

抗间歇采样转发干扰的波形设计方法

周 畅* 汤子跃 朱振波 张袁鹏

(空军预警学院 武汉 430019)

摘 要: 间歇采样转发干扰是一种先进的密集假目标干扰技术, 该技术基于“欠采样”原理对雷达信号进行低速率间歇采样处理, 具有干扰快速响应、抗捷变能力强等优点, 能够使雷达无法检测真实目标, 甚至使信号处理系统过载。该文针对间歇采样转发干扰样式, 基于模糊函数理论, 首先设计了一种抑制该干扰的特殊雷达工作波形, 即“稀疏多普勒敏感波形”, 这种波形通过破坏干扰信号多普勒频率上的输出连续性实现对干扰信号的抑制; 然后, 基于该波形在时域上的等间隔副瓣特性, 提出一种时域上的“滑窗抽取检测”方法, 在抗干扰的同时实现目标检测; 最后, 理论分析和仿真实验验证了该设计波形的干扰抑制有效性, 以及“滑窗抽取检测”方法在干扰背景下的良好目标检测性能。

关键词: 雷达抗干扰; 间歇采样转发干扰; 稀疏多普勒敏感波形; 滑窗抽取检测; 等间隔副瓣

中图分类号: TN972

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)09-2198-08

DOI: 10.11999/JEIT171236

Anti-interrupted Sampling Repeater Jamming Waveform Design Method

ZHOU Chang TANG Ziyue ZHU Zhenbo ZHANG Yuanpeng

(Air Force Early Warning Academy, Wuhan, 430019, China)

Abstract: Interrupted Sampling Repeater Jamming (ISRJ) is an advanced intensive false-target jamming with the advantages of fast interference response, anti-agile ability and so on. The radar signal is intermittently sampled with low-rate based on the principle of the under-sampling method, so that the radar can not detect the real targets and the jamming may overload the signal processing system. This article mainly focuses on the Interrupted Sampling Repeater Jamming. A sensitive Doppler sparse waveform is designed based on the ambiguity function theory to suppress the interference, which destroys the continuity of the interference signal output on different Doppler and suppresses the output of the intensive interference. Based on the analysis of the equivalent interval sidelobe, a method of sliding window extraction detection is proposed to achieve effective target detection while anti-jamming. Theoretical analysis and simulation experiments demonstrate the effectiveness of the interference suppression and the target detection performance in the interference.

Key words: Radar anti-jamming; Interrupted Sampling Repeater Jamming (ISRJ); Sparse Doppler sensitive waveform; Sliding window extraction detection; Equivalent interval sidelobe

1 引言

脉冲转发式欺骗干扰是一种典型的对抗相参体制雷达的相干干扰。随着数字射频存储(Digital Radio Frequency Memory, DRFM)技术的发展与应用, 快速、完整、高保真的雷达全脉冲转发式干扰已能够工程实现, 但该干扰的缺陷在于假目标之间至少距离一个脉冲宽度, 无法形成密集假目标。

针对该问题, 大量新型干扰技术被研究出来并已经应用在国内、外的典型装备中, 如间歇采样转发干扰^[1](Interrupted Sampling Repeater Jamming, ISRJ)、灵巧噪声干扰和频谱弥散^[2](SMeared SPectrum, SMSP)干扰等, 但以灵巧噪声干扰和SMSP为代表的干扰需完整侦测雷达发射信号后才能施放, 因此在雷达发射参数捷变(频率捷变、波形参数编码捷变等)时可能无法掩盖干扰机本身和突前飞机目标; 而间歇采样转发干扰对雷达参数捷变有着很强的适应性。

为了有效进行抗干扰, 常规雷达主要通过比较进入雷达接收机的干扰信号与真实目标回波之间的差异来进行抑制^[3,4], 但是抗干扰性能有限; 若能

收稿日期: 2017-12-28; 改回日期: 2018-05-22; 网络出版: 2018-07-12

*通信作者: 周畅 zc_radar@sohu.com

基金项目: 国家自然科学基金(51309232)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (51309232)

够借鉴认知雷达^[5]的思想, 在感知环境的基础上, 利用接收信号逆向评估干扰效果实时优化发射波形设计, 就可能减少进入雷达的干扰信号, 提高雷达发射自由度利用率。

总结现有文献, 雷达发射波形优化设计的总体思路是: 在具体的复杂探测场景下, 首先确定需要满足的目标函数(最大信噪比准则、最低副瓣准则、最低相关性准则等), 然后在一定的约束(恒模约束、能量约束、时宽限制等)下, 通过优化算法求得最优波形^[6-15]。其中, 基于理想模糊图逼近的波形设计方法是当前该方向的一个研究热点和难点^[16-18], 受发射波形自由度的限制, 大量波形设计方法往往只针对某一距离-多普勒区域进行模糊图逼近优化。而间歇采样转发干扰基于“欠采样”原理对雷达信号进行低速率间歇采样处理, 等效为大量不同多普勒移频目标回波经匹配滤波后输出的加权合成^[1], 现有波形设计方法在抑制大量多普勒移频干扰方面还是空白, 因此本文主要针对该问题进行深入研究。

本文首先分析了间歇采样转发干扰“欠采样”实现密集假目标串的干扰机理和特点, 总结LFM信号与随机相位编码信号的干扰效果差异, 设计了一种稀疏多普勒敏感波形, 该波形能够破坏间歇采样转发干扰在多普勒域上输出的连续性, 使其难以形成密集的假目标干扰; 然后, 通过分析该干扰信号在模糊图上的等间隔副瓣特性, 提出了一种基于该波形的抗干扰应用的“滑窗抽取检测”方法; 最后, 仿真结果表明该方法能够准确检测和识别主假目标与真实目标。

2 间歇采样转发干扰信号模型及特点

不失一般性, 设雷达采用线性调频信号(Linear Frequency Modulated, LFM)信号^[19], 表达式为

$$r(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \exp\left[j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2\right)\right] \quad (1)$$

其中, $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & -1/2 \leq t \leq 1/2 \\ 0, & t > 1/2 \text{ 或 } t < -1/2 \end{cases}$, T 表示脉冲长度, f_0 表示信号载频, $k = B/T$ 表示调频率, B 表示信号带宽。

考虑间歇采样转发干扰模型(其它间歇采样干扰样式均在此基本模型下组合使用), 该干扰既可以用于收发共用天线、分时工作的体制, 也可以用于收发天线隔离、同时工作的场合^[1]。如图1所示, 其中 T_s 为干扰采样周期, T_r 为转发干扰子脉冲宽度, 干扰占比 $\tau = T_r/T_s$ 。

雷达发射脉冲信号持续时间 $0 \leq t \leq T$, 则干

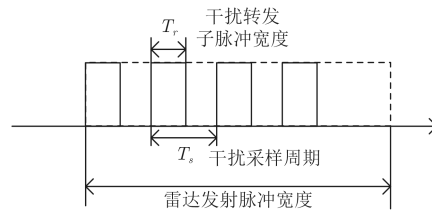


图1 干扰周期采样信号示意图

扰采样脉冲串信号可以写成

$$x(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t - T_r/2 - mT_s}{T_r}\right) \quad (2)$$

综上, 干扰信号形式为 $J(t) = x(t)r(t)$, 根据文献[1]中的结论, 对雷达信号间歇采样后的信号频谱为

$$X_j(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n X(f - nJ_s) \quad (3)$$

式中, $X_j(f)$ 和 $X(f)$ 分别表示干扰信号和原LFM信号的傅里叶变换, a_n 为各项系数, $J_s = 1/T_s$ 。可以看出, 该干扰可以等效为多个不同多普勒信号的叠加; 同时, 每个多普勒信号都是 J_s 的整数倍。

3 稀疏多普勒敏感波形设计方法

模糊函数是描述设计波形距离和多普勒分辨率最直观的方法。图2给出了LFM信号和设计的稀疏多普勒敏感波形受干扰示意图, 左边给出了LFM信号的模糊图, 由于在多普勒上是连续的, 间歇采样转发干扰的周期多普勒输出就能够形成密集的转发干扰; 右图给出稀疏多普勒敏感波形的示意图, 若该波形只对设定的多普勒敏感, 而对其它的多普勒不敏感, 这样经过多个多普勒移频输出后响应较小, 能够暴露出主假目标, 主假目标对于特定区域的目标具有信标作用; 同时由多假目标的区域遮盖变成单一主假目标, 大大降低了后续处理难度。

借鉴文献[20]在恒模条件下对高多普勒容忍性波形的设计算法, 给出 N 维编码信号为 $\{x(n)\}_{n=1}^N$, 多普勒量化位数为 P , 则经过不同的多普勒频偏后得到 N 维编码信号序列集为 $\{x_1(n) = x(n)\}_{n=1}^N$, $\{x_2(n) = x(n) e^{j(2\pi/N)n}\}_{n=1}^N, \dots, \{x_P(n) = x(n) e^{j(2\pi/N)(P-1)n}\}_{n=1}^N$ 。

关注的自相关副瓣范围为 $[-(K-1), K-1]$, 其中 K 为正整数, 显然 $K \leq N$, 定义矩阵:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2 \cdots \mathbf{X}_P]_{(N+K-1) \times KP} \quad (4)$$

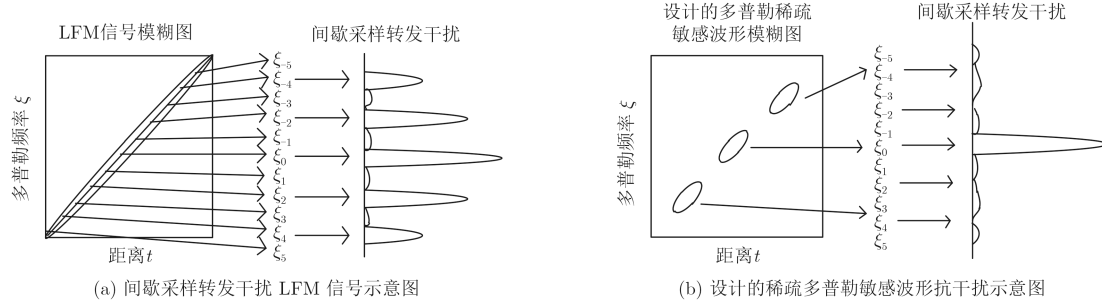


图2 LFM信号和设计的稀疏多普勒敏感波形抗干扰示意图

其中,

$$\mathbf{X}_m = \begin{bmatrix} x_m(1) & \cdots & 0 \\ x_m(2) & & \vdots \\ \vdots & & x_m(1) \\ x_m(N) & \cdots & x_m(2) \\ \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & x_m(N) \end{bmatrix}_{(N+K-1) \times K}$$

为了保证信号对动目标的检测能力,通常设计的波形具有较大的多普勒容忍度,如LFM信号的“斜刀刃形”模糊图;因此,一般文献^[20]中要求设计波形在相同的多普勒频率下具有理想的自相关函数,同时不同的多普勒序列之间也具有较好的互相关函数。但是,在本文中,要抑制波形对未选定的多普勒 ξ_k 输出,而对选定的多普勒 ξ_p 输出较大,同时需要控制输出峰值的位置 $q \in [-(N-1), -(N-2), \dots, N-1]$,可以得到

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{X}_m^H \mathbf{X}_m &= N \mathbf{I}_K \\ \mathbf{X}_m^H \mathbf{X}_n &= N \mathbf{J}_{m-n} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{J}_{m-n}$ 表示移位矩阵,表达式为

$$\mathbf{J}_r(l, h) = \begin{cases} 1, & r = p, l - h = q \\ 0, & r = p, l - h \neq q \\ 0, & r \neq p \end{cases} \quad (l, h) \in \{1, 2, \dots, K\}^2 \quad (6)$$

且有 $\mathbf{J}_{-r} = \mathbf{J}_r^T$,为了保证模糊图的形状满足要求,则 $\mathbf{X}^H \mathbf{X} = \mathbf{R}_{KP \times KP}$ 。其中,

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_K & \mathbf{J}_1 & \mathbf{J}_2 & \cdots & \mathbf{J}_{P-1} \\ \mathbf{J}_{-1} & \mathbf{I}_K & \mathbf{J}_1 & & \mathbf{J}_{P-2} \\ \mathbf{J}_{-2} & \mathbf{J}_{-1} & & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & & \mathbf{J}_1 \\ \mathbf{J}_{-P+1} & \cdots & \cdots & \mathbf{J}_{-1} & \mathbf{I}_K \end{bmatrix} \quad (7)$$

因此,满足式(7)的多普勒约束的低副瓣优化准则可以表示为

$$\min_{\{x(n)\}} \|\mathbf{X}^H \mathbf{X} - N \mathbf{R}\|^2 \quad (8)$$

显然,构造的矩阵 $\mathbf{R}$ 为Hermite矩阵,可以进行对角分解 $\mathbf{R} = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$,其中, $\mathbf{V}$ 为酉矩阵,

$\mathbf{\Sigma}$ 为对角矩阵,当矩阵 $\mathbf{R}$ 不是正定矩阵时,利用对角加载技术,在 $\mathbf{R}$ 的对角分量上加一个固定量使其保持正定,令 $\mathbf{R}_d = \mathbf{R} + \alpha \mathbf{I}$,用 $\mathbf{R}_d$ 代替 $\mathbf{R}$,其中 $\mathbf{R}_d = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}_d \mathbf{V}^H$,将其代入式(8)中可以得到等效表示式(9)中的最小问题。

$$\left. \begin{aligned} \min_{\mathbf{X}, \mathbf{U}} & \left\| \mathbf{X} - \sqrt{N} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma}_d^{1/2} \mathbf{V}^H \right\|^2 \\ \text{s.t. } & |x(n)| = 1, \mathbf{R}_d = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}_d \mathbf{V}^H, \mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

采用迭代算法进行求解,具体步骤如下:

步骤1 对于固定的 $\mathbf{X}$ 和 $\mathbf{U}$, $\mathbf{U} = \mathbf{U}_2 \mathbf{U}_1^H$,其中 $\mathbf{U}_1$ 和 $\mathbf{U}_2$ 表示 $\mathbf{X} \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}_d^{-1/2}$ 的特征值分解,即 $\mathbf{X} \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}_d^{-1/2} = \mathbf{U}_2 \mathbf{\Sigma} \mathbf{U}_1^H$;

步骤2 对于固定的 $\mathbf{U}$,最小化准则可以表示为

$$\begin{aligned} & \left\| \mathbf{X} - \sqrt{N} \mathbf{U} \mathbf{\Sigma}_d^{-1/2} \mathbf{V}^H \right\|^2 \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^{KP} |\mu_{nl} x(n) - f_{nl}|^2 \\ &= c - 2 \sum_{n=1}^N \text{Re} \left[\left(\sum_{l=1}^{KP} \mu_{nl}^* f_{nl} \right) x^*(n) \right] \end{aligned} \quad (10)$$

其中, c 表示与变量无关的常数, $[\mu_{n1}, \mu_{n2}, \dots, \mu_{n,KP}] =$

$$\left[1 \cdots 1 \underbrace{e^{j2\pi \frac{n}{N}} \cdots e^{j2\pi \frac{n}{N}}}_K \cdots \underbrace{e^{j2\pi \frac{n(P-1)}{N}} \cdots e^{j2\pi \frac{n(P-1)}{N}}}_K \right]_{1 \times KP}$$

f_{nl} 表示 $\mathbf{U} \mathbf{\Sigma}_d^{-1/2} \mathbf{V}^H$ 中与 $\{\mu_{nl}\}$ 对应位置相同的元素。

因此设计的恒模波形相位为

$$\begin{aligned} \text{angle}(x(n)) &= \text{angle} \left(\sum_{l=1}^{KP} \mu_{nl}^* f_{nl} \right), \\ n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $\text{angle}(\cdot)$ 表示复数的相位。

4 抽取聚类判别算法

由第3节中分析,根据模糊图的体积不变性,若该模糊图在某些多普勒频率上输出比较小,那么模糊图中的能量必然扩散到其它的距离-多普勒单

元。给出离散模糊函数的定义, $\{x(n)\}_{n=1}^N$ 表示具体的离散编码信号, 令 $h(m) = x^*(-m)$, $-N \leq m \leq -1$, 则

$$\chi_d(n, \xi_k) = \sum_m x(m) h(n-m) \exp(j\xi_k m), \quad -N+1 \leq n \leq N-1 \quad (12)$$

其中, $\chi_d(n, \xi_k)$ 表示模糊图单元, ξ_k 表示回波信号的多普勒频率, $\xi_k = k \cdot 2\pi/N$, $-N \leq k \leq N$ 。若信号只对多普勒 ξ_p , $-N \leq p \leq N$ 敏感, 同时在该多普勒频率上距离单元 q 处存在峰值, 而对其它的多普勒频率不敏感, 则对应的模糊图切面 $\sum_m x(m) h(q-m) \exp(j\xi_p m)$, $1 \leq m \leq N$ 存在极大值, 可以认为 $x(m) \exp(j\xi_p m)$ 和 $h^*(q-m)$ 对于所有的 m 都具有一定的相似性, 根据前面定义 $h(m) = x^*(-m)$, 可以得到

$$\begin{aligned} \sum_m x(m) h(n-m) \exp(j\xi_k m) \\ = \sum_m x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \end{aligned} \quad (13)$$

由 $x(m) \exp(j\xi_p m)$ 和 $h^*(q-m)$ 具有一定的相似性, 可知 $x(m) \exp(j\xi_p m)$ 和 $x(m-q)$ 也具有一定的相似性, 为了便于推导, 在恒模约束下, 为定量分析设计波形模糊图的性质, 最极端情况下是满足 $x(m) \exp(j\xi_p m) = x(m-q)$ 的条件。

式(13)仅在 $m \geq n$ 上才有意义, 根据模糊函数的对称性, 仅讨论 $n \geq 0$ 时模糊函数的性质; 同时, 为便于讨论, 令 $m = i + lq$, $n = j + rq$, 其中 $1 \leq i < q$, $1 \leq j < q$, $0 \leq l \leq \lceil N/q \rceil - 1$, $0 \leq r \leq \lceil N/q \rceil - 1$, $\lceil \cdot \rceil$ 表示上取整, 这种表示方法就能够遍历所有的 m 和 n , 结合 $x(m) \exp(j\xi_p m) = x(m-q)$ 的等式关系, 重新给出模糊函数的表达式:

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^N x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \\ = \sum_{m=n+1}^N x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \\ = \sum_{l=r}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l \right] \sum_{i=j+1}^q x(i) x^*(i-j) \\ \cdot \exp \left[j\xi_p \frac{r(rq - q - 2i + 2j)}{2} \right] \exp(j\xi_k i) \\ + \sum_{l=r+1}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l \right] \sum_{i=1}^j x(i) x^*(i-j+q) \\ \cdot \exp \left[j\xi_p \frac{-2(i-j)(r+1) + (r+1)(r-2)q}{2} \right] \\ \cdot \exp(j\xi_k i) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\text{由式(14)可以看出, } \sum_{l=r}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l \right]$$

和 $\sum_{l=r+1}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l \right]$ 在满足 $pn - kq = zN$ 的 (n, ξ_k) 上取得极大值, 其中 z 为整数, 其它 $\chi_d(n, \xi_k) = 0$ 。

但是, 满足 $pn - kq = zN$ 的 (n, ξ_k) 仅仅可能取得极大值, 具体情况还可进一步讨论:

(1) 讨论当 $k = p$, 即 $\xi_k = \xi_p$ 时信号在时域上的周期性: 当 $k = p$ 时, 代入 $pn - kq = zN$ 中有 $n = q + zN/p$, 为方便讨论, 通过参数的设置, 完全能够实现 zN/p 是 q 的整数倍, 代入式(14)中可得

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^N x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \\ = \sum_{l=r}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l \right] \\ \cdot \sum_{i=1}^q \exp \left[j\xi_p \frac{r(rq - q - 2i)}{2} \right] \exp(j\xi_p i) \\ = \sum_{l=r}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l \right] \\ \cdot \exp[j\pi z(1-q)] \end{aligned} \quad (15)$$

由式(15)可以得到, 该信号在时域上存在等间隔的副瓣。

(2) 讨论当 $k = z_1 p$, z_1 为整数, 即 $\xi_k = \xi_{z_1 p}$ (ξ_p 为设计中选定的多普勒) 时的周期性: 当 $n = q$ ($j = 0, r = 1$) 时

$$\begin{aligned} \sum_{m=1}^N x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \\ = \sum_{m=n+1}^N x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \\ = \sum_{l=r}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l \right] \\ \cdot \sum_{i=1}^q \exp \left[-j \frac{2\pi}{N} (p-k) i \right] \end{aligned} \quad (16)$$

显然, 在 $k = p$, 即 $\xi_k = \xi_p$ 时信号输出最大, 也证明了信号在 $n = q$ ($j = 0, r = 1$) 上取得极大值 (结合 $pn - kq = zN$ 的条件), 而当 $n = z_1 \cdot q$ ($j = 0, r = z_1$), z_1 为整数时,

$$\begin{aligned}
& \sum_{m=1}^N x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \\
&= \sum_{m=n+1}^N x(m) x^*(m-n) \exp(j\xi_k m) \\
&= \exp\left(-j\xi_p \frac{z_1(z_1 q - q)}{2}\right) \\
&\quad \cdot \sum_{l=r}^{\lceil N/q \rceil - 1} \exp\left[-j \frac{2\pi}{N} (pn - kq) l\right] \\
&\quad \cdot \sum_{i=1}^q \exp\left[-j \frac{2\pi}{N} (pz_1 - k) i\right] \quad (17)
\end{aligned}$$

显然, 在满足 $k = z_1 p$, 即 $\xi_k = \xi_{z_1 p}$ 的时候式(17)能够取得最大。即当多普勒 ξ_k 序号 k 为预设多普勒 ξ_p 序号 z_1 (整数) 倍时, 其输出也会存在峰值, 且位移同样偏离 z_1 (整数) 倍。

综上所述, 该波形的模糊函数在设定的多普勒频率上具有等间隔的副瓣, 由式(14)可以看出, 其副瓣间隔为 N/p ; 且在选定多普勒的整数倍上也存在峰值输出。这种等间隔的副瓣是由于抗干扰的需求产生的, 但是影响了目标的检测。为了正确检测目标和抗干扰, 本文提出了一种滑窗抽取检测算法, 如图3所示, 具体步骤如下:

步骤1 对接收后的信号在距离维上进行平均单元恒虚警检测(Constant False Alarm Rate Detection, CFAR)检测(1次检测);

步骤2 从第1个距离单元开始, 按照 $M \times N/p$ 的范围设置窗口宽度, 以 N/p 的间隔抽取检测点;

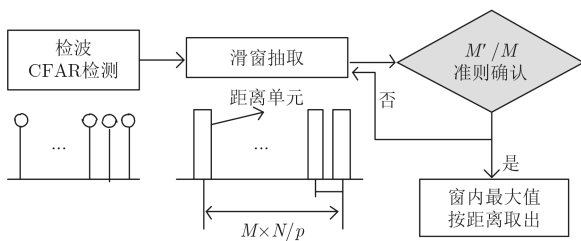
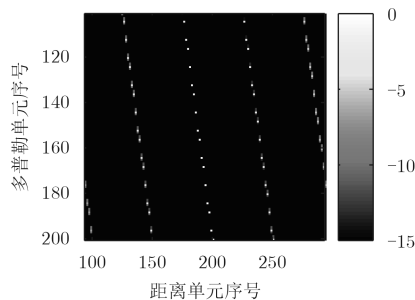
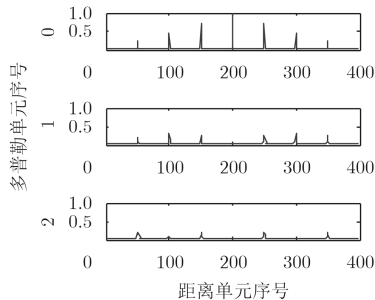


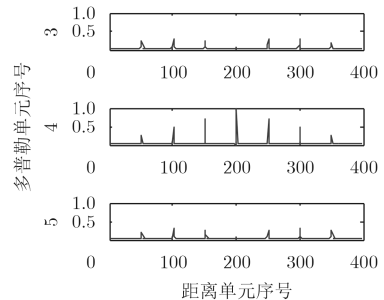
图3 抽取聚类的检测流程图



(a) 本文设计波形的模糊图



(b) 序号为0-2的模糊图多普勒切面



(c) 序号为3-5的模糊图多普勒切面

图4 稀疏多普勒敏感波形的模糊图

步骤3 若抽取的检测点能够满足 M'/M 的要求(即在 M 个抽取点中, 存在 M' 个点超过1次检测门限即判定为有目标), 则从这 M 个检测点中选择幅度最大的输出, 并记录该最大值点的位置(2次滑窗检测); 若未满足, 直接进入步骤4;

步骤4 滑动至下一个距离单元, 重复步骤2和步骤3, 直到在整个距离上滑窗结束。

与常规雷达的滑窗检测方法相比, 本文的滑窗抽取检测方法有3点不同:

- (1) 1次检测和2次滑窗检测都在距离维上进行;
- (2) 滑窗时对窗内数据需要进行抽取, 抽取的间隔取决于所设计信号的副瓣间隔;
- (3) 滑窗抽取检测在满足设定的检测规则时, 需要记录窗内最大值位置并输出。

5 仿真实验

按照采样点数 $N = 200$ 设计编码信号波形, 多普勒量化位数 $N = 200$, 设计选定多普勒 $\xi_p = \frac{2\pi}{N} p$ 的稀疏多普勒信号, 当 $p = 4$, $q = 1$ 时设计波形模糊图如图4所示, 给出间歇采样转发干扰的干扰参数如表1所示。

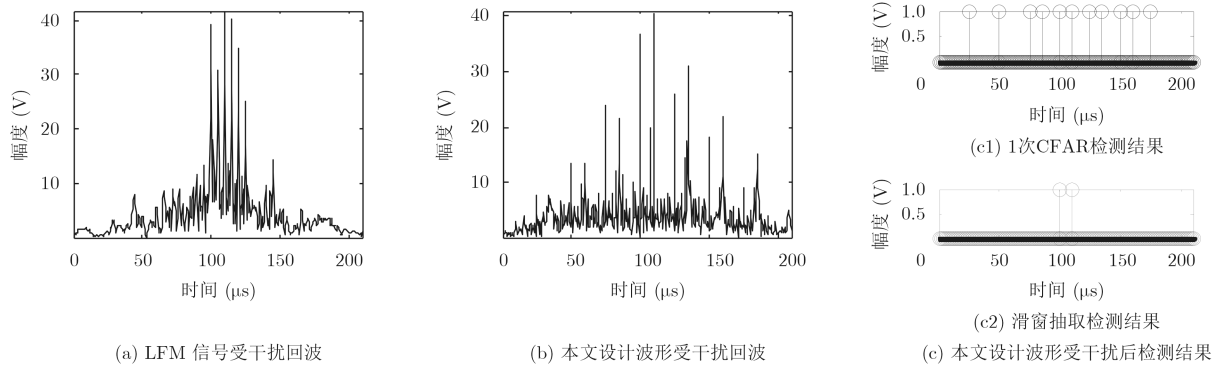
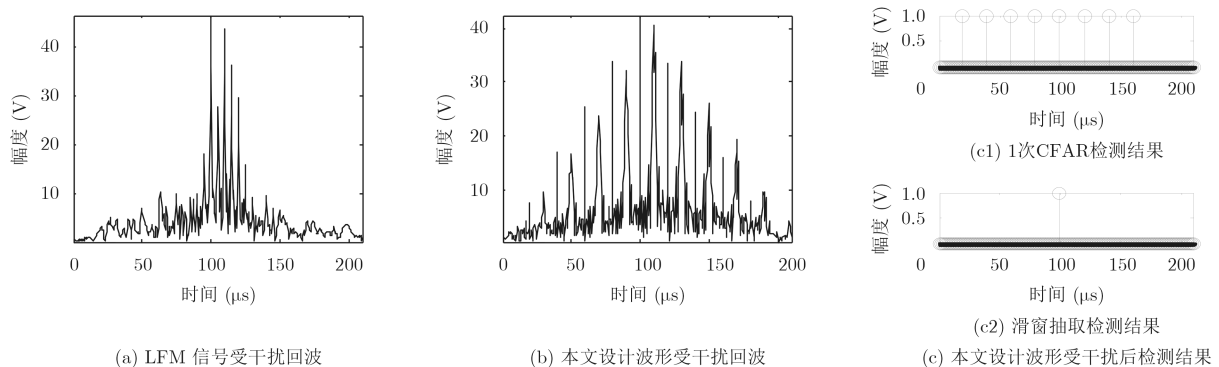
表1 仿真实验参数

参数	实验值	参数	实验值
脉冲宽度 T	100 μs	信号带宽 B	1 MHz
干扰采样周期 T_i	20 μs	占空比	0.2
采样频率 f_s	2 MHz	采样点数	200

可以看出, 设计波形的模糊图在距离和多普勒上都具有一定的周期性, 与第4节中分析一致。当多普勒序号 k 为 p 的整数倍时具有较大输出, 而其它的多普勒频率输出比较小, 符合文中的稀疏多普勒敏感的要求。

仿真1 干扰和目标同时存在时该波形的抗干扰效果

图5和图6给出了在干扰和目标同时存在的条件下(目标位于100 μs 处, 干扰与目标距离10 μs), 雷

图5 LFM信号与本文设计信号受干扰结果($p=4$, $JNR=11$ dB, $p'_f = 10^{-3}$, 4/7准则)图6 LFM信号与本文设计信号受干扰结果($p=5$, $JNR=11$ dB, $p'_f = 10^{-3}$, 4/7准则)

达分别发射LFM和本文设计的稀疏多普勒波形两种情况下的脉压输出结果, 目标场景类似于干扰机为掩护自身回波而发射干扰的情景; 其中JNR表示间歇采样转发干扰经过脉冲压缩后的峰值干噪比, p'_f 表示1次检测虚警概率。

由干扰参数可得干扰采样周期 $J_s = 2\pi \cdot 0.05$ MHz/ 2 MHz $= 2\pi \cdot 5/200$, 等效多普勒序号 $p' = 5$ 。当发射 $p = 4$ 的设计波形时, 干扰的多普勒序列(p' 的整数)正好与发射信号的敏感多普勒序列(p 的整数)互质, 因此经过匹配滤波后仅对零多普勒的干扰信号有输出, 且峰值输出呈现周期性, 副瓣之间的间隔为 N/p , 如图5(c)所示。图5中目标和干扰经过匹配滤波后均产生一定宽度的周期序列; 检测出真目标和主假目标。

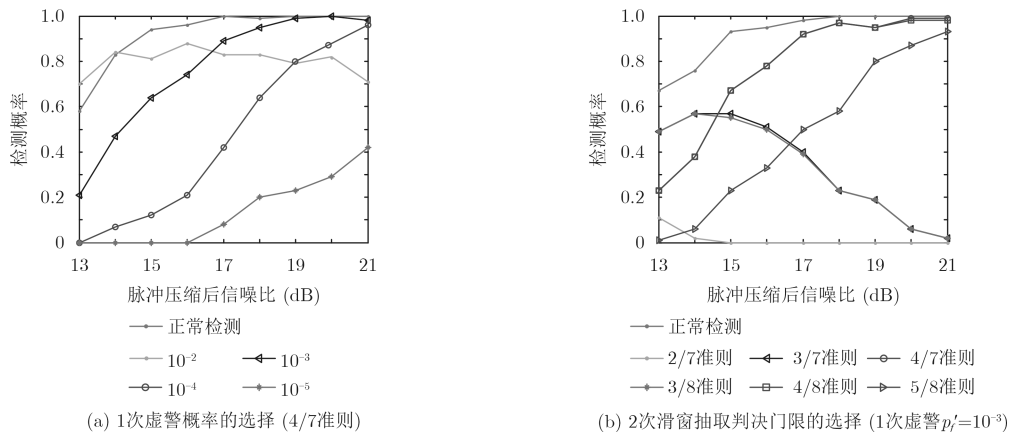
图6给出了变换发射波形 $p=5$ 的结果, 虽然图5(b)和图6(b)图形比较相似, 但是产生机理不相同。由于该干扰的等效多普勒序号 $p' = 5$, 即 $p = p'$, 该波形对每个干扰多普勒都存在输出, 但是由于波形设计的参数 $q=1$, 使得不同的多普勒峰值偏移差很小, 其结果是经过不同多普勒输出叠加后干扰主瓣和其周期副瓣变“胖”, 干扰经过CFAR检测后自消, 采用单元平均CFAR检测后主瓣和周期副瓣都无法检测出来, 干扰消除, 而目标被正确检测出来。

为了使间歇采样转发干扰越密集, 通常需要干扰的采样频率 J_s 很小, 因此只要设计的 ξ_p 大于干扰要实现密集转发的最大采样频率就能够满足抗干扰要求; 同时, 若能够准确估计干扰的采样周期, 采用图7中的方法能够抑制干扰; 若不能, 则适用于图6的场景中, 主假目标被暴露出来。此外, 对于多目标的情况, 若目标之间的距离恰好等于本文设计波形的自相关副瓣间隔的两倍, 其总体的检测概率会降低, 需要变换发射 $p' \neq p$ 的波形, 将目标相互错开, 不再互相干扰。

仿真2 滑窗抽取检测参数的选择

图7(a)给出了在相同滑窗抽取准则的条件下, 不同的1次虚警概率对检测性能的影响。随着脉冲压缩后信噪比(此处的信噪比表示经过脉冲压缩后目标回波的信噪比和主假目标的干噪比, 仿真中二者相等, 因此用统一的横坐标进行表示)的提高, 正确检测概率相应提高, 而误判概率则随之减小。综合来看, 选择 $P_f = 10^{-3}$ 时检测性能比较稳健, 与正常检测(直接采用 10^{-6} 的恒虚警检测)相比, 虽然存在一定的检测损失, 但是对于抗干扰效果来说, 这种损失是值得的。

图7(b)给出脉冲压缩后不同干噪比条件下的性能分析, 实验场景如仿真1中有目标的情况, 其中检测概率表示主假目标和真实目标位置都能被正确

图7 滑窗抽取检测参数的性能分析($p=4$)

检测到的概率,而误判概率表示不能正确检测或者两个同时检测的概率。可以得到,采用3/7和3/8准则时,仿真性能效果近似相同,同样,采用4/7和4/8准则时效果也比较接近;这表明对于 M'/M 准则来说, M 的选择在一定范围内影响比较小,因为对于 $p=4$ 的波形,其模糊图是确定的,周期副瓣位置和幅度都已知,即在不同干噪比条件下,主峰和周期副瓣的检测概率都是确定的,在窗的范围足够大的条件下, M' 是主要的影响因素;若 M' 比较小,在滑窗检测后,同一个目标就会分裂成大量的目标;而 M' 比较大时,又有可能检测不到目标,针对本文 $p=4$, $q=1$ 的波形来说,采用4/7或4/8准则效果比较好。

6 结束语

本文在充分理解了间歇采样转发干扰的密集转发原理后,设计了一种稀疏多普勒敏感的波形,尝试从波形的角度思考抗干扰的方法;利用设计波形稀疏多普勒的特性,破坏干扰在多普勒频率上的连续性,使干扰难以形成密集假目标,从而暴露主假目标,而主假目标通常对真实目标具有“信标”指示作用。从仿真结果中分析可得,在干扰采样周期未知的条件下,该方法能够检测出主假目标;而干扰参数准确已知时,能够完全抑制干扰,因此,该方法具有比较重要的抗干扰意义。此外,相对于发射信号的带宽来说,常规运动目标的多普勒 ξ 比较小,接收信号后进行移频匹配滤波就能够正常检测,但是需要占用雷达发射时间资源,在该方法的基础上合理设计干扰中动目标的检测策略是下一步研究的重点。

参考文献

[1] 王雪松,刘建成,张文明,等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学, 2006, 36(8): 891-901. doi: 10.3969/j.issn.1674-

7259.2006.08.007.

WANG Xuesong, LIU Jiancheng, ZHANG Wenming, et al. The mathematical principle of Interrupted Sampling Repeater Jamming[J]. *Science in China Series E Information Sciences*, 2006, 36(8): 891-901. doi: 10.3969/j.issn.1674-7259.2006.08.007.

- [2] SPARROW M J and CIKALO J. ECM techniques to counter pulse compression radar[P]. US Patent 7081846, 2006.
- [3] 马晓峰, 陆乐, 盛卫星, 等. 干扰子空间正交投影快速零陷跟踪波束赋形算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(10): 2560-2567. doi: 10.11999/JEIT151438.
- MA Xiaofeng, LU Le, SHENG Weixing, et al. Fast nulls tracking pattern synthesis based on jammer subspace orthogonal projection[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(10): 2560-2567. doi: 10.11999/JEIT151438.
- [4] GANG Lu and BIN Tang. Deception jammer rejection using pulse diversity in joint slow/fast-time domain[J]. *Journal-Chinese Institute of Engineers*, 2013, 36(3): 405-410. doi: 10.1080/02533839.2012.731847.
- [5] HAYKIN S. Cognitive radar: A way of the future[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2006, 23(1): 30-40. doi: 10.1109/MSP.2006.1593335.
- [6] YU Xianxiang, CUI Guolong, GE Peng, et al. Constrained radar waveform design algorithm for spectral coexistence[J]. *Electronics Letters*, 2017, 53(8): 558-560. doi: 10.1049/el.2016.4524.
- [7] FENG Xiang, SONG Yangchun, ZHOU Zhiqian, et al. Designing unimodular waveform with low range sidelobes and stopband for cognitive radar via relaxed alternating projection[J]. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2016, 2016: 1-9. doi: 10.1155/2016/6280508.
- [8] HE Hao. Waveform design for active sensing systems: A computational approach[D]. [Ph.D. dissertation], Cambridge University Press, UK, 2012. doi: 10.1017/cbo9781139095174.

- [9] 冯翔, 陈志坤, 赵宜楠, 等. 基于联合优化松弛交替投影的组网雷达恒模波形设计方法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(7): 1745–1751. doi: 10.11999/JEIT151152.
- FENG Xiang, CHEN Zhikun, ZHAO Yinan, *et al.* Unimodular waveforms design for netted radar system via joint optimization relaxed alternating projectio[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(7): 1745–1751. doi: 10.11999/JEIT151152.
- [10] 李玉翔, 任修坤, 孙扬, 等. 一种循环迭代的宽带MIMO雷达正交稀疏频谱波形设计方法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(4): 953–959. doi: 10.11999/JEIT160597.
- LI Yuxiang, REN Xiukun, SUN Yang, *et al.* Cyclic iterative method for wideband MIMO radar orthogonal sparse frequency waveform design[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(4): 953–959. doi: 10.11999/JEIT160597.
- [11] PETER S, HE Hao, and LI Jian. New algorithms for designing unimodular sequences with good correlation properties[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(4): 1415–1425. doi: 10.1109/TSP.2009.2012562.
- [12] SONG Junxiao, PRABDU B, and DANIEL P. Sequence design to minimize the weighted integrated and peak sidelobe levels[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(8): 2051–2064. doi: 10.1109/TSP.2015.2510982.
- [13] ANTONIO D M, HUANG Y, PIEZZO M, *et al.* Design of optimized radar codes with a peak to average power ratio constraint[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(6): 2683–2697. doi: 10.1109/TSP.2011.2128313.
- [14] SOLTANALIAN M and STOICA P. Designing unimodular codes via quadratic optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(5): 1221–1234. doi: 10.1109/TSP.2013.2296883.
- [15] EUSTICE D, BAYLIS C, LATHAM C, *et al.* Optimizing radar waveforms using generalized alternating projections[C]. *Wireless & Microwave Circuits & Systems*, Waco Texas, 2015: 1–6. doi: 10.1109/WMCAS.2015.7233196.
- [16] ZHANG Jingdong, QIU Xiaoyan, SHI Changli, *et al.* Cognitive radar ambiguity function optimization for unimodular sequence[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2016, 2016(31): 1–13. doi: 10.1186/13634-016-0325-3.
- [17] WU L L, BADU P, and DANIEL P. Cognitive radar-based sequence design via SINR maximization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2017, 65(3): 779–793. doi: 10.1109/TSP.2016.2621723.
- [18] AUBRY A, DE Maio A, JIANG B, *et al.* Ambiguity function shaping for cognitive radar via complex quartic optimization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(22): 5603–5619. doi: 10.1109/TSP.2013.2273885.
- [19] RICHARDS M A. Fundamentals of Radar Signal Processing[M]. New York: McGraw-Hill, 2014: 139–147.
- [20] 李秀友, 关键, 薛永华, 等. 模糊函数约束下的高多普勒容忍性波形设计方法[J]. 信号处理, 2015, 31(12): 1612–1618. doi: 10.3969/j.issn.1003-0530.2015.12.011.
- LI Xiuyou, GUAN Jian, XUE Yonghua, *et al.* High Doppler tolerance waveform design method constrained by ambiguity function[J]. *Journal of Signal Processing*, 2015, 31(12): 1612–1618. doi: 10.3969/j.issn.1003-0530.2015.12.011.

周 畅: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为雷达抗新型干扰技术、雷达系统.

汤子跃: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达系统、雷达信号处理.

朱振波: 男, 1977年生, 副教授, 主要研究方向为雷达系统、雷达信号处理.

张袁鹏: 男, 1984年生, 讲师, 主要研究方向为雷达系统、雷达信号处理.