

时频分析和 Fisher 聚类的转发式干扰抑制算法

张昭建, 胡祺勇, 谢军伟, 盛 川, 张浩为

(空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051)

摘要 针对雷达对抗中转发式欺骗干扰的抑制问题,提出了一种基于时频分析和 Fisher 聚类的干扰鉴别及抑制算法。通过 STFT 变换,分析并提取了回波与干扰信号的时频特性差异,在信号检测基础上,采用 Fisher 聚类法实现了干扰与回波的分离,并通过时频滤波实现干扰抑制。仿真结果表明,能有效对抗频移调制实时转发干扰,当干扰与回波处于不同时辨单元时,可直接滤除干扰信号,且对于信比不敏感;处于相同时辨单元时,可有效抑制干信比小于 25 dB 的干扰信号。

关键词 雷达;转发式干扰;干扰抑制;时频分析;Fisher 聚类

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.01.012

中图分类号 TN974 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)01-0069-07

A Suppression Arithmetic of Repeater Jamming Based on Time-Frequency Analysis and Fisher Clustering

ZHANG Zhaojian, HU Qiyong, XIE Junwei, SHENG Chuan, ZHANG Haowei

(Air and Missile Defense College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: In view of the suppression of transmitting deceptive jamming in radar countermeasure, this paper proposes a discrimination and suppression arithmetic based on time-frequency analysis and fisher clustering. Through STFT conversion, the paper analyzes and extracts the time-frequency characteristic of mixed signals by the arithmetic, and then distinguishes the jamming via fisher clustering. Finally, the arithmetic restrains the false targets through time-frequency filtering. The simulation results show that the arithmetic can restrain the deception jamming with frequency shift effectively. When the jamming and the echo are in different unites, the jamming can be filtered directly in any jam-to-signal ratio (JSR), and the interference can be suppressed whose JSR is under 25 dB.

Key words: radar; repeater jamming; interference suppression; time-frequency analysis; fisher clustering

雷达对抗中,基于数字射频存储器(DRFM)的转发式欺骗干扰,能够对探测信号进行瞬时截获和精确复制,使雷达产生多个逼真假目标。结合频移,DRFM 还能使假目标超前或覆盖真实目标,使前沿跟踪等传统抗干扰手段彻底失效,给信号检测和跟踪带来巨大挑战。

针对 DRFM 假目标干扰,文献[1~2]通过发射一组相关性能优良信号集,利用转发干扰与目标回波相对时延实现了干扰信号抑制,但无法处理干扰与回波在同一脉冲重复周期内的混合信号。文献[3~4]通过随机信号、混沌信号等脉间参数捷变技术,使干扰方无法对信号进行精确重构,但无法对抗具

收稿日期: 2016-05-17

作者简介: 张昭建(1989—),男,山东邹城人,博士生,主要从事雷达对抗理论与技术研究. E-mail: zzzj554038@163.com

通信作者: 胡祺勇(1993—),男,湖北天门人,硕士生,主要从事武器系统总体技术与作战运用研究. E-mail: 2530995685@qq.com

引用格式: 张昭建,胡祺勇,谢军伟,等. 时频分析和 Fisher 聚类的转发式干扰抑制算法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版),2017,18(1):69-75. ZHANG Zhaojian, HU Qiyong, XIE Junwei, et al. A Suppression Arithmetic of Repeater Jamming Based on Time-Frequency Analysis and Fisher Clustering[J]. Journal of Air Force Engineering University(Natural Science Edition), 2017, 18(1): 69-75.

备瞬时采样及转发能力干扰设备。文献[5~7]研究了网络化雷达场景下位置、速度、角度数据融合及各站雷达回波幅度的相关性检测等手段,实现假目标剔除。当假目标数量较多时,相关算法计算复杂度较高,难以满足探测跟踪实时性要求。文献[8]研究了目标回波和欺骗式干扰在幅度起伏、高阶统计量、双谱特征上的差异,但相关特征量计算复杂度高,且匹配滤波后差异将会消失,提取较为困难。

1 信号模型

转发式欺骗干扰常采用间歇采样转发干扰和重复采样转发干扰2种方式,间歇采样可看成重复采样的特殊形式(重复次数为1),本文主要对重复采样信号进行分析。

$$\begin{cases} j(t) = \sum_{n=1}^N \frac{1}{\sqrt{\tau_j}} A_2 \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_j/2 - (n-1)T_j}{\tau_j}\right) \cdot e^{-j2\pi(f_d t + \mu^2/2)} \\ U_s(f) = A_2 \sum_{n=1}^N \left[\frac{m}{\sqrt{\mu\tau}} \cdot \text{rect}\left(\frac{f - f_d - \mu\tau/2 - (n-1)(1+m)\tau}{\mu}\right) e^{\frac{-j\pi(f-f_d-(n-1)(1+m)\tau)^2}{\mu} + j\frac{\pi}{4} - j\pi(f-f_d-(n-1)(1+m)\mu\tau)\tau} \right] \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可得,转发式干扰的频谱被分为 N 段,每一段频谱宽度近似等于 $\mu\tau$,相邻段之间中心频率相邻 $(1+m)\mu\tau$,它们等间隔分布在频带

$$\begin{cases} y_j(t) = \frac{\tau_j}{T_j} y_s'(t) \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi f_j \tau_j)}{n\pi f_j \tau_j} \cos 2\pi n f_s t \right] \\ y_s'(t) = \frac{\sin[B\pi(t-t_0 + f_d/K)(1 - |t-t_0|/T)]}{B\pi(t-t_0 + f_d/K)(1 - |t-t_0|/T)} (1 - |t-t_0|/T) e^{j\varphi} \\ \varphi = 2\pi[(f_0 + f_d/2)(t-t_0) + f_d t_0/2] \\ Y_j(f) = U_s(f) S^*(f) \end{cases} \quad (4)$$

实际中,干扰机在采样完毕后进行信号转发,相对回波有 τ_j 的延时,如果进行 n 次重复转发,第 n 次转发会有 $n\tau_j$ 的延时。

因此,转发信号的匹配滤波输出为:

$$y_{j_n}(t) = y_j(t - n\tau_j), y_j(t) = \sum_{m=1}^n y_j(t - m\tau_j) \quad (5)$$

因此,重复采样转发式干扰经匹配滤波后,会产生由多个主假目标和幅度低于主假目标的次假目标群。未添加频移时,主假目标出现时刻相对回波信号峰值延时 $n\tau_j$,添加频移后,主假目标出现时刻随频移量变化发生移动,当 f_d 为正时产生正向移动(前移), f_d 为负时产生负向移动。

2 时频特性分析

根据信号模型分析和匹配滤波工作原理,分析得出回波信号与干扰信号的时频特性,见图1(以3次重复转发干扰为例)。回波信号在 t_0 时刻,即时

设线性调频信号调频斜率为 μ ,脉宽为 τ_s ,下变频后载频为0,则信号的时域、频域描述分别为:

$$\begin{cases} s(t) = A \cdot \text{rect}(t/\tau_s) e^{j\pi\mu t^2} \\ S(f) = A \sqrt{2\pi/\mu} \cdot e^{j(-2\pi^2 f^2/\mu + \pi/4)} \end{cases} \quad (1)$$

匹配滤波后的时域波形及频谱函数^[9]为:

$$\begin{cases} y_s(t) = A \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} \frac{\sin[B\pi(t-t_0)]}{B\pi(t-t_0)} \\ Y_s(f) = A \sqrt{\frac{2\pi}{\mu}} \cdot e^{j2\pi f t_0} \quad (|f| \leq \Delta f/2) \end{cases} \quad (2)$$

设转发式干扰采样信号为 N 个矩形包络脉冲串,脉宽 τ_j ,重复周期 T_j ,重复转发次数为 m ,DRFM对发射信号进行的频域调制(频移)量为 f_d ,幅度上对信号的放大系数为 A_2 ,则采样信号的时域波形^[10]和频谱函数为:

$[f_d, B+f_d]$ 中(零中频条件下)。文献[10]对转发式干扰的匹配滤波输出进行了理论推导,得出转发式干扰信号经匹配滤波器后的输出时域波形为:

域上的尖峰输出时刻,频谱呈连续分布,带宽范围与原线性调频信号相同;转发式干扰信号的频谱为间断分布,其尖峰输出时刻相对回波有固定时移,在频域上有固定频移,控制频移量,可使假目标出现位置超前或覆盖真实目标所在位置。

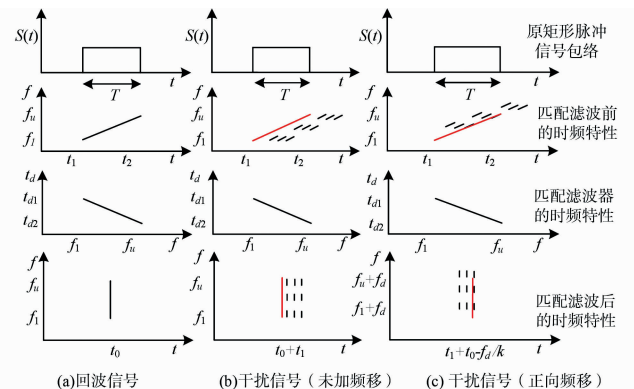


图1 回波信号和干扰信号时频特性(红色为回波信号)的时频特性

Fig. 1 Time-frequency characteristics of echo signals and jamming signals

通过分析,可利用回波信号与干扰信号的时频特性差异进行干扰信号的鉴别与抑制。当前,时频分析相关理论已十分成熟,短时傅里叶变换(STFT),Gabor 变换,WVD 变换等多种时频分析工具都得到了广泛应用。但在雷达领域,雷达工作所处频段较高,WVD 变换等分析手段计算量过大,无法直接用于雷达信号处理,相比之下,短时傅里叶变换原理简单,易于实现,在现有装备中被广泛采用,本文选用 STFT 作为混合信号的时频分析工具。短时傅里叶变换与变换后的信号重构基本原理可表示为^[11]:

$$\begin{cases} \text{STFT}_s(n, k) = \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} [s(n+m)\omega(m)e^{-j(2\pi/N)km}] = \\ \text{DFT}[s(n+m)\omega(m)] \\ s(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{STFT}_r(n, k)g(k) \\ \omega(m)g(m) = 1 \end{cases} \quad (6)$$

式中: n 表示时间分辨单元数; k 表示频率分辨单元数; N 表示傅里叶变换点数; ω 表示选用的时间窗函数; g 表示对信号进行精确重构时选用的窗函数,当 ω 为单位矩形窗函数时, $\omega = g$ 。

3 干扰鉴别及抑制算法

干扰信号与回波信号在时频特性上呈现明显差异,当某一时间分辨单元内仅回波信号存在时,频谱在带宽范围内连续分布,仅干扰存在时,频谱为间断分布;当回波信号与干扰信号同时存在时,其频谱以连续频谱为基底,间断出现峰值。因此,可通过频谱连续性判别判断某时刻是否存在干扰信号。雷达工作时,目标检测在匹配滤波后完成,分析匹配滤波后的信号更具实际意义,本文主要针对匹配滤波后的输出信号进行分析。

3.1 干扰鉴别

首先,依据第 1 节的信号模型分析,对于干扰信号与回波信号在频域上的幅值关系进行预判。将回波与干扰的频谱顶部近似为平坦,即 $J(f) = j, S(f) = s$,设干信比为 JSR,则干扰信号与回波信号在频域满足以下关系:

$$\frac{P_j}{P_s} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} J^2(f)df}{\int_{-\infty}^{+\infty} S^2(f)df} = \frac{j^2 B_j}{s^2 B_s} = \frac{j^2}{s^2} \frac{\tau_j}{T_j} = 10^{(\text{JSR}/10)} \quad (7)$$

设干扰对信号幅度放大系数为 A_2 ,则:

$$\frac{j}{s} = \sqrt{\frac{P_j T_j}{P_s \tau_j}} = \sqrt{\frac{A_2^2 m \tau_j T_j}{2 T_j \tau_j}} = A_2 \sqrt{\frac{m}{2}} \quad (8)$$

实际中,要达到欺骗及压制效果,放大系数应满足 $A_2 > \frac{T_j}{\tau_j}$,此时干扰频谱幅值至少在回波信号频谱幅值 2 倍以上。而回波信号频谱顶部均近似平坦。根据这一结论,参考模式识别中 Fisher 判别的思想,进行干扰鉴别算法设计,Fisher 判别依据两点的空间距离,通过判断某空间点到一聚类中心的空间距离是否小于规定阈值来判别该点是否属于该类。按此思想,结合上述幅值关系分析,取信号在频域幅值之差作为判别依据,设第 i 个频点的幅值为 $f(i)$,第 K_1 类的中心为 k_1 ,当 $|f(i) - k_1| \leq pk_1$ 时,判别 $f(i)$ 属于 K_1 类,否则,属于新类(p 为距离阈值与 k_1 的比值)。

由此,可给出相应的干扰鉴别算法:

Step1(时频分析)。根据发射信号脉宽和采样频率,选择合适的时频分辨单元,对回波信号进行时频分析(STFT 变换)。

Step2(信号检测)。设检测门限为 η (一般为高出平均噪声 6~9 dB),取出含超过检测门限信号的时间分辨单元,设总个数为 $j_s(j=1, 2, \dots, j_s)$,画出对应的频谱分布图,取 $j=1$,第 j 个分辨单元内第 i 个频点对应幅值为 $f(i, j)$ 。

Step3(初始化)。设 3 类信号存储单元 K_0, K_1, K_2 ; K_1, K_2 类的起始中心分别为 $k_1(1, j) = f(c, j)$ (c 为第一个过门限频点), $k_2(1, j) = 0$,取 $i=2, m=1, n=0$ 。

Step4(归类)。

- 1) 若 $f(i, j) \leq \eta$, 则 $i \in K_0$;
- 2) 若 $|f(i, j) - k_1(m, j)| \leq pk_1(m, j)$, 则 $i \in K_1, m = m + 1$;
- 3) 若 $|f(i, j) - k_1(m, j)| > pk_1(m, j)$, 则 $i \in K_2, n = n + 1$ 。

Step5(聚类中心更新)。经判别,若:

- 1) $i \in K_1$, 则 $k_1(m) = \left(\sum_{j=1}^{m-1} k_1(j) + f(i, j) \right) / m$;
- 2) $i \in K_2$, 若 $n = 1$, 则 $k_2(n) = f(i, j)$, 否则 $k_2(n) = \left(\sum_{j=1}^{n-1} k_2(j) + f(i, j) \right) / n$ 。

Step6(迭代)。 $i = i + 1$, 重复 Step4, 直至遍历所有频点。

Step7(平滑、孤立点清除)。平滑及孤立点清除的目的是剔除奇异值影响,避免极端噪声和测量误差对分类结果造成的影响。采用窗口平滑方法,对第 i 个频点,以 i 点为中心,前后各取 in 个点作为平滑窗,若 $i \in K_a(a=1, 2)$,平滑窗内经判别属于 K_a 类的点数为 ia ,若 $ia \leq p(2in + 1)$,则修正 i 为 K_{2-a+1} 类。基于分类后,某类包含的频点个数进行

孤立点清除,对类别 K_a , 包含频点数为 ϑ , 若 $\frac{\vartheta}{N} < p$,

(N 为总频点数), 则将 K_a 中的频点归为 K_{2-a+1} 类。

Step8(计算频域中心)。若连续 il 个点属一类, 即 $\{i, i+1, \dots, i+il\} \in K_a$ ($a=1, 2$), 且 $(i+il+1) \notin K_a$, 则判定第 $\frac{2i+il}{2}$ 为 K_a 类的一个频域中心, 计 K_a 类频域中心个数为 $\alpha(K_a)$ 。

Step9(鉴别)。

1) 若 $\alpha(K_1)=1$, 则判定该时间分辨单元内仅含回波信号;

2) 若 $\alpha(K_1) > 1, \alpha(K_2)=0$, 则判定该时间分辨单元内仅含干扰信号;

3) 若 $\alpha(K_1) > 1, \alpha(K_2) > 1$, 则判定该时间分辨单元含回波与干扰的混合信号, 若 $k_1(m) < k_2(n)$, 则判定 K_1 为信号, K_2 为干扰, 否则 K_1 为干扰。

Step10(迭代)。 $j=j+1$, 重复 Step3, 直至遍历所有时间分辨单元。

3.2 干扰抑制

鉴别完成后, 进行干扰抑制, 文献[12]提出了一种基于时频滤波的干扰抑制算法, 进行信号重构时, 对含干扰的时频分辨单元直接归 0, 即:

$$\begin{cases} \tilde{r}(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \text{STFT}_r(n, k) B(n, k) \\ B(n, k) = \begin{cases} 0, & \text{interference exist in}(n, k) \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \end{cases} \quad (9)$$

该方法仅限只有干扰存在时的干扰抑制, 当信号同时存在时, 该方法会同时抑制回波信号。对存在混合信号的时辨单元, 采取限幅的方式对干扰进行抑制, 设某时间分辨单元内, 判定为干扰的类别为 K_J , 判定为信号的类别为 K_S , 设频点 $i \in K_J$, 其对应的频域幅值为 $f(i)$, 在 i 点的前后, 设与 i 点相邻的两 K_S 类的中心分别为 k_{s1}, k_{s2} , 则有 $f(i) = (k_{s1} + k_{s2})/2$ 。

干扰鉴别、抑制算法流程见图 2。

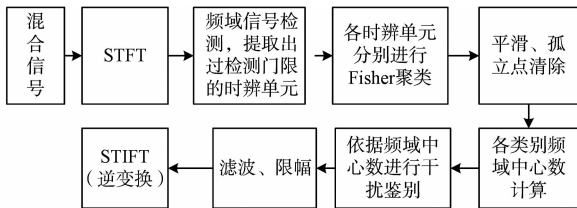


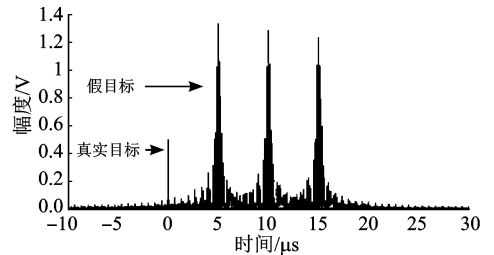
图 2 干扰鉴别、抑制算法流程

Fig. 2 The flow of jamming discrimination and suppression algorithm

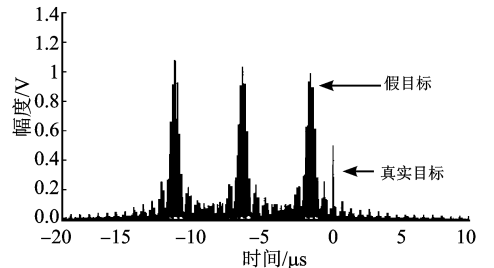
当干扰方采取变功率干扰方案(如恒增益干扰)时, 干扰的 Fisher 聚类结果为多分类, 此时会有多个聚类中心, 其它步骤与二分类相同。

4 仿真实验

设脉冲宽度为 $100 \mu\text{s}$ 的线性调频信号, 调频斜率 $0.3 \text{ M}/\mu\text{s}$, 下变频后载波频率为 0 Hz 。采样频率 100 MHz , DRFM 干扰机对信号进行重复采样转发干扰, 干扰采样脉宽 $5 \mu\text{s}$, 每采样一次后进行 3 次重复转发, 共采样 5 次(转发 15 次), 干扰共分 2 组, 一组不添加频移, 一组添加 5 M 频移, 干扰幅度为回波信号幅度的 10 倍(干信比约 18 dB), 过程中添加与信号等幅的高斯白噪声(信噪比为 0 dB), 相应的匹配滤波结果见图 3。



(a) DRFM(无频移)下混合信号匹配输出



(b) DRFM 干扰(5 M 频移)下混合信号匹配输出

图 3 DRFM 下混合信号匹配输出

Fig. 3 The matching output of mixed signals in DRFM

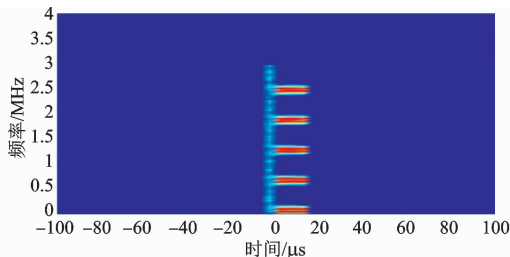
分别对两混合信号 512 点的 STFT 变换, 此时时间分辨率 $\Delta t = n/f_s = 5.12 \mu\text{s}$, 频率分辨率 $\Delta f = f_s/n = 0.19 \text{ MHz}$, 得出各信号匹配滤波后的时频分布矩阵 $\text{STFT}_s(n, k)$, 各信号的时频特性图如图 4 所示, 图中基底白色雪花状区域为噪声的时频特性显示。(为观察方便, 此时将干扰幅度调整为回波信号幅度的 2 倍, 原参数条件下图像形状与此一致。)

由图 4 看出, STFT 变换的时频分析结果与理论分析基本一致。对匹配滤波后信号的各时间分辨单元进行信号检测, 检测门限为高出平均噪声 9 dB , 本例中, 各时辨单元内噪声在频域的平均幅值为 0.301 , 取检测门限为 2.7 , 取出含超过检测门限信号的时间分辨单元。

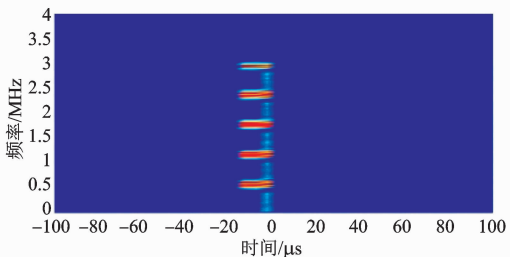
4.1 未添加频移时的干扰抑制

未添加频移时, 共 4 个时间分辨单元超过检测门限, 编号(a)、(b)、(c)、(d)对应的频谱分布见图 5 (虚线为检测门限)。

将上述图中的频谱输入于干扰鉴别模型,取 $p = 0.5$,得出各时辨单元的分类结果与聚类中心的变化情况见图 6(图像均为未进行平滑及孤立点清除的结果,椭圆内为非平滑点和孤立点),其中纵轴表示分类,1 表示低于检测门限的点。



(a) 混合信号(无频移)匹配后时频特性



(b) 混合信号(5M频移)匹配后时频特性

图 4 混合信号匹配后时频特性

Fig. 4 The matched time-frequency characteristics of mixed signals

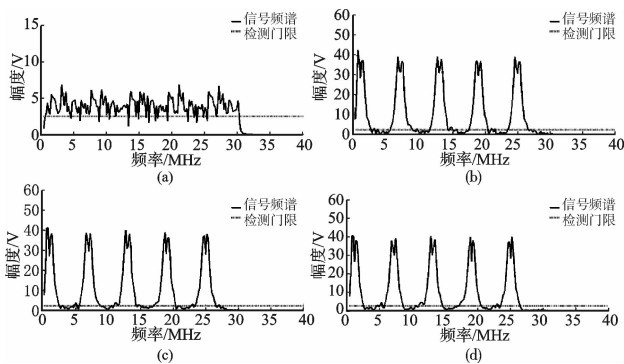


图 5 各时辨单元频谱图像

Fig. 5 The spectrogram of different units

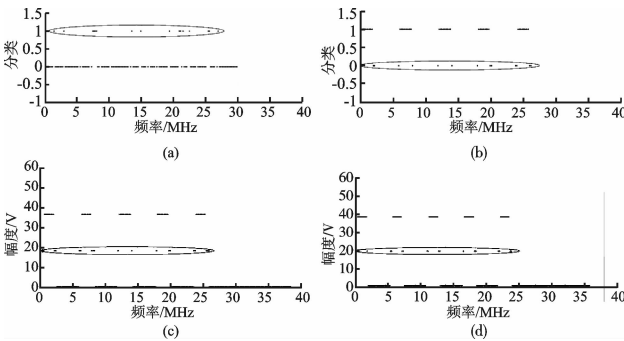


图 6 各分辨单元的聚类分析结果

Fig. 6 The clustering analysis results of different unites

由图 6 可以看出,(a)的聚类结果近似连续分布,(b)、(c)、(d)为间断分布,均出现了非平滑点、孤

立点,其中(b)、(c)、(d)孤立点多出现在连续区域两端,这是因为在信号频谱在峰值两端会有短暂的“上升沿”和“下降沿”,在这 2 个区域出现的频点因频谱幅度变化较剧烈,被误判为新的一类。经平滑、孤立点清除后,计算得:(a)的 $\alpha(K_0) = 1, \alpha(K_1) = 0$;判定为仅含回波信号;(b)、(c)、(d)的 $\alpha(K_0) = 5, \alpha(K_1) = 0$;判定为仅含干扰信号,直接滤除,即在时频系数矩阵中,将(b)、(c)、(d)单元对应的系数置零。

滤除干扰信号后,对新的时辨系数矩阵作 STFT 逆变换,输出结果见图 7。

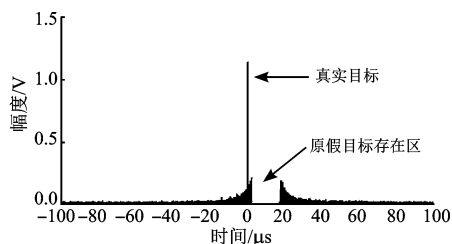


图 7 干扰抑制后的信号输出

Fig. 7 The signals output after interference rejection

4.2 添加频移时的干扰抑制

添加频移时,共 3 个分辨单元超过检测门限各单元的频谱分布见图 8。

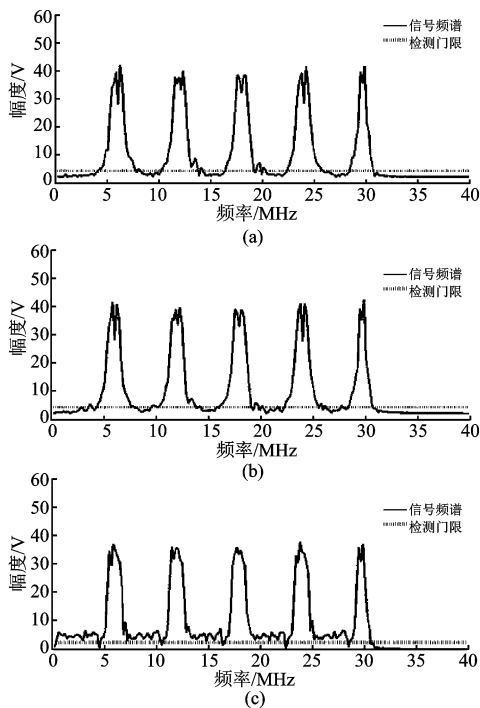


图 8 各时辨单元频谱图像

Fig. 8 The spectrogram of different unites

输入干扰鉴别模型,聚类分析结果见图 9(椭圆内为非平滑点、孤立点)。

经平滑、孤立点清除后,计算得:(a)、(b)的 $\alpha(K_0) = 0, \alpha(K_1) = 5$;判定为仅含干扰信号,直接滤除;(c)的 $\alpha(K_0) = 5, \alpha(K_1) = 5$;判定为干扰与回波

的混合信号,又 $k_0 < k_1$, 判定 K_0 为回波, K_1 为干扰,对 K_1 实施限幅。

限幅后并没有完全消除,但幅度被减弱,已小于真实目标幅值。

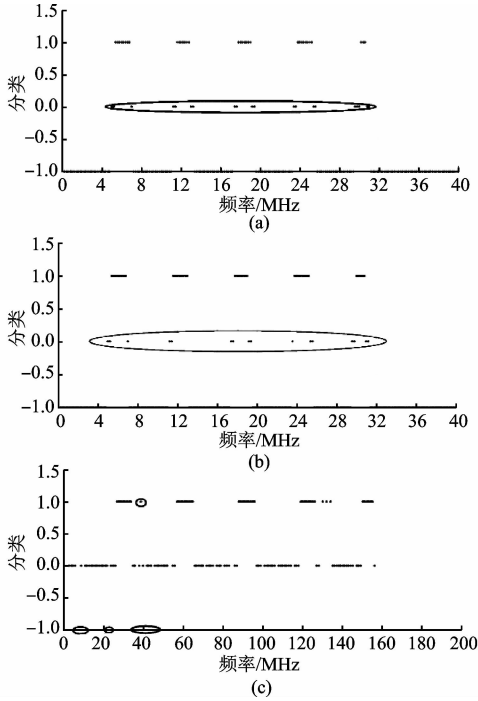


图9 各单元聚类分析结果

Fig. 9 The clustering analysis results of different unites

对 K_1 限幅后,(c)的频谱图像见图 10,经滤波、限幅处理后进行 STFT 逆变换,输出结果见图 11。

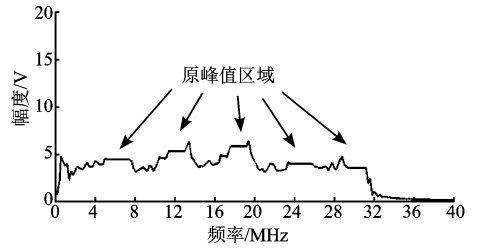


图 10 (c)单元经干扰抑制后的频谱图像
Fig. 10 The spectrogram of unites(c) after interference rejection

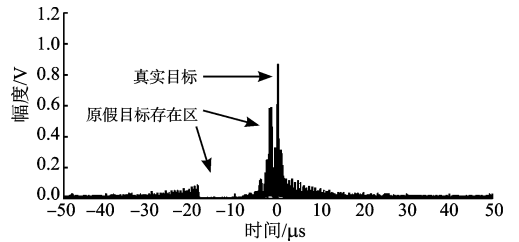


图 11 干扰抑制后的信号输出

Fig. 11 The signals output after interference rejection

4.3 与干信比的关系

以图 5 中(a)、(b),图 6 中(a)、(b)为例,研究算法性能随干信比的变化关系。设干扰与回波的幅度比值为 n ,表 1 给出了未添加频移时,不同 n 值下的鉴别结论,表 2 给出了添加频移时,不同 n 值下的鉴别结论。

表 1 不同干信比下的鉴别算法性能(无频移)

Tab. 1 The performance of discrimination algorithms of different JSR(without frequency shift)

n	1	6	11	16	21	26	31	36	41
JSR	-1.3	14.3	19.6	22.8	25.2	27.1	28.6	29.9	31.0
结论 (a)	S	S	S	S	S	S	S	S	S
结论 (b)	J	J	J	J	J	J	J	J	J
	正确	正确	正确	正确	正确	正确	正确	正确	正确

注:“J”表示仅含干扰,“S”表示仅含回波

表 2 不同干信比下的鉴别算法性能(5M 频移)

Tab. 2 The performance of discrimination algorithms of different JSR(with 5M frequency shift)

n	1	6	11	16	21	26	31	36	41
JSR	-1.3	14.3	19.6	22.8	25.2	27.1	28.6	29.9	31.0
结论 (b)	J	J	J	J	J+S	J+S	J+S	J+S	J+S
结论 (c)	J+S	J+S	J+S	J+S	J+S	J+S	J+S	J+S	J+S
	正确	正确	正确	正确	错误	错误	错误	错误	错误

注:“J”表示仅含干扰,“J+S”表示含干扰和回波

由表 1 看出,不同干信比下,算法均能对(a)、(b)单元进行正确鉴别,算法性能对干信比不敏感。图 12 为(a)、(b)2个单元的相关系数随相对幅度和

干信比的变化曲线,从曲线看出随着干信比增高,回波单元和干扰单元的差异性增大,对干扰鉴别有利。

由表 2 看出,当干信比超过 25 dB 时,算法对

(b)单元的鉴别结果出现错误,这是因为干信比增高抬高了频谱基底,使其超过检测门限所致,若抬高检测门限,则会导致(c)单元鉴别错误。图 13 为(b)、(c) 2 个单元的相关系数随相对幅度和干信比的变化曲线,从曲线看出,随干信比增高,两单元相似程度不断提高,当干信比达到约 30 dB 时,两单元近似一致,对分类鉴别性能影响较大。

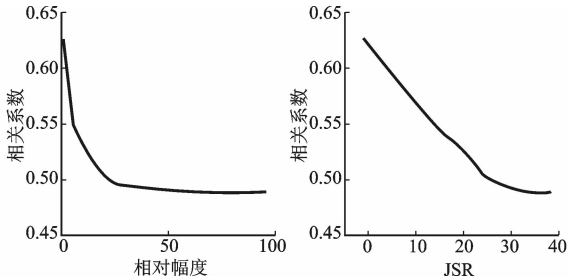


图 12 (a)、(b)单元相关系数随干信比的变化曲线

Fig. 12 The changing curve with JSR of coefficient of association of unite (a) and (b)

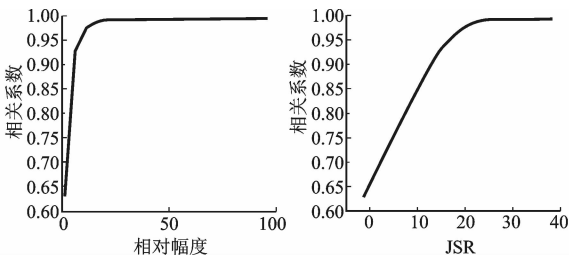


图 13 (b)、(c)单元相关系数随干信比的变化曲线

Fig. 13 The changing curve with JSR of coefficient of association of unite (b) and (c)

5 结论

1)转发式干扰下,干扰与回波的匹配滤波输出在时频特性上存在明显差异;

2)当干扰与回波处于不同时辨单元时,该算法可直接滤除干扰信号,且算法性能对干信比不敏感;

3)当干扰与回波处于相同时辨单元时,算法能有效抑制干信比不大于 25 dB 的干扰信号。

参考文献(References):

[1] JABRAN A, An ECCM Scheme for Orthogonal Independent Range-Focusing of Real and False Targets[C]//IEEE National Radar Conference-Proceedings Waltham, MA, United States, 2007.

[2] JAMES S, Performance of Random OFDM Radar Signals in Deception Jamming Scenarios[C]//2009 IEEE Radar Conference, Pasadena, CA, United states, 2009.

[3] 冯祥芝,许小剑. 随机线性调频斜率 SAR 抗欺骗干扰方法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(1): 69-73.

FENG X Z, XU X J. A Study on Radom Liner Frequency Modulating Slope SAR Against Deception Jamming[J]. System Engineering and Electronics, 2009, 31(1): 69-73. (in Chinese)

- [4] 胡英辉,郑远,邓云凯. 超混沌调相信号抗干扰技术研究[J]. 电子信息学报, 2008, 30(7): 1756-1759.
- HU Y H, ZHENG Y, DENG Y K. A Study on ECCM Using Hyperchaotic Phase Modulated Signal[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2008, 30(7): 1756-1759. (in Chinese)
- [5] 赵珊珊,张林让,周宇,等. 组网雷达点迹信息融合抗假目标干扰方法[J]. 电子科技大学学报, 2014, 43(2): 207-211.
- ZHAO S S, ZHANG L R, ZHOU Y, et al. Measurement Fusion Method Against False-Target Jamming for Radar Network[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2014, 43(2): 207-211. (in Chinese)
- [6] LI J X. Signal Feature Analysis and Experimental Verification of Radar Deception Jamming[C]//IEEE CIE International Conference, October 24-27, 2011.
- [7] ZHAO S S, ZHANG L R, ZHOU Y, et al. Signal Fusion-Based Algorithms to Discriminate Between Radar Targets and Deception Jamming in Distributed Multiple Radar Architectures[J]. Sensors Journal, IEEE. 2015(11), 6697-6706.
- [8] 田晓. 雷达有源欺骗干扰综合感知方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
- TIAN X. Study on Methods of Radar Active Deception Jamming Integrated Sensing[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2013. (in Chinese)
- [9] 赵树杰. 雷达信号处理技术[M]. 清华大学出版社, 2010: 140-150.
- ZHAO S J. Radar Signal Processing Technology[M]. Tsinghua University Press, 2010: 140-150. (in Chinese)
- [10] 王雪松,肖顺平,冯德军,等. 现代雷达电子战系统建模与仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2010: 139-143.
- WANG X S, XIAO S P, FENG D J, et al. Modeling and Simulation on Modern Radar Electronic Warfare System[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010: 139-143. (in Chinese)
- [11] SALA J, PENNE H, EIDE E. Time Frequency Dependent Filtering of Step-frequency. Ground Penetrating Radar Data [J]. 2012, 12(7): 4-8.
- [12] ZHAO Z, SHIX Q. Time Frequency Based FM Interference Suppression for PRC-CW Radar[J]. IEEE Explore Journal of Systems Engineering and Electronics, 2015, 13(3): 46-50.
- [13] AHMED A, ZHAO Y. A Study of ECCM Techniques and Their Performance[C]//IEEE ICSPCC 2015.
- [14] LI N J. A Survey of Radar ECM and ECCM[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(3): 1110-1120.
- [15] BERGERS D. Digital Radio Frequency Memory Linear Range Gate Stealer Spectrum[J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(2): 725-735.