

LFM 雷达对抗移频干扰方法研究

张亮^{1,2}, 王国宏¹, 张翔宇¹, 李思文¹, 辛婷婷¹

(1. 海军航空大学信息融合研究所, 山东烟台 264001; 2. 94326 部队, 山东济南 250000)

摘要: 针对现有移频干扰对抗方法, 分析得出基于回波匹配输出中心频率鉴别干扰适用范围有限、调频斜率捷变 LFM (Slope Varying LFM, SV-LFM) 波形能够一定程度抑制干扰, 但需设计合理捷变方式的结论. 同时, 以 LFM 脉冲多普勒雷达抗自卫式移频干扰为背景, 提出联合相参积累和二维分数阶傅里叶变换 (Two Dimensional Fractional Fourier Transform, 2D-FRFT) 干扰鉴别方法, 根据回波信号在两种处理方式下的峰值差异, 对比门限鉴别目标真伪. 仿真结果表明分析结论正确, 所提方法可行有效.

关键词: 移频干扰; 相参积累; 二维分数阶傅里叶变换; 干扰鉴别

中图分类号: TN974 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2021)03-0510-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.12263/DZXB.20191334

The Research on LFM Radar Countering Frequency-Shift Jamming Methods

ZHANG Liang^{1,2}, WANG Guo-hong¹, ZHANG Xiang-yu¹, LI Si-wen¹, XIN Ting-ting¹

(1. Institute of Information Fusion, Naval Aviation University, Yantai, Shandong 264001, China;

2. Unit 94326 of PLA, Jinan, Shandong 250000, China)

Abstract: By studying the existing methods for countering frequency-shift jamming, this paper comes to the conclusion that the applicability of jamming discrimination method based on echo matching output center-frequency is limited and slope varying LFM (SV-LFM), a radar transmitting waveform, can suppress the jamming to some extent, if the agile way is designed reasonable. Meanwhile, a jamming discrimination method jointing coherent integration and two dimensional fractional Fourier transform (2D-FRFT) is proposed on the background of LFM pulse Doppler radar countering self-screening frequency-shift jamming. According to the peak value difference of echo signal under the two processing modes, true and false targets are identified by comparing with a setting threshold. Simulation results show that the conclusion is correct and the proposed method works effectively.

Key words: frequency-shift jamming; coherent integration; 2D-FRFT; jamming discrimination

1 引言

基于数字射频存储装置^[1]的移频干扰是一种针对线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 雷达的典型干扰样式^[2]. 当前对于移频干扰的研究更侧重于不同应用场景下的干扰设计与效能评估^[3-6], 对抗研究相对较少. 其中, 文献[7]利用真实回波与干扰信号时延、初始频率上的差异, 构造过完备波形字典, 利用压缩感知算法重构真实回波, 但真实回波数量未知时, 无法确定稀疏度. 文献[8]根据目标散射矩阵和干扰极化状态差异鉴别回波类型, 但自卫式干扰下, 真实回波与干扰

信号时域重叠, 即使鉴别出回波中包含干扰信号, 仍需做进一步抑制处理. 针对该问题, 文献[9]通过正交极化辅助天线扩展接收通道, 利用盲源分离算法将回波中的真实回波与干扰信号予以分离. 文献[8,9]极化域对抗移频干扰方法要求已知长度为雷达发射信号的受干扰回波, 考虑到雷达基底噪声在时间上的连续性, 这样的回波并不容易获得. 针对该问题, 文献[10]利用干扰机不可避免转发时延, 通过参数估计设计参考信号, 根据参考信号与延迟回波相关处理后的峰值偏移鉴别真假目标, 但该方法无法对抗多分量移频干扰. 另外, 文献[11]针对移频干扰匹配输出附带一个与干扰移频量

有关的单频相位,指出通过频率测量和距离补偿能够使干扰信号成为标的,文献[5,6]即为隐藏该特征设计消隐移频干扰,文献[9]在算法步骤8中也使用了该方法,但移频干扰匹配输出非单频信号,信号本身具有一定带宽,当回波中包含真实回波和干扰信号时,其频谱是否重叠、移频量能否测量,该问题需要进一步研究.同时,由于干扰匹配输出峰值位置与发射信号调频斜率和移频量有关,理论上当发射信号脉间调频斜率捷变时,不同重复周期干扰峰值位置不同,通过相参积累可实现干扰抑制,但脉间调频斜率捷变方法有多种,是否均能达成干扰抑制目的,且对真实目标检测是否存在影响,该问题同样需要研究.另外,对于不具备调频斜率捷变功能的雷达,又如何对抗移频干扰.

针对上述3个问题,本文分析了基于回波匹配输出中心频率鉴别移频干扰可行性和脉间调频斜率捷变 LFM 干扰抑制效能,在此基础上,以自卫式干扰下 LFM 脉冲多普勒雷达抗移频干扰为背景,提出联合相参积累和 2D-FRFT 干扰鉴别方法.首先,对一个相干处理间隔(Coherent Processing Interval, CPI)回波分别进行相参积累和 2D-FRFT 处理;其次,对两种离散化处理结果进行幅度修正和目标检测;然后,根据噪声平均功率,“ 3σ ”准则确定鉴别门限;最后,根据两种处理方式下目标对应关系,取峰值差,对比门限鉴别目标真伪.

2 基于回波匹配输出中心频率鉴别移频干扰可行性分析

雷达发射 LFM 脉冲信号,零中频复数形式为:

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) e^{i\pi k t^2} \quad (1)$$

其中, T_p 为脉宽, $k = B/T_p$ 为调频斜率, B 为带宽. $T_p B \gg 1$ 时, $s(t)$ 频谱近似为:

$$S(f) \approx \text{rect}\left(\frac{f-f_0}{B}\right) \frac{1}{\sqrt{k}} e^{i\frac{\pi}{4}} e^{-i\pi \frac{f-f_0}{k}} \quad (2)$$

移频干扰利用 LFM 距离-多普勒耦合特征,通过对截获雷达信号调制多普勒频率,使假目标超前或滞后真实目标.单分量移频干扰时域形式为:

$$j(t) = s(t) e^{i2\pi f_j t} \quad (3)$$

其中, f_j 为干扰移频量.根据傅里叶变换频移性质,得到 $j(t)$ 频谱为:

$$J(f) \approx \text{rect}\left(\frac{f-f_j}{B}\right) \frac{1}{\sqrt{k}} e^{i\frac{\pi}{4}} e^{-i\pi \frac{(f-f_j)}{k}} \quad (4)$$

设真实目标为点目标,个数为 1,雷达在一个脉冲重复周期接收回波信号为:

$$x_r(t) = \sigma s(t-t_0) + A_j j(t-t_0) + w(t) \quad (5)$$

其中, σ 为目标反射系数, t_0 为时延, A_j 为干扰幅度, $w(t)$ 为雷达基底噪声.从频域对回波信号进行脉冲压

缩,得到:

$$Y_r(f) = \sigma Y_s(f-t_0) + A_j Y_j(f-t_0) + Y_w(f) \quad (6)$$

$$Y_s(f) = T_p \text{sinc}(\pi B t) \quad (7)$$

$$Y_j(f) = \left(T_p - \frac{|f_j|}{k}\right) \text{sinc}\left[\pi(B - |f_j|)\left(t + \frac{f_j}{k}\right)\right] e^{i\pi f_j t} \quad (8)$$

其中, $\text{sinc}[\cdot]$ 为未归一化辛格函数, $y_w(t)$ 为噪声脉压结果.不同于真实回波,干扰匹配输出信号附带一个 $e^{i\pi f_j t}$ 的单频相位.对式(7)、(8)进行傅里叶变换,得到:

$$Y_s(f) \approx \frac{1}{k} \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right) \quad (9)$$

$$Y_j(f) \approx \frac{1}{k} \text{rect}\left(\frac{f-f_j/2}{B-|f_j|}\right) e^{i2\pi(f-\frac{f_j}{2})\frac{f}{k}} \quad (10)$$

真实回波、移频干扰匹配输出信号频谱均近似为矩形,带宽分别为 B 和 $B - |f_j|$.为有效识别干扰,两个矩形应不重叠,要求 $|f_j| > B$.实际上,为确保干扰匹配性,要求 $|f_j| < B$,进而导致输出信号频谱重叠,当干扰信号为多分量移频干扰时,将进一步加剧重叠程度,因此即使存在准确测频的前提,除非回波中不包含真实回波仅包含单分量移频干扰,否则根据回波匹配输出信号中心频率无法得到准确的干扰移频量,进而无法鉴别干扰.

3 调频斜率捷变 LFM 抑制移频干扰效能分析

调频斜率捷变 LFM 波形主要包括调频斜率极性捷变 LFM^[12](Chirp Rate Polarity Jittered LFM, CRPJ-LFM)和 SV-LFM^[13].CRPJ-LFM 相邻重复周期调频斜率取值相反,对于移频干扰,其部分重复周期匹配输出信号峰值位置相同,经相参积累能够获得部分处理增益.SV-LFM 通过对发射信号附加一个抖动相位,在一个 CPI 内能够产生 M 种不同调频斜率 LFM 信号(M 为相参积累个数),设雷达发射 SV-LFM 信号为:

$$s(\hat{t}, t_m) = \text{rect}[\hat{t}/T_p(t_m)] e^{i\pi k(t_m)(\hat{t})^2} \quad (11)$$

其中, \hat{t} 为快时间, $t_m = mT_r$ 为慢时间, T_r 为脉冲重复周期, $f_r = 1/T_r$ 为脉冲重复频率, $T_p(t_m)$ 为脉宽, $k(t_m) = k_0 + \xi(t_m)$ 为调频斜率, k_0 为初始调频斜率, $\xi(t_m)$ 为抖动项,通常 $k(t_m) T_p(t_m) = B$.自卫式干扰下,设干扰机初始距离 R_i ,径向速度 v_i ,雷达在一个 CPI 内接收真实回波基带信号为:

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sigma s[\hat{t} - 2R(t_m)/c, t_m] e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R(t_m)} \quad (12)$$

其中, $R(t_m) = R_i - v_i t_m$ 为目标与雷达的径向距离函数, c 为光速, λ 为波长. L 个分量移频干扰为:

$$j(\hat{t}, t_m) = \sum_{l=1}^L j_l(\hat{t}, t_m) = e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R(t_m)} \cdot \sum_{l=1}^L A_{j_l} s[\hat{t} - 2R(t_m)/c, t_m] e^{i2\pi f_{j_l}(t_m)(\hat{t}+t_m)} \quad (13)$$

其中, A_{jl} 为干扰幅度, $f_{jl}(t_m)$ 为移频量. 设真实目标未发生距离走动, $f_{jl}(t_m) = f_{jl}$, 雷达接收受干扰回波为:

$$\begin{aligned} x_r(\hat{t}, t_m) &= s_r(\hat{t}, t_m) + j(\hat{t}, t_m) + w(\hat{t}, t_m) = \\ &e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sigma s\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c}, t_m\right) e^{i2\pi\frac{2v}{\lambda}t_m} + w(\hat{t}, t_m) + \\ &e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sum_{j=1}^L A_{jl} s\left(\hat{t} - \frac{2R_{t_j}}{c}, t_m\right) e^{i2\pi f_{j_l} \hat{t}} e^{i2\pi(f_{j_l} + \frac{2v}{\lambda})t_m} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, $w(\hat{t}, t_m)$ 为高斯白噪声. 对 $x_r(\hat{t}, t_m)$ 进行脉冲压缩, 得到:

$$\begin{aligned} y_r(\hat{t}, t_m) &= y_s(\hat{t}, t_m) + y_j(\hat{t}, t_m) + y_w(\hat{t}, t_m) \\ &= e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sigma T_p(t_m) \text{sinc}\left[\pi B\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c}\right)\right] e^{i2\pi\frac{2v}{\lambda}t_m} \\ &\quad + y_w(\hat{t}, t_m) + e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sum_{j=1}^L A_{jl} \left[T_p(t_m) - \frac{|f_{jl}|}{k(t_m)}\right] \\ &\quad \cdot e^{i\pi f_{j_l}(\hat{t} - \frac{2R}{c})} e^{i2\pi(f_{j_l} + \frac{2v}{\lambda})t_m} \\ &\quad \cdot \text{sinc}\left[\pi(B - |f_{j_l}|)\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c} + \frac{f_{j_l}}{k(t_m)}\right)\right] \end{aligned} \quad (15)$$

对脉压后回波相参积累, 得到:

$$\begin{aligned} y_r(\hat{t}, f_m) &= y_s(\hat{t}, f_m) + y_j(\hat{t}, f_m) + y_w(\hat{t}, f_m) \\ &= e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} F\left[e^{i2\pi\frac{2v}{\lambda}t_m} T_p(t_m)\right] \sigma \text{sinc}\left[\pi B\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c}\right)\right] \\ &\quad + y_w(\hat{t}, f_m) + F[y_j(\hat{t}, t_m)] \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $y_s(\hat{t}, f_m)$ 、 $y_j(\hat{t}, f_m)$ 、 $y_w(\hat{t}, f_m)$ 分别为真实回波、移频干扰和噪声相参积累结果, $F[\cdot]$ 表示求慢时间傅里叶变换. 由于移频干扰不同重复周期脉压峰值快时间位置不同, 相参积累可一定程度抑制干扰信号. 考虑到干扰匹配输出辛格函数峰值以下 -4dB 脉宽为 $1/(B - |f_j|)$, 如果 SV-LFM 抖动量很小, 不同重复周期干扰存在快时间重叠可能, 影响抑制效果. 分析 SV-LFM 对真实回波检测影响, 由式(16)可知:

$$y_s(\hat{t}, f_m) \approx e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} T_p\left(f_m - \frac{2v_t}{\lambda}\right) \sigma \text{sinc}\left[\pi B\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c}\right)\right] \quad (17)$$

其中, $T_p(f_m)$ 为 $T_p(t_m)$ 的傅里叶变换. 可以看出, SV-LFM 会影响雷达对真实目标速度检测, 从两个特例予以验证. 设 SV-LFM 调频斜率线性抖动, 即 $k(t_m) = k_0 + a_1 t_m$, a_1 为变化率, 则:

$$\begin{aligned} y_s(\hat{t}, f_m) &\approx -i\pi \frac{B}{a_1} \text{sgn}\left(f_m - \frac{2v_t}{\lambda}\right) e^{i2\pi(f_m - \frac{2v_t}{\lambda})\frac{t_m}{a_1}} \\ &\quad \cdot e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sigma \text{sinc}\left[\pi B\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c}\right)\right] \end{aligned} \quad (18)$$

其中, $\text{sgn}[\cdot]$ 为符号函数. 同理, 设 SV-LFM 脉宽余弦抖动, 即 $T_p(t_m) = T_{p0} + T_{p1} \cos(2\pi a_2 t_m)$, T_{p0} 为初始脉

宽, T_{p1} 为最大捷变量, a_2 为变化率, 则:

$$\begin{aligned} y_s(\hat{t}, f_m) &\approx e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sigma \text{sinc}\left[\pi B\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c}\right)\right] \cdot \left\{T_{p0} \delta\left(f_m - \frac{2v_t}{\lambda}\right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{T_{p1}}{2} \left[\delta\left(f_m - \frac{2v_t}{\lambda} - a_2\right) + \delta\left(f_m - \frac{2v_t}{\lambda} + a_2\right)\right]\right\} \end{aligned} \quad (19)$$

由式(18)、(19)可知, 线性抖动 SV-LFM 会导致真实目标多普勒展宽, 余弦抖动 SV-LFM 不会导致展宽, 但产生了两个多普勒虚假目标. 综上所述, SV-LFM 能够一定程度抑制移频干扰, 但不合理的捷变方式也会对目标检测带来不利影响.

4 干扰鉴别原理

对于不具备调频斜率捷变功能雷达, 回波相参积累结果可简化为:

$$\begin{aligned} y_r(\hat{t}, f_m) &= y_s(\hat{t}, f_m) + \sum_{j=1}^L y_{jl}(\hat{t}, f_m) + y_w(\hat{t}, f_m) = \\ &e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sigma T_p \text{sinc}\left[\pi B\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c}\right)\right] M \text{sinc}\left[\pi M T_r\left(f_m - \frac{2v_t}{\lambda}\right)\right] + \\ &e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} \sum_{j=1}^L A_{jl} \left(T_p - \frac{|f_{jl}|}{k}\right) \text{sinc}\left[\pi(B - |f_{jl}|)\left(\hat{t} - \frac{2R_t}{c} + \frac{f_{jl}}{k}\right)\right] \\ &\quad \cdot M \text{sinc}\left[\pi M T_r\left(f_m - \frac{2v_t}{\lambda} - f_{j_l}\right)\right] e^{i\pi f_{j_l}(\hat{t} - \frac{2R}{c})} + y_w(\hat{t}, f_m) \end{aligned} \quad (20)$$

设 $p_1 = 2\text{acot}(-k)/\pi$, $p_2 = 1$, 回波信号在阶次 (p_1 , p_2) 下的 2D-FRFT^[14] 结果为:

$$\begin{aligned} X_{p_1, p_2}^{x(\hat{t}, t_m)}(u, v) &= X_{p_1, p_2}^s(\hat{t}, t_m)(u, v) + \sum_{j=1}^L X_{p_1, p_2}^j(\hat{t}, t_m)(u, v) + X_{p_1, p_2}^w(\hat{t}, t_m)(u, v) \\ &= e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} e^{i\pi\left[\left(\frac{2R}{c}\right)\text{sinc}\alpha\cos\alpha - 2u\frac{2R}{c}\text{sinc}\alpha - k\left(u - \frac{2R}{c}\cos\alpha\right)\right]} \sigma T_p \sqrt{1+ik} \\ &\quad \cdot \text{sinc}\left[\pi T_p \text{csc}\alpha\left(u - \frac{2R_t}{c}\cos\alpha\right)\right] M \text{sinc}\left[\pi M T_r\left(v - \frac{2v_t}{\lambda}\right)\right] \\ &\quad + \sum_{j=1}^L e^{-i\frac{4\pi R}{\lambda}} e^{-i\pi\left[4\left(u - \frac{2R\cos\alpha}{c}\right)\cos\alpha f_{j_l} + k\left(u - \frac{2R}{c}\cos\alpha\right)\right]} e^{i\pi\left[\left(\frac{2R}{c}\right)\text{sinc}\alpha\cos\alpha - 2u\left(\frac{2R}{c}\right)\text{sinc}\alpha\right]} \\ &\quad \cdot A_{j_l} T_p \sqrt{1+ik} \text{sinc}\left[\pi T_p \text{csc}\alpha\left(u - \frac{2R_t}{c}\cos\alpha - \text{sinc}\alpha f_{j_l}\right)\right] \\ &\quad \cdot M \text{sinc}\left[\pi M T_r\left(v - f_{j_l} - \frac{2v_t}{\lambda}\right)\right] + X_{p_1, p_2}^w(\hat{t}, t_m)(u, v) \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\alpha = \pi p_1/2$ 为旋转角度. 为直观显示, 设 $L=1$, 图 1 给出了真实回波、移频干扰相参积累和 2D-FRFT 结果示意图, 两种处理结果不完全相同.

令 $\hat{t} = u/\cos\alpha$, $f_m = v$, 根据式(20)和(21)容易得到:

$$\left|X_{p_1, p_2}^s(\hat{t}, t_m)(u, v) - \sqrt{1+ik} y_s(u/\cos\alpha, v)\right| = 0 \quad (22)$$

$$\left|X_{p_1, p_2}^j(\hat{t}, t_m)(u, v) - \sqrt{1+ik} y_{j_l}(u/\cos\alpha, v)\right| \neq 0 \quad (23)$$

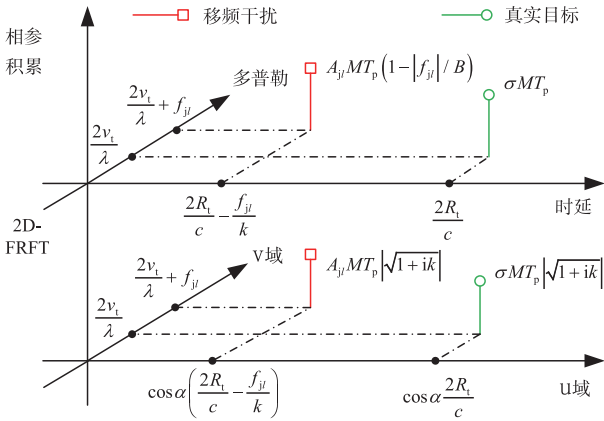


图1 相参积累和2D-FRFT结果示意图

可以看出,对回波相参积累结果进行快时间尺度变换和幅度修正,真实回波相参积累与 2D-FRFT 结果能够完全对消,干扰信号无法完全对消.理论上,根据对消后剩余干扰中心位置,设置 $u-v$ 域遮盖窗滤除干扰,2D-FRFT 反变换即可得到干扰抑制后的回波信号,但离散化尺度变换不可避免插值和补零处理,且受噪声影响,难以保证真实目标完全对消.易知:

$$\max [|X_{p_1, p_2}^{s, (\hat{t}, t_s)}(u, v)|] - \max [| \sqrt{1+ik} y_s(\hat{t}, f_m) |] = 0 \quad (24)$$

$$\max [|X_{p_1, p_2}^{j, (\hat{t}, t_s)}(u, v)|] - \max [| \sqrt{1+ik} y_j(\hat{t}, f_m) |] = \frac{M | \sqrt{1+ik} |}{k} |A_j f_{jl}| \quad (25)$$

其中, $\max [\cdot]$ 表示取最大值,即目标峰值.可以看出,真实回波 2D-FRFT 峰值与幅度修正后相参积累峰值相同,而干扰峰值差与干扰幅度和移频量的乘积呈正比关系.式(20)易知,干扰假目标导前或滞后真实目标距离为 $c |f_{jl}| / (2k)$,受 RCS、脉压副瓣等因素影响,真实目标通常存在距离展宽,干扰方为防止真假目标被雷达系统点迹凝聚^[15]为一个目标,干扰移频量需满足:

$$|f_{jl}| / k > \text{num} \cdot t_s / 2 \quad (26)$$

其中, num 为真实目标占据距离单元数, t_s 为采样周期.另外,从战术角度,如果假目标与真实目标距离太近,不利于掩护真实目标,因此干扰移频量的取值不可能太小.考虑到干扰功率通常远大于真实回波功率,干扰信号峰值差与真实回波峰值差必然存在明显差异.对两种处理结果进行检测,根据图 1 中目标对应关系,取峰值差,设定一个鉴别门限,即可识别目标类型.

基于目标峰值差异鉴别移频干扰有 3 个问题需解决:一是检测前,如何对两种离散化处理结果进行幅度修正,二是考虑噪声因素,鉴别门限如何确定,三是目标高速机动导致多普勒扩展,方法是否适用.对于第 1 个问题,根据 Ozaktas 采样型离散分数阶傅里叶变换数值计算原理^[16],需按下式对两种处理结果进行幅度修正:

$$\tilde{y}_r(\hat{t}, f_m) = y_r(\hat{t}, f_m) / (MN) \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \tilde{X}_r(u, v) &= X_{p_1, p_2}^{s, (\hat{t}, t_s)}(u, v) \frac{\sqrt{N_1 \sin(p_1 \pi / 2)}}{N} \frac{\sqrt{M \sin(p_2 \pi / 2)}}{M} \\ &= X_{p_1, p_2}^{s, (\hat{t}, t_s)}(u, v) \frac{1}{N} \sqrt{\frac{N_1 \sin[\text{acot}(-kS^2)]}{M}} \end{aligned} \quad (28)$$

其中, $\tilde{y}_r(\hat{t}, f_m)$ 、 $\tilde{X}_r(u, v)$ 分别为修正后相参积累和 2D-FRFT 结果, N 为发射信号时域采样点数, N_1 为回波信号采样点数, S 为尺度因子, $S = \sqrt{N_1 / f_s^2}$. 经上述修正,真实目标相参积累、2D-FRFT 峰值均等于 σ , 干扰信号 2D-FRFT 峰值等于 A_j , 相参积累峰值为 $A_j(1 - |f_{jl}|/B)$. 对于第 2 个问题,理论上对同一回波进行相参积累、2D-FRFT 处理,回波中的高斯白噪声均不能获得处理增益,结合异常值检测常用“ 3σ ”准则^[17],为减少误判,设计干扰鉴别门限 $\text{th} = 3 \cdot \max(\sigma_{w1}^2, \sigma_{w2}^2)$,其中, σ_{w1}^2 、 σ_{w2}^2 分别为修正后相参积累和 2D-FRFT 噪声平均功率,可通过取中位数^[18]得到,根据下式鉴别真假目标:

$$\begin{cases} |\text{Peak}_1 - \text{Peak}_2| \leq \text{th}, & \text{真目标} \\ |\text{Peak}_1 - \text{Peak}_2| > \text{th}, & \text{假目标} \end{cases} \quad (29)$$

其中, Peak_1 、 Peak_2 分别为回波 2D-FRFT 和相参积累目标峰值.对于第 3 个问题,设真实目标存在加速度,式(14)易知真实目标、移频干扰慢时间信号均为 LFM 信号,调频斜率相同,初始频率不同,由于相参积累、2D-FRFT 对慢时间信号均是做傅里叶变换,处理增益相同,因此算法同样适用.多普勒展宽导致目标峰值降低,依据峰值差异鉴别干扰效能受噪声影响会相应增大.综上所述,设计鉴别流程如图 2 所示.

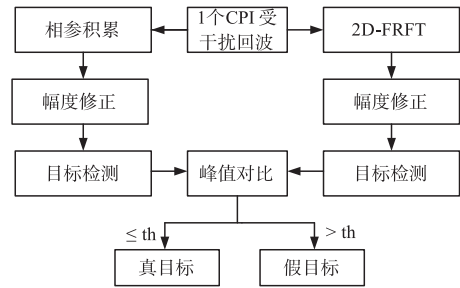


图2 鉴别流程

5 仿真结果与分析

5.1 参数设置

雷达载频为 400MHz,脉冲重复频率为 2000Hz,相参积累个数为 128,雷达发射 LFM 脉冲信号,脉宽 $50\mu\text{s}$,带宽 4MHz,采样频率 16MHz.干扰机为点目标,初始距离 31km,多普勒频率 250Hz,真实回波幅度为 1V.

5.2 仿真试验 1

分 3 种情况验证第 2 节分析结论.设干信比(Jamming

to Signal Ratio, JSR) 为 0dB, 取单分量移频干扰 (移频量 -2MHz)、真实回波, 分别进行匹配滤波, 输出信号频谱如图 3 所示. 取多分量移频干扰 (6 个分量, 移频量分别为 -3MHz、-2MHz、-1MHz、1MHz、2MHz、3MHz)、真实回波, 分别进行匹配滤波, 输出信号频谱如图 4 所示. 设信噪比 (Signal to Noise Ratio, SNR)、JSR 均为 0dB, 取第 1 个重复周期回波进行匹配滤波, 输出信号频谱如图 5 所示. 可以看出, 单分量移频干扰匹配输出信号具有一定的带宽, 且与真实回波频谱重叠. 通过设置合理移频分量, 干扰输出信号频谱能够与真实回波完全重叠. 当回波中包含噪声时, 重叠情况更为复杂, 与第 2 节理论分析一致.

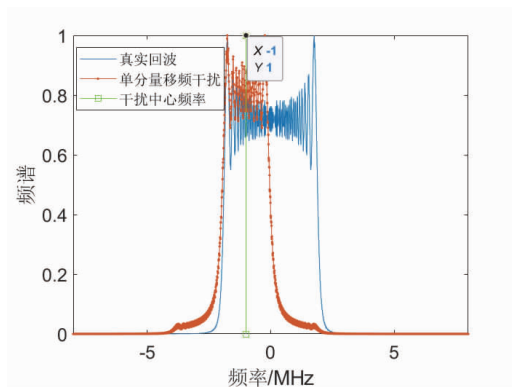


图3 单分量移频干扰匹配输出信号频谱

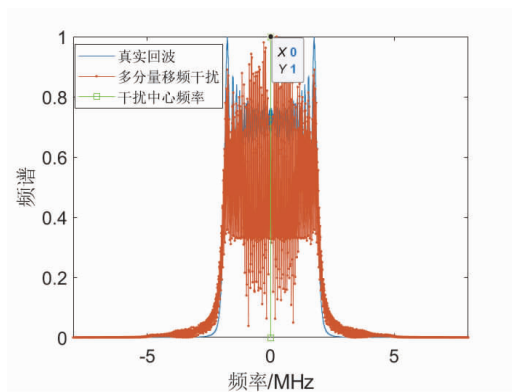


图4 多分量移频干扰匹配输出信号频谱

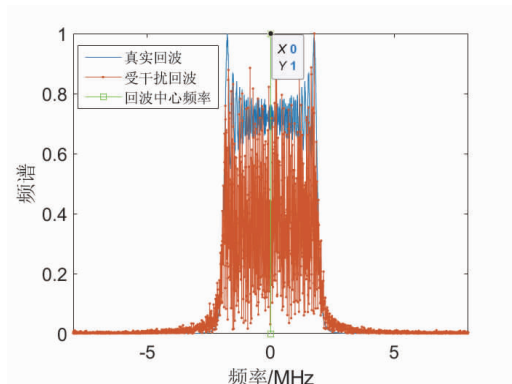


图5 受干扰回波匹配输出信号频谱

5.3 仿真试验 2

分析 SV-LFM 干扰抑制效果. 设 SNR、JSR 均为 0dB, 脉宽余弦抖动 SV-LFM 初始脉宽、最大捷变量均为 25 μ s, 调频斜率线性抖动 SV-LFM 初始调频斜率 60GHz/s, 干扰信号为多分量移频干扰 (同 5.2 节). 图 6 和图 7 给出两种 SV-LFM 干扰抑制效果图. 余弦抖动 SV-LFM 产生了两个多普勒虚假目标, 调频斜率线性抖动 SV-LFM 能够抑制掉大部分干扰, 且未产生虚假目标. 将 JSR 提升至 20dB, 图 8 给出了调频斜率线性抖动 SV-LFM 干扰抑制效果, 剩余干扰明显增多, 说明干扰功率的提升能够抵消波形捷变对干扰的抑制.

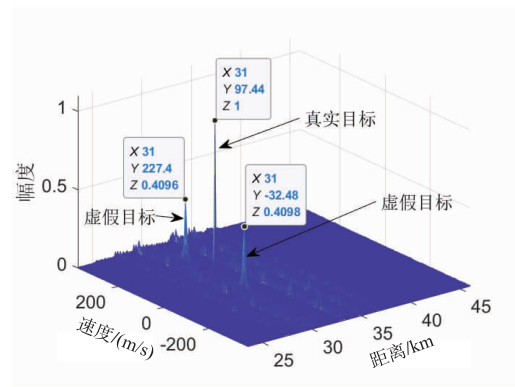


图6 脉宽余弦抖动SV-LFM干扰抑制效果

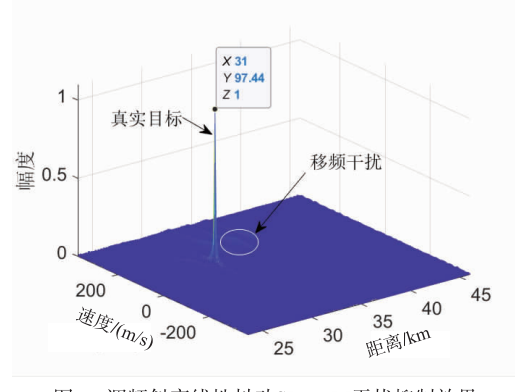


图7 调频斜率线性抖动SV-LFM干扰抑制效果 (JSR=0 dB)

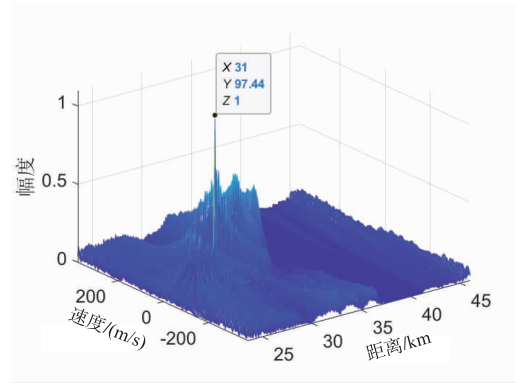
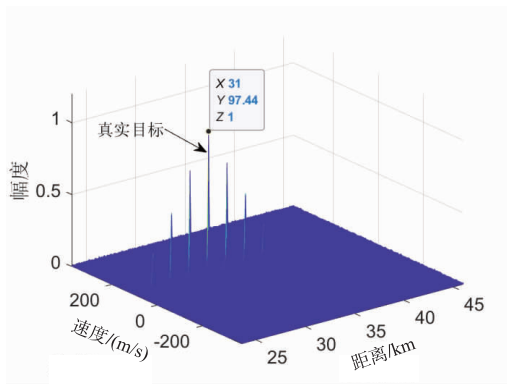


图8 调频斜率线性抖动SV-LFM干扰抑制效果 (JSR=20 dB)

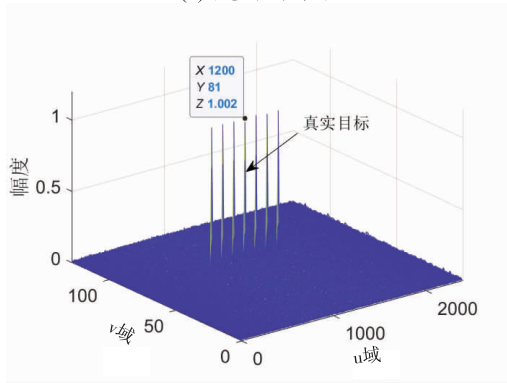
5.4 仿真试验 3

5.4.1 算法可行性分析

分析所提干扰鉴别算法可行性. 设 SNR 为 -5 dB、JSR 为 0dB, 对一个 CPI 回波分别进行相参积累和 2D-FRFT 处理, 幅度修正后的处理结果如图 9 所示. 真实回波经相参积累峰值等于 1, 干扰峰值随移频量增加而减小, 而真实回波、干扰信号经 2D-FRFT 处理, 峰值均接近于 1. 对相参积累和 2D-FRFT 结果取中位数, 得到噪声平均功率分别为 0.0058 和 0.0084, 进而确定干扰鉴别门限为 0.0251, 图 10 给出了干扰鉴别结果, 真假目标被有效鉴别.



(a) 相参积累结果



(b) 2D-FRFT结果

图9 修正后回波相参积累和2D-FRFT结果

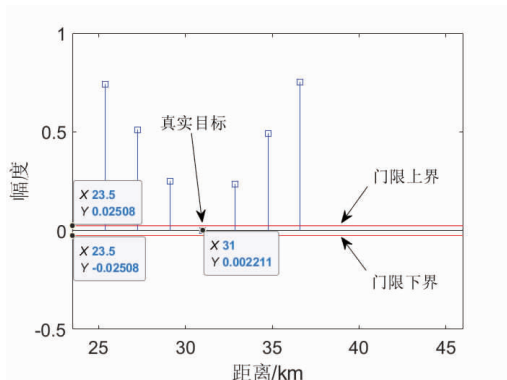


图10 鉴别结果

5.4.2 算法效能分析

首先, 评估算法对真实目标是否存在误判. 设 SNR 取值 -20 ~ 10dB, 间隔 2dB, 运行蒙特卡洛仿真 300 次, 图 11 给出了真实目标识别准确率 (Target Recognition Accuracy, TRA) 随 SNR 变化曲线, 不同 SNR 条件下 TRA 接近 100%, 说明算法误判真实目标为假目标即产生虚警的概率较小.

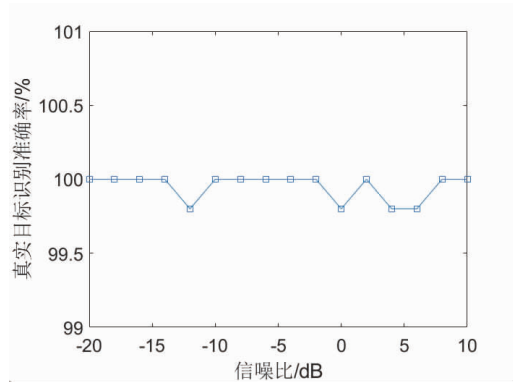


图11 TRA随SNR变化曲线

其次, 评估算法干扰鉴别效能. 设 SNR 取值 -15dB、-10dB、-5dB, JSR 取值 -10 ~ 30dB, 间隔 2dB, 干扰移频量 2MHz, 运行蒙特卡洛仿真 300 次, 图 12 给出了干扰识别准确率 (Jamming Recognition Accuracy, JRA) 随 JSR 变化曲线. 当 JSR 大于 -2dB, 不同 SNR 条件下 JRA 接近 100%, 说明算法误判假目标为真实目标即产生漏警的概率同样较小. 同理, 分析干扰移频量对 JRA 影响, 设真实目标展宽 5 个距离单元^[19], 结合仿真参数, 式(30)可知干扰移频量理论上应大于 0.01MHz. SNR 取值同上, JSR 取 10dB, 干扰移频量取值 0.1MHz ~ 3.7MHz, 间隔 0.2MHz, 运行蒙特卡洛仿真 300 次, 图 13 给出了 JRA 随移频量变化曲线. 当移频量大于 0.5MHz 时, 不同 SNR 条件下 JRA 接近 100%. 综上可知, JRA 同时受 SNR、JSR、干扰移频量影响, SNR、JSR 越高, 移频量越大, 干扰识别准确率也越高.

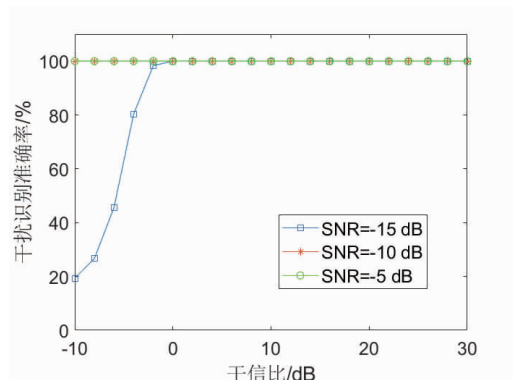


图12 JRA随JSR变化曲线

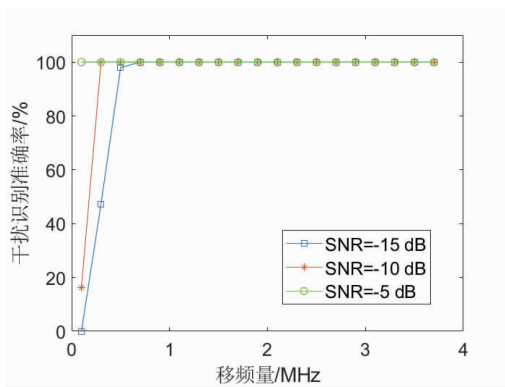


图13 JRA随移频量变化曲线

最后,分析多普勒展宽对算法影响,不失一般性,设SNR为 -15dB ,JSR为 10dB ,干扰移频量为 2MHz ,真实目标加速度取值 0m/s^2 至 750m/s^2 ,间隔 75m/s^2 ,图14给出了TRA和JRA随加速度变化曲线.当加速度为 0m/s^2 时,TRA、JRA均为 100% ,随着加速度增大,真实目标识别准确率TRA未明显降低,而干扰识别准确率JRA呈下降趋势,当加速度增大至 525m/s^2 时,干扰识别准确率低于 70% .

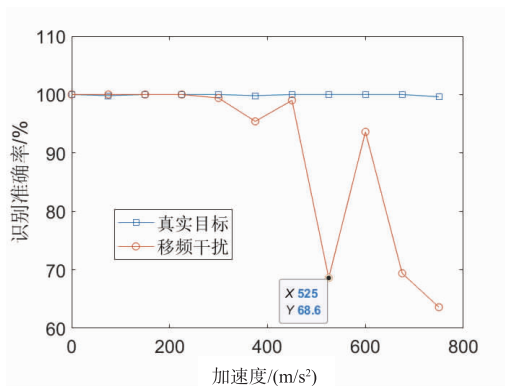


图14 TRA和JRA随加速度变化曲线

6 结束语

传统脉冲压缩联合MTD和二维分数阶傅里叶变换均能实现相参积累,但处理结果不完全相同.为有效对抗移频干扰,本文分析了基于回波匹配输出中心频率鉴别移频干扰可行性和脉间调频斜率捷变LFM干扰抑制效能,在此基础上,利用真实回波、移频干扰相参积累和2D-FRFT峰值差异,为不具备调频斜率捷变功能的LFM脉冲多普勒雷达设计了一种干扰鉴别方法.该方法无需已知长度为雷达发射信号的受干扰回波,能够对抗单分量、多分量移频干扰.另外,处理模型由二维降为一维,算法同样适用仅具备脉冲压缩功能、不具备相参积累功能雷达.

参考文献

- [1] GRECO M, GINI F, FARINA A. Radar detection and classification of jamming signals belonging to a cone class[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 5(5): 1984 - 1993.
- [2] 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,2010.179 - 181.
WANG Xue-song, XIAO Shun-ping, FENG De-jun, et al. Modeling and Simulation of Modern Radar and Electronic Warfare Systems[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2010. 179 - 181. (in Chinese)
- [3] 朱良,曹鹏,禹卫东.基于移频干扰的成像算法抗干扰性能分析[J].电子学报,2011,39(3):48 - 50.
ZHU Liang, CAO Lei, YU Wei-dong. The analyse of SAR imaging algorithm anti-jamming performance based on representative shift-frequency jamming[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3): 48 - 50. (in Chinese)
- [4] 畅鑫,董春曦,唐峥钊,等.对SAR的脉间周期式移频调制干扰[J].电子与信息学报,2018,40(2):471 - 475.
CHANG Xin, DONG Chun-xi, TANG Zheng-zhao, et al. Inter-pulse periodical shift-frequency jamming against synthetic aperture radar[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(2): 471 - 475. (in Chinese)
- [5] 柳向,李东升,胡瑞.基于有序统计类恒虚警检测的脉冲压缩雷达移频特征消隐多载波干扰研究[J].兵工学报,2017,38(11):2134 - 2142.
LIU Xiang, LI Dong-sheng, HU Rui. Research on blanking shift-frequency-multi-carrier jamming against pulse-compression radar based on OS-CFAR[J]. Acta Armamentarii, 2017, 38(11): 2134 - 2142. (in Chinese)
- [6] 房明星,毕大平,沈爱国.一种特征消除的SAR盲移频干扰技术[J].现代雷达,2016,38(5):82 - 87.
FANG Ming-xing, BI Da-ping, SHEN Ai-guo. A blind shift-frequency jamming method of eliminating characteristic for SAR[J]. Modern Radar, 2016, 38(5): 82 - 87. (in Chinese)
- [7] 冯有前,余付平,高大化,等.稀疏分解在雷达移频干扰抑制方法的应用研究[J].计算机工程与应用,2012,48(6):129 - 130.
FENG You-qian, YU Fu-ping, GAO Da-hua, et al. Research on radar shift-frequency jamming suppression based on sparse decomposition[J]. Computer Engineering and Applications, 2012, 48(6): 129 - 130. (in Chinese)
- [8] 王文光,季彧,任欣.基于LFM波形的极化雷达移频干扰鉴别[J].中国电子科学研究院学报,2017,1:79 - 84.
WANG Wen-guang, JI Yu, REN Xin. Frequency shift jamming discrimination based on LFM waveform of polarimetric radar[J]. Journal of CAEIT, 2017, 1: 79 - 84. (in Chinese)

- nese)
- [9] 李欣,王春阳,付孝龙,等. 极化通道扩展和盲源分离联合抗移频干扰技术[J]. 北京航空航天大学,2017,43(4):733-736.
LI Xin, WANG Chun-yang, FU Xiao-long, et al. Shift-frequency jamming suppression technique based on polarized channel expanding and blind source separation union[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2017, 43(4):733-736. (in Chinese)
- [10] 冯德军,王俊杰,王俊卿. 移频导前假目标的特性分析及其鉴别方法[J]. 雷达学报,2017,6(4):325-331.
FENG De-jun, WANG Jun-jie, WANG Jun-qing. Signature analysis and discrimination method of preceeded frequency-shift false target[J]. Journal of Radars, 2017, 6(4):325-331. (in Chinese)
- [11] 罗金亮,赵静静,张建科. DRFM 移频干扰对 LFM 脉冲压缩雷达的影响及对策研究[J]. 空间电子技术,2010,2:55-58.
LUO Jin-liang, ZHAO Jing-jing, ZHANG Jian-ke. The influences and solutions of DRFM frequency-shift interference to LFM pulse compression radar[J]. Space Electronic Technology, 2010, 2:55-58. (in Chinese)
- [12] 张静克. 对多通道 SAR 分布式协同干扰技术研究[D]. 长沙:国防科学技术大学,2016.
ZHANG Jing-ke. Study on distributed cooperative jamming techniques against multichannel SAR[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016. (in Chinese)
- [13] SOUMEKH M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1):191-205.
- [14] PEI S C, YEH M H. Two dimensional discrete fractional Fourier transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 13(4):289-300.
- [15] 吴顺军,梅晓春. 雷达信号处理和数据处理技术[M]. 北京:电子工业出版社,2008.
WU Shun-jun, MEI Xiao-chun. Radar Signal Processing and Data Processing Technology[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008. (in Chinese)
- [16] Ozaktas H M, Arıkan O, Kutay M A, et al. Digital computation of the fractional fourier transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(9):2141-2150.
- [17] Barnett V, Lewis T. Outliers in Statistical Data[M]. New-York: John Wiley & Sons, 1994.
- [18] ELLISON S L. An outlier-resistant indicator of anomalies among inter-laboratory comparison data with associated uncertainty[J]. Metrologia, 2018, 56(6):840-854.
- [19] 单凉,张剑云,孙琳. 基于目标展宽特征的欺骗干扰识别方法[J]. 电子信息对抗技术,2016,31(3):55-56.
DAN Liang, ZHANG Jian-yun, SUN Lin. Deception jamming identification based on original echo information[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2016, 31(3):55-56. (in Chinese)

作者简介



张 亮 男,1987 年出生,山东齐河人,现为海军航空大学信息融合研究所博士研究生.研究方向为雷达抗干扰.
E-mail:332401479@qq.com



王国宏 男,1963 年出生,山西沁水人,现为海军航空大学信息融合研究所教授、博士生导师.主要从事多源信息融合、机动目标跟踪、雷达抗干扰等技术研究.

张翔宇 男,1986 年出生,山西太原人,现为海军航空大学信息融合研究所讲师.研究方向为雷达抗干扰、目标跟踪技术.

李思文 男,1993 年出生,山西运城人,现为海军航空大学信息融合研究所硕士研究生.研究方向为雷达抗干扰.

辛婷婷 女,1994 年出生,山东潍坊人,现为海军航空大学信息融合研究所硕士研究生.研究方向为相参积累.