bar{a}_{3i}/\bar{a}_{1i}] \quad (20)$$

式(14)为一个喇叭天线接收信号表达式, 整个系统利用四个喇叭天线完成回波信号接收, 将四路信号经过和差通道处理后, 可以得到下式的和差信号。

和信号:

$$f_{\Sigma}(t) = A \sqrt{\frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} F_{\Sigma}(\theta, \varphi) \exp \left[ j2\pi \left( f_c (t - t_d) + \frac{\mu (t - t_d)^2}{2} \right) \right] + n(t) \quad (21)$$

方位差信号:

$$f_{\Delta\theta}(t) = A \sqrt{\frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} F_{\Delta\theta}(\theta, \varphi) \exp \left[ j2\pi \left( f_c(t-t_d) + \frac{\mu(t-t_d)^2}{2} \right) \right] + n(t) \quad (22)$$

俯仰差信号:

$$f_{\Delta\varphi}(t) = A \sqrt{\frac{\lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 L}} F_{\Delta\varphi}(\theta, \varphi) \exp \left[ j2\pi \left( f_c(t-t_d) + \frac{\mu(t-t_d)^2}{2} \right) \right] + n(t) \quad (23)$$

现假设线性调频信号脉冲宽度为  $2 \mu\text{s}$ , 波长  $\lambda$  为  $5 \text{ cm}$ , 载频为  $6 \text{ GHz}$ , 中频频率  $f_c$  为  $0$ , 带宽  $B$  为  $10 \text{ MHz}$ , 采样频率  $f_s$  为  $400 \text{ MHz}$ , 调频斜率  $\mu$  为  $5 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ , 幅度修正值  $A$  为  $10^{1.5}$ , 噪声强度为  $-114 \text{ dB}$ , 天线损耗  $L$  为  $10 \text{ dB}$ , 目标散射截面积  $\sigma$  为  $2 \text{ m}^2$ , 以等信号轴所指方向为基准, 方位角和俯仰角分别为目标和雷达连线与等信号轴在方位和俯仰上的偏角, 可以得到方位角和俯仰角均为  $0^\circ$ , 目标距离  $60 \text{ km}$  时和通道回波信号波形(图 3)及频谱(图 4)。

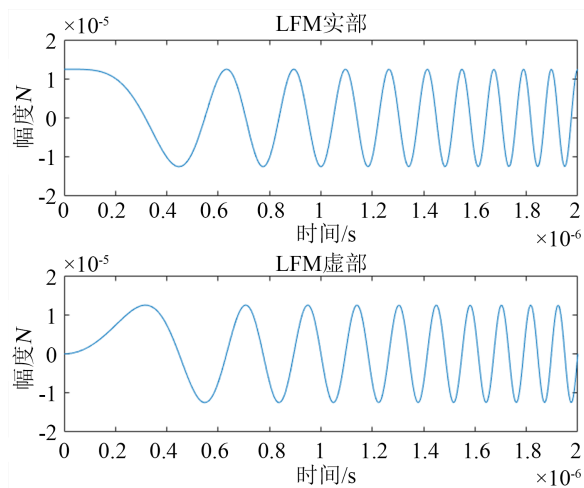


Figure 3. The time domain diagram of chirp signal

图 3. 线性调频信号时域图

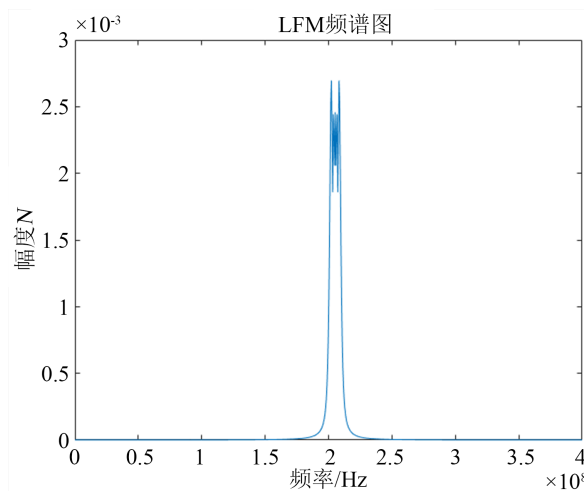


Figure 4. The spectrogram of chirp signal

图 4. 线性调频信号频谱图

信噪比是衡量回波信号能否被接收分辨的一项重要参数，它反映了信号在噪声中的可检测程度，因此，在进行信号处理的过程中保持信噪比符合要求是必不可少的。为了确保信号不被噪声“淹没”，信噪比一般选取 5~20 dB，基于此，设定高斯白噪声强度为-114 dB，则在脉冲宽度范围内，噪声如图 5 所示，带噪声的和通道回波信号波形如图 6 所示。

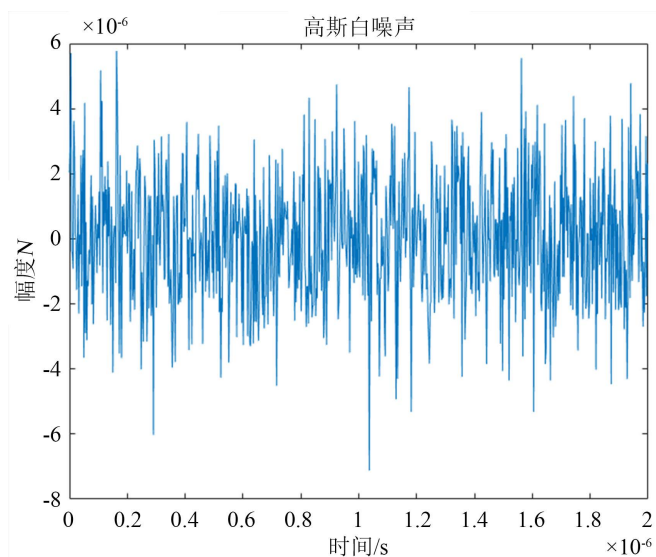


Figure 5. Noise audio gram

图 5. 噪声波形图

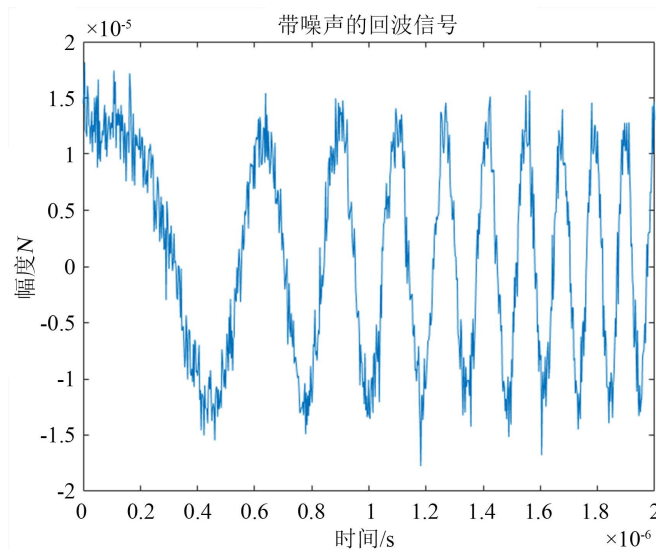


Figure 6. The signal waveform with noise

图 6. 带噪声的信号波形

为减弱噪声对信号判决的影响，使接收系统可以很好地对接收到的信号进行分析判断，需将接收信号通过匹配滤波器，抑制接收机噪声，提高信噪比，突出有用成分。

和通道回波信号的匹配滤波器传递函数为：

$$h(t) = s^*(-t) \quad (24)$$



将和通道回波信号通过匹配滤波器后输出如式(19)所示，噪声抑制效果如图 7 所示。

$$y(t) = f_{\Sigma}(t) * h(t) \tag{25}$$

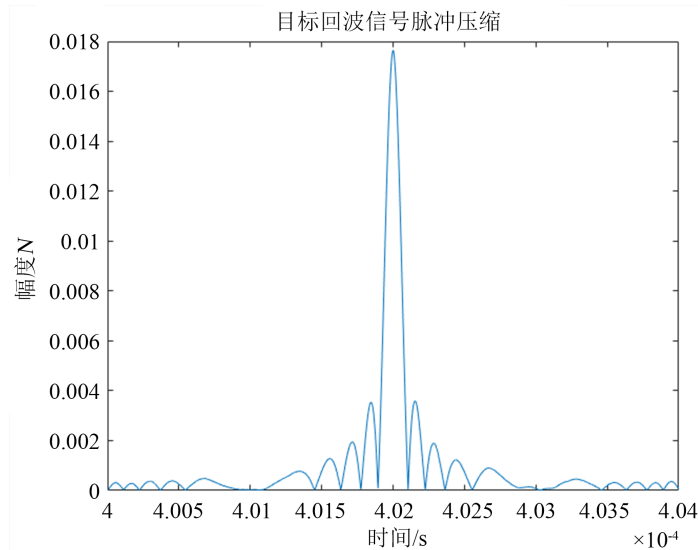


Figure 7. The output of  $\Sigma$  channel signal matched filter)  
图 7. 和通道信号匹配滤波输出

对比图 7 和图 6 可以看出，进行匹配滤波之后，噪声得到了很好地抑制，信号幅度具有一定的提高，图 7 中的极值点为信号强度最大即信噪比最大的点，此时信号的检测概率最高，因此，将极值点时间坐标带入式(21)、式(22)、式(23)匹配滤波后的表达式中可以得到该目标的和差信号。

根据假目标的产生特点可以得到，真实目标单独出现，假目标连续出现，因此设置 4 个方向的 10 个目标，各目标方位角、俯仰角和斜距如表 1 所示。

Table 1. The incoming direction of objectives  
表 1. 各目标的来袭方向

目标类别	方位角	俯仰角	斜距(km)
目标 0	0°	0°	60
目标 1	0.1°	0.1°	70
目标 2	0.1°	0.1°	80
目标 3	0.1°	0.1°	90
目标 4	0.3°	0.3°	70
目标 5	0.3°	0.3°	80
目标 6	0.3°	0.3°	90
目标 7	0.6°	0.6°	70
目标 8	0.6°	0.6°	80
目标 9	0.6°	0.6°	90

其中目标 0 为真实目标，目标 1~9 为假目标，将角度和斜距带入式(21)可以得到各目标和通道信号电压函数。

雷达信号的发射和接收均是在一个驻留周期内完成, 本课题假设一个驻留周期为 2 ms, 在驻留周期内, 各目标和通道回波信号如图 8 所示, 和通道回波信号匹配滤波后如图 9 所示。

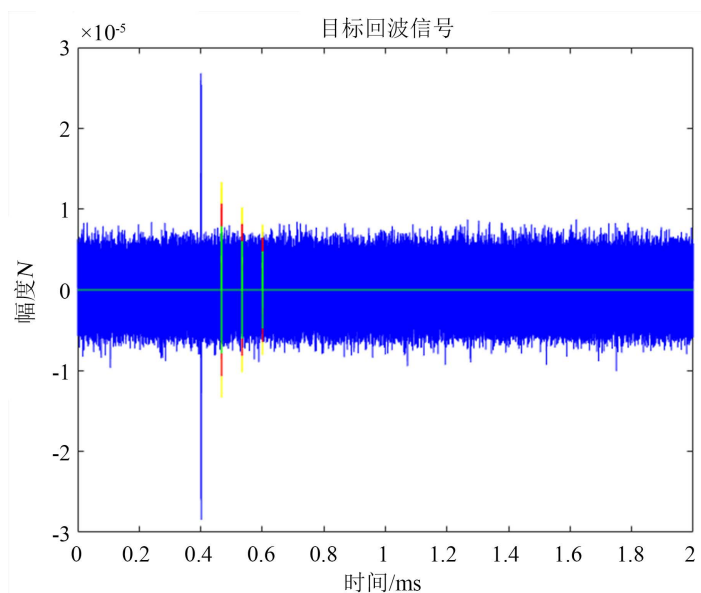


Figure 8. The echo signal of  $\Sigma$ channel  
图 8. 和通道回波信号

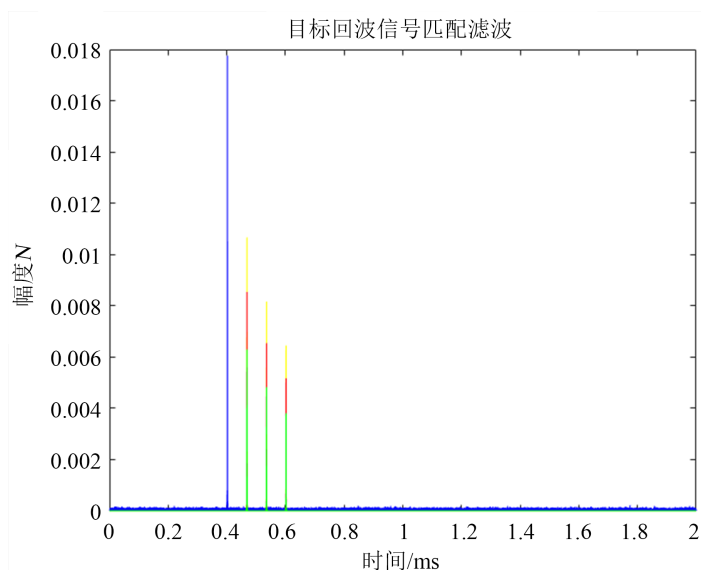


Figure 9. The matched filtering of  $\Sigma$ channelecho signal  
图 9. 和通道回波信号匹配滤波

图中, 蓝色回波代表目标 0, 黄色回波代表目标 1、2、3, 红色回波代表目标 4、5、6, 绿色回波代表目标 7、8、9。

将表 2 中各目标极值点坐标、角度及斜距带入式(21)、式(22)、式(23)匹配滤波后的表达式中可以得到各目标和通道、方位差通道、俯仰差通道回波信号幅度, 再利用和通道对三个通道进行归一化处理, 可以得到目标的三维特征向量, 如表 3 所示。

**Table 2.** The time coordinate of extreme point**表 2.** 极值点时间坐标

目标类别	时间坐标(ms)
目标 0	0.4019975
目标 1	0.4686650
目标 2	0.5353300
目标 3	0.6019975
目标 4	0.4686650
目标 5	0.5353300
目标 6	0.6019975
目标 7	0.4686650
目标 8	0.5353300
目标 9	0.6019975

**Table 3.** The 3D eigenvector**表 3.** 三维特征向量

目标类别	和通道	方位差通道	俯仰差通道
目标 0	1	-0.075087357	-0.075087357
目标 1	1	0.016106371	0.016106371
目标 2	1	0.068350192	0.068350192
目标 3	1	0.113275259	0.113275259
目标 4	1	0.173988394	0.173988394
目标 5	1	0.219439189	0.219439189
目标 6	1	0.258375305	0.258375305
目标 7	1	0.413532357	0.413532357
目标 8	1	0.449976984	0.449976984
目标 9	1	0.480763985	0.480763985

## 5. 小结

本文介绍了DRFM干扰机的产生假目标的工作原理、施放干扰的类型以及其具有的特点等，所针对的干扰类型是密集假目标干扰，随后，将雷达方程与天线方向图函数相结合，并考虑电压与功率的关系，得到雷达回波信号的电压函数，最后对各目标回波信号进行匹配滤波，提取极值点，返回和差通道回波信号表达式得到和差信息，再经过归一化后得到三维特征向量。

## 参考文献

- [1] 李迎春, 王国宏, 孙殿星, 关成斌. 基于主被动雷达数据融合的抗密集假目标干扰技术[J]. 信号处理, 2008(8): 12-17.
- [2] 周畅, 汤子跃, 朱振波. 基于旁瓣匿影的抗密集假目标干扰研究[J]. 雷达科学与技术, 2013, 11(6): 599-604, 610.
- [3] 张永顺, 童宁宁, 赵国庆. 雷达电子战原理[M]. 第2版. 北京: 国防工业出版社, 2010.
- [4] 丁鹭飞, 耿富录, 陈建春. 雷达原理[M]. 第5版. 北京: 电子工业出版社, 2014.
- [5] 钱程. 雷达信号建模与仿真[D]: [硕士学位论文]. 南京: 南京大学, 2012.