

· 抗干扰专题 ·

DOI:10.16592/j.cnki.1004-7859.2021.08.007

# 正负斜率 LFM 对消法抗间歇采样转发式干扰

汤 玥<sup>1</sup>, 张仁李<sup>\*1</sup>, 邬逸昕<sup>2</sup>, 李伟业<sup>1</sup>, 盛卫星<sup>1</sup>

(1. 南京理工大学 电子工程与光电技术学院, 南京 210094)

(2. 中国航天科工集团 8511 研究所, 南京 210007)

**摘要:** 间歇采样转发式干扰是一种新型电子对抗方法, 针对线性调频(LFM)体制雷达, 干扰机采样并转发部分雷达发射信号, 形成与目标回波相干的干扰信号, 从而在对方雷达接收机匹配滤波过程中形成多个虚假的目标尖峰。为了对抗此干扰, 文中提出了一种正负斜率 LFM 对消法, 该方法使用数字阵列雷达在不同的天线单元同时发射正负调频斜率的 LFM 信号。由于正负调频斜率 LFM 信号中的间歇采样转发式干扰回波同时到达, 所以具有相反调频斜率的干扰回波被分离、去斜, 再调整两个信号之间的频率差和相位差, 就可通过两个信号相减来达到对消干扰并保留目标信号的目的。仿真结果表明: 采用正负斜率 LFM 对消法, 在 20 dB 的干信比下, 间歇采样转发式干扰的功率被抑制了 28 dB。

**关键词:** 间歇采样转发式干扰; 正负斜率线性调频对消法; 双正交傅里叶变换

中图分类号: TN972 文献标志码: A 文章编号: 1004-7859(2021)08-0041-07

引用格式: 汤 玥, 张仁李, 邬逸昕, 等. 正负斜率 LFM 对消法抗间歇采样转发式干扰[J]. 现代雷达, 2021, 43(8): 41-47.

TANG Yue, ZHANG Renli, WU Yixin, et al. A double-LFM method for interrupted-sampling repeater jamming suppression[J]. Modern Radar, 2021, 43(8): 41-47.

## A Double-LFM Method for Interrupted-sampling Repeater Jamming Suppression

TANG Yue<sup>1</sup>, ZHANG Renli<sup>\*1</sup>, WU Yixin<sup>2</sup>, LI Weiye<sup>1</sup>, SHENG Weixing<sup>1</sup>

(1. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

(2. No. 8511 Research Institute of CASIC, Nanjing 210007, China)

**Abstract:** The interrupted-sampling repeater jamming is a newly emerging electronic countermeasure method. For linear frequency modulated (LFM) radar, part of the radar emission signal is sampled and then forwarded by the jammer, forming jamming signal coherent with the target echo. Multiple false target spikes are formed during the process of matched filtering in the victim radar receiver. To combat the jamming, a double-LFM method is proposed in this paper which uses digital array radar to simultaneously transmit positive and negative chirp rate LFM signals in different antenna cells. As the interrupted-sampling repeater jamming echoes arrive at the same time for the positive and negative LFM signals, the jamming echoes with opposite rates are separated and dechirp processed. After adjusting the frequency difference and phase difference between two signals, the purpose of canceling jamming and retaining the target signal is achieved by subtracting two signals. Simulation results demonstrate that using the double-LFM method, the power of interrupted-sampling repeater jamming is suppressed by 28 dB under the condition of 20 dB jamming-to-signal ratio.

**Key words:** interrupted-sampling repeater jamming; double linear frequency modulation method; bi-orthogonal Fourier transform

## 0 引言

间歇采样转发式干扰(ISRJ)由 WANG X S 等<sup>[1]</sup>于 2007 年提出, 它由一种被称为数字射频存储(DRFM)的设备实现<sup>[2]</sup>。ISRJ 干扰机间歇地采样多段雷达发射信号并将其放大、转发, 直到检测到信号的下

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61971224); 基础加强计划技术领域基金(2019-JCQJ-JJ-366)  
收稿日期: 2021-05-27 修订日期: 2021-07-09

降沿为止。干扰机转发的信号与雷达发射信号相干, 因而干扰信号通过脉冲压缩后可以得到很高的信号处理增益, 能够利用较小的发射功率在对方雷达中形成多个较强的假目标。

目前, 针对 ISRJ 的电子对抗方法引起了广泛的的关注。文献[3-4]中将发射脉冲分成多个正交子信号, 由于子信号的匹配滤波器仅累积相应子信号的能量,

因而可以有效消除干扰。文献[5-7]根据回波信号的时频分析生成特定的带通滤波器以滤除 ISRJ 干扰。但是,当干扰机的参数在一个相干处理时间(CPI)内变化时,文献[3-4]中的匹配滤波器和文献[5-7]中的带通滤波器无法自适应调节。文献[8-9]分别提出了基于自适应 CLEAN 算法和反卷积算法的干扰参数估计和干扰重构消除来抑制线性调频(LFM)信号的 ISRJ,但是当 ISRJ 干扰机额外添加一个假目标多普勒频移时,上述算法就无法准确求出目标的速度。

本文利用数字阵列雷达的信道自由度,提出正负斜率 LFM 对消法来抑制 ISRJ 干扰。在正负斜率 LFM 对消法中,正负调频斜率的 LFM 信号分别在阵列天线的上半部分和下半部分发射,那么由 ISRJ 干扰器产生的正调频斜率干扰信号和负调频斜率干扰信号在雷达接收机中被同时接收。在分离正负调频斜率信号和去斜处理之后,将两个调频斜率的干扰信号补偿到相同的频率和初始相位,由此,通过相减可以在时域中消除 ISRJ 干扰,而目标信号能够保留。

## 1 ISRJ 信号模型

数字阵列雷达能够同时发射多波束,阵列天线的上半部阵面和下半部阵面分别发射正负调频斜率的 LFM 信号以抑制 ISRJ。正负调频斜率的 LFM 基带波形分别如式(1)和式(2)所示。

$$s_{t+}(t) = s_{t+}(\hat{t}, t_n) = e^{j(\pi K \hat{t}^2 + \varphi_1)} \text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right), \quad t \in [0, NT] \quad (1)$$

$$s_{t-}(t) = s_{t-}(\hat{t}, t_n) = e^{j[\pi(-K)\hat{t}^2 + \varphi_2]} \text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right), \quad t \in [0, NT] \quad (2)$$

$$\text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right) = \begin{cases} 1, & \hat{t} \in [0, T_p] \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

式中: $K$  为 LFM 信号的调频斜率; $T_p$  为发射信号的脉宽; $T$  为脉冲重复周期(PRI); $N$  为一个 CPI 内包含的 PRI 数量; $\hat{t}$  和  $t_n$  分别为快时间变量和慢时间变量, $t_n = nT$ ,  $\hat{t} = t - nT$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ; $\varphi_1$  和  $\varphi_2$  为发射信号的初相。

ISRJ 干扰机的采样脉冲信号重复周期为  $T_r$ , 脉冲宽度为  $\tau$ , 它的模型为

$$p(t) = p(\hat{t}, t_n) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - nT_r}{\tau}\right) \quad (4)$$

雷达从目标和 ISRJ 干扰机接收到的回波信号经数字下变频后可写为

$$s_r(t) = A_t s_{t+}(t - \tau_{tar}) e^{j2\pi f_d t} + A_t s_{t-}(t - \tau_{tar}) e^{j2\pi f_d t} + A_j s_{t+}(t - \tau_{tar} - \tau) \cdot p(t - \tau_{tar} - \tau) e^{j2\pi f_d t} e^{j2\pi \gamma_d t} + A_j s_{t-}(t - \tau_{tar} - \tau) \cdot p(t - \tau_{tar} - \tau) e^{j2\pi f_d t} e^{j2\pi \gamma_d t} \quad (5)$$

式中: $\tau_{tar}$  为目标回波时延; $f_d$  为目标多普勒频率; $\gamma_d$  为 ISRJ 干扰机产生的假目标多普勒频偏; $A_t$  为目标回波幅度; $A_j$  为 ISRJ 干扰幅度。

以正调频斜率的干扰信号为例,对其中的  $p(t)$  用傅里叶级数展开,有

$$s_{j+}(t) = A_j s_{t+}(t - \tau_{tar} - \tau) \cdot p(t - \tau_{tar} - \tau) e^{j2\pi f_d t} e^{j2\pi \gamma_d t} = A_j \left[ \frac{\tau}{T_r} s_{t+}(t - \tau_{tar} - \tau) + \frac{2\tau}{T_r} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi f_r \tau)}{n\pi f_r \tau} \cos(2\pi n f_r (t - \tau_{tar} - \tau)) \cdot s_{t+}(t - \tau_{tar} - \tau) \right] e^{j2\pi f_d t} e^{j2\pi \gamma_d t} \quad (6)$$

其中,  $f_r = \frac{1}{T_r}$ 。

假设  $h(t)$  是正调频斜率发射信号对应的匹配滤波器,则 ISRJ 的匹配滤波输出可写为

$$y_{j+}(t) = s_{j+}(t) \otimes h(t) = A_j \left[ \frac{\tau}{T_r} s_{t+}(t - \tau_{tar} - \tau) \otimes h(t) + \frac{2\tau}{T_r} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(n\pi f_r \tau)}{n\pi f_r \tau} \cos(2\pi n f_r (t - \tau_{tar} - \tau)) \cdot s_{t+}(t - \tau_{tar} - \tau) \otimes h(t) \right] e^{j2\pi f_d t} e^{j2\pi \gamma_d t} \quad (7)$$

式中:“ $\otimes$ ”为卷积运算。由式(7)可知,  $y_{j+}(t)$  可看作由大量带有时延  $\tau$  与多普勒频率为  $f_r$  整数倍的目标回波经匹配滤波后的输出信号加权合成。因此,对传统 LFM 雷达来说, ISRJ 干扰经过匹配滤波器后会在距离真实目标时延为  $\tau \pm nf_r/K$  处产生虚假目标尖峰, 干扰雷达检测结果。

从式(5)的回波模型可以看出, 正调频斜率和负调频斜率 LFM 信号中的干扰会同时到达雷达接收机, 所以正负斜率的 ISRJ 干扰回波可以在时域上被分离、去斜并对消。

## 2 LFM 信号分离与干扰对消

### 2.1 正负调频斜率 LFM 信号分离

抗干扰处理的流程图如图 1 所示。

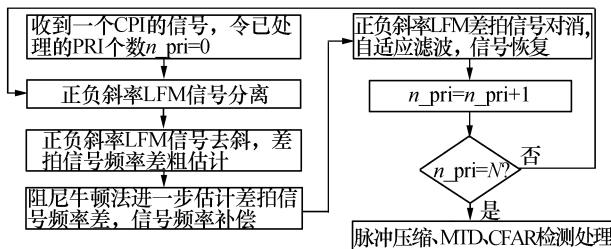


图 1 正负斜率 LFM 对消法抗 ISRJ 干扰处理流程图

在式(5)中, 正调频斜率与负调频斜率的 LFM 回波信号相交, 所以利用双正交傅里叶变换(BFT)<sup>[10]</sup>将具有相反调频斜率的 LFM 信号展开到调频斜率谱上, 会分别在正调频斜率谱和负调频斜率谱上形成一个峰, 再提取出正负半轴的 BFT 结果分别做 IBFT, 就可以将接收到的正负调频斜率 LFM 信号分离。连续形式的 BFT 表达式是

$$S_R(\omega) = 2 \int_0^{+\infty} s_r(t) \exp(-j\omega t^2) dt \quad (8)$$

式中:  $S_R(\omega)$  为 BFT 的输出结果。经 IBFT 后分离得到的正负调频斜率的 LFM 信号如下

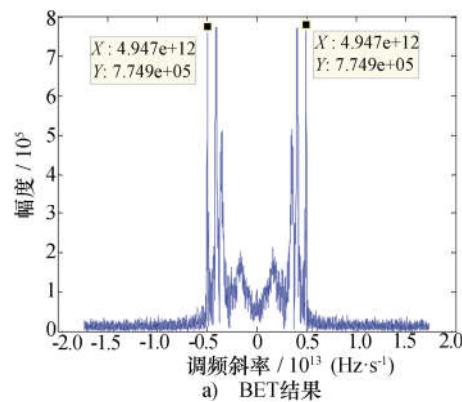
$$\begin{cases} s_{r+}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} S_R(\omega) \exp(j\omega t^2) d\omega \\ s_{r-}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{-\infty} S_R(\omega) \exp(j\omega t^2) d\omega \end{cases} \quad (9)$$

式中:  $s_{r+}(t)$  表示  $s_r(t)$  中的正调频斜率信号;  $s_{r-}(t)$  表示  $s_r(t)$  中的负调频斜率信号。

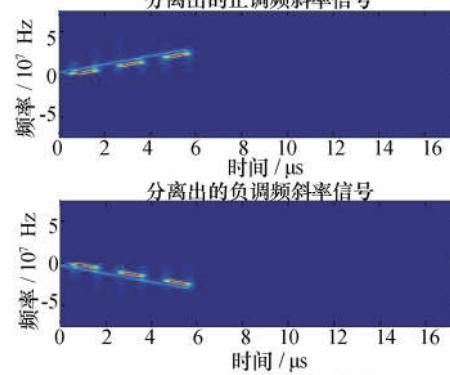
设定仿真参数如表 1 所示, 信噪比(SNR)为 20 dB、干信比(JSR)为 10 dB 时正负斜率 LFM 回波信号经过 BFT 处理后的结果如图 2a) 所示, 对图 2a) BFT 结果进行正负斜率 LFM 信号分离, 分离后正负调频斜率信号通过短时傅里叶变换(STFT)处理的时频结果如图 2b) 所示。可以看出, 正负斜率目标回波和干扰信号都被准确地分离。

表 1 LFM 雷达和 ISRJ 干扰仿真参数

符号	含义	数值
$f_c/\text{GHz}$	发射信号载频	10
$B/\text{MHz}$	发射信号带宽	30
$T_p/\mu\text{s}$	发射信号脉宽	6
$T/\mu\text{s}$	脉冲重复周期	24
$N$	一个 CPI 中的 PRI 个数	64
$f_s/\text{MSPS}$	数据率	150
$v_d/(m \cdot s^{-1})$	目标速度	100
$R/m$	目标距离	1 000
$\tau/\mu\text{s}$	干扰采样脉宽	1
$T_r/\mu\text{s}$	干扰采样重复周期	2
$v_i/(m \cdot s^{-1})$	干扰机附加速度	-50



a) BET 结果



b) STFT 时频分析结果

当 LFM 基带信号的初始频率不为 0 时, BFT 结果的尖峰会被展宽, 使得 IBFT 后信号分离结果的准确性下降。因此,  $s_r(t)$  中目标回波到达前的采样信号应该先被舍去, 待干扰被对消后再补偿上这一部分信号。在干信比大于 20 dB 的情况下, 在使用 IBFT 进行信号分离时, 每一段干扰信号的边缘处恢复得并不理想, 所以为达到更好的干扰对消效果, 构造一个截断滤波器将干扰边缘处部分采样点去除。显然, 要舍去的信号长度以及截断滤波器的参数都由干扰信号的位置决定, 由于干扰信号的功率总是远大于目标回波, 因而计算接收到信号的包络就可以确定干扰信号的位置, 由

此可以进行接收信号的截断。

仿真参数如表 1 所示,信噪比为 20 dB、干信比为 30 dB 时的干扰位置判定图如图 3 所示,其中蓝色部分是接收信号包络检波结果,红色部分指示了判断出的干扰信号边缘位置。可以看出,干扰信号能被准确定位。

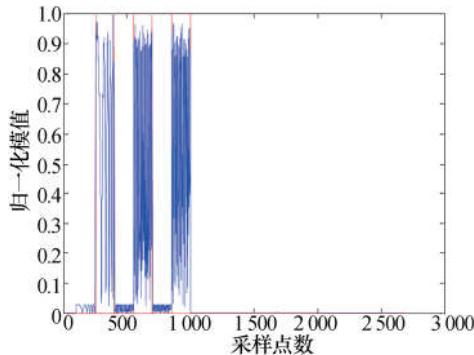


图 3 接收信号中 ISRJ 干扰信号位置判定结果

## 2.2 干扰信号对消

假设真实目标回波位于第  $N_{\text{real}}$  个距离门,则在  $s_{\text{r+}}(t)$  和  $s_{\text{r-}}(t)$  信号中,目标回波到达时间  $t_{N'}$  为  $N_{\text{real}}/f_s$ ,  $f_s$  是采样率。 $s_{\text{r+}}(t)$  和  $s_{\text{r-}}(t)$  的调频斜率不同,不能直接对消,需要先做如式(10)和式(11)所示的去斜率处理,得到的结果表示为  $s_{\text{de+}}(t)$  和  $s_{\text{de-}}(t)$ 。

$$s_{\text{de+}}(t) = s_{\text{r+}} \cdot e^{j\pi(-K)t^2} = [A_t e^{j2\pi(f_d - Kt_{N'})t + \varphi_{\text{r1}}} + A_j e^{j2\pi(f_d + \gamma_d - Kt_{N'} - K\tau)t + \varphi_{\text{j1}}} \cdot p(t - \tau)] \text{rect}\left(\frac{t - t_{N'}}{T_p}\right) \quad (10)$$

$$s_{\text{de-}}(t) = s_{\text{r-}} \cdot e^{j\pi Kt^2} = [A_t e^{j2\pi(f_d + Kt_{N'})t + \varphi_{\text{r2}}} + A_j e^{j2\pi(f_d + \gamma_d + Kt_{N'} + K\tau)t + \varphi_{\text{j2}}} \cdot p(t - \tau)] \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_{N'}}{T_p}\right) \quad (11)$$

式中: $\varphi_{\text{r1}}, \varphi_{\text{j1}}$  分别为  $s_{\text{de+}}(t)$  中目标回波、干扰的相位; $\varphi_{\text{r2}}, \varphi_{\text{j2}}$  分别为  $s_{\text{de-}}(t)$  中目标回波、干扰的相位。显然,对  $s_{\text{de+}}(t)$  补偿干扰信号频率差  $2K\tau + 2Kt_{N'}$  以及  $\varphi_{\text{j2}} - \varphi_{\text{j1}}$  的相位差  $\varphi$ ,然后减去  $s_{\text{de-}}(t)$ ,即可消去干扰。由于 ISRJ 干扰能量远大于目标回波,所以对  $s_{\text{de+}}(t)$  和  $s_{\text{de-}}(t)$  分别做快速傅里叶变换(FFT)后使用恒虚警率(CFAR)检测取最大峰值,将两峰值对应的频率相减就能得到干扰信号的频率差,将其记作  $f_0$ 。

仿真参数如表 1 所示,信噪比为 20 dB、干信比为 20 dB 时,  $s_{\text{de+}}(t)$  和  $s_{\text{de-}}(t)$  的频谱如图 4 所示,其中,蓝色

部分是  $s_{\text{de+}}(t)$  的频谱,红色部分是  $s_{\text{de-}}(t)$  的频谱。将仿真参数代入式(10)和式(11),计算可得,去斜后正负斜率干扰信号的峰值频率分别为 -4.997 MHz 和 5.003 MHz。

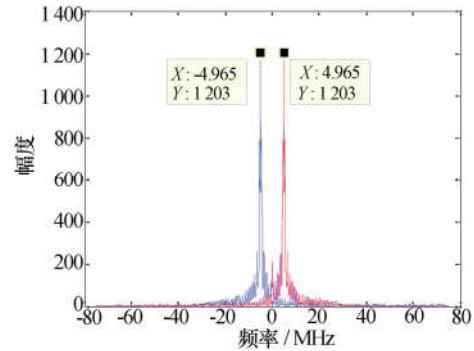


图 4 去斜后的正负斜率 LFM 信号频谱

对比频谱峰值的理论值与仿真结果,可以看出由于 FFT 的频率分辨率有限,得到的频率差  $f_0$  不会是精确的  $2K\tau + 2Kt_{N'}$ ,不能直接用来对消。因此,对消时还要对  $s_{\text{de+}}(t)$  补偿一个精调频率  $\Delta f$ ,使得  $f_0 + \Delta f = 2K\tau + 2Kt_{N'}$ 。

将对消后的信号写为  $s_{\text{cancel}}(\Delta f, \varphi)$ ,有

$$s_{\text{cancel}}(\Delta f, \varphi) = s_{\text{de+}}(t) \cdot e^{j2\pi(f_0 + \Delta f)t + \varphi} - s_{\text{de-}}(t) \quad (12)$$

$s_{\text{cancel}}(\Delta f, \varphi)$  的能量为

$$E(\Delta f, \varphi) = \|s_{\text{cancel}}(\Delta f, \varphi)\|_2^2 \quad (13)$$

式中:  $\|\cdot\|_2$  为最小二范数。调整  $\Delta f$  和  $\varphi$  使得  $E(\Delta f, \varphi)$  最小,就能对消干扰信号,这个过程使用的是阻尼牛顿法。

通过阻尼牛顿法补偿、对消以后的信号为

$$s_{\text{E-min}}(t) = A_t [e^{j2\pi(f_d + Kt_{N'})t - \varphi_{\text{r1}}} - e^{j2\pi(f_d + 2K\tau + Kt_{N'})t - \varphi_{\text{r1}}}] \text{rect}\left(\frac{t - t_{N'}}{T_p}\right) \quad (14)$$

式中:中括号内的第一项为  $s_{\text{de-}}(t)$  中的目标回波信号;第二项为  $s_{\text{de+}}(t)$  中的目标信号经过频率补偿后的信号。

仿真参数如表 1 所示,信噪比为 20 dB、干信比为 20 dB 时,使用阻尼牛顿法前后的信号对消结果对比图如图 5 所示。粗估计得到的干扰频差为 9.931 MHz,而采用阻尼牛顿法得到的精估计干扰频差为 9.967 MHz,更接近干扰频差理论值 10 MHz。从仿真结果可以看出,只用粗估计得到的干扰频率差做信号补偿时,由于正负斜率的干扰信号没有完全对齐,信号对消后泄露

进了部分干扰信号;而使用阻尼牛顿法得到的精估计频差、相差来做信号补偿时,干扰幅度降低了 19.54 dB,说明能准确对消掉干扰信号。

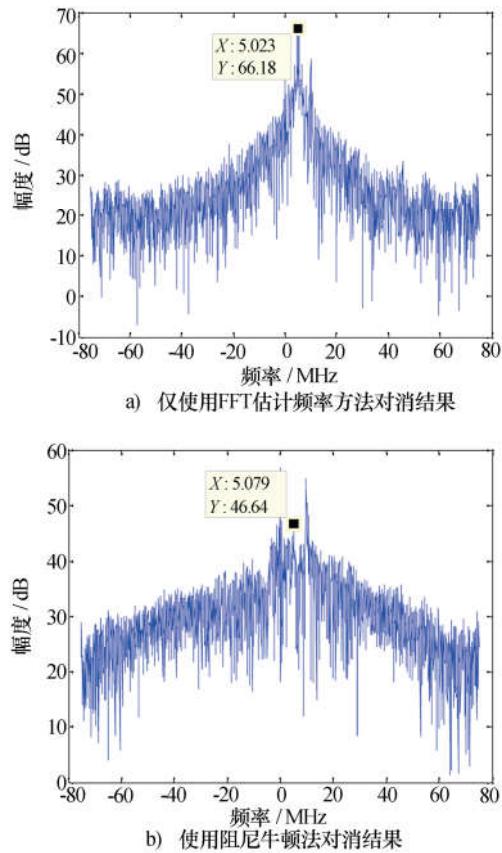


图 5 精估计前后的信号对消性能对比

使用自适应滤波将式(14)中的高频信号滤除,就可以得到  $s_{de-}(t)$  中的目标信号如下

$$s_{\text{filt}}(t) = A_t e^{j2\pi(f_d+Kt_N)(t-t_N)} \text{rect}\left(\frac{t-t_N}{T_p}\right) \quad (15)$$

对  $s_{\text{filt}}(t)$  乘以  $e^{j\pi(-K)t^2}$ , 将其恢复为负调频斜率的 LFM 信号, 得到

$$\begin{aligned} S_{\text{cancel}}(t) &= A_t e^{j2\pi(f_d+Kt_N)(t-t_N)} \text{rect}\left(\frac{t-t_N}{T_p}\right) \exp(j\pi(-K)t^2) = \\ &A_t e^{j[2\pi f_d(t-t_N)-\pi K(t-t_N)^2]} \text{rect}\left(\frac{t-t_N}{T_p}\right) \end{aligned} \quad (16)$$

如式(16)所示, ISRJ 干扰被抑制, 目标回波被保留。

对图 5b) 中的信号做低通滤波, 将其恢复为负调频斜率的 LFM 信号后, 对它做脉冲压缩, 结果如图 6 所示。仿真结果得到目标距离为 1 000 m, 与设置的实际目标距离符合。

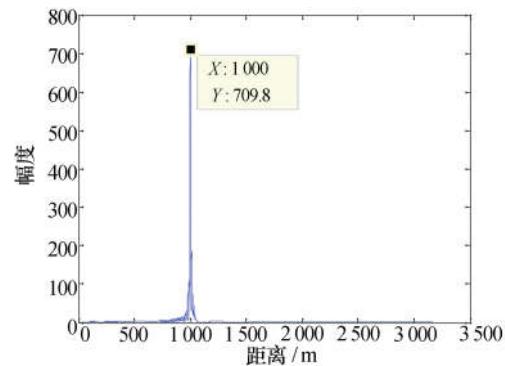


图 6 恢复得到的负斜率 LFM 信号脉冲压缩结果

### 3 仿真与分析

本节使用蒙特卡洛实验来比较正负斜率 LFM 对消法、文献[6]方法和文献[7]方法在不同的信噪比和干信比条件下的性能。发射信号及干扰的参数如表 1 所示。

当干信比为 20 dB 时, 采用正负斜率 LFM 对消法得到的动目标检测(MTD)结果如图 7 所示。用滑窗 CFAR 检测目标峰值, 窗长度为 32, 虚警率为  $10^{-6}$ 。与传统的 MTD 方法相比, 正负斜率 LFM 对消法将干扰抑制了 28 dB。

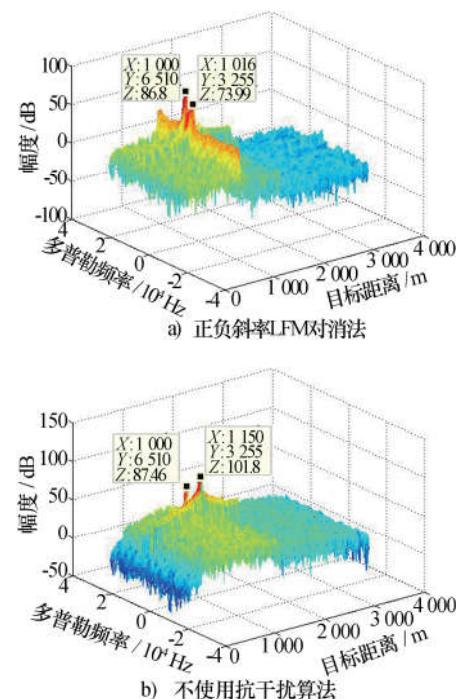


图 7 正负斜率 LFM 对消法与不使用干扰算法的 MTD 结果对比图

当时域信噪比以 5 dB 的间隔从 -20 dB ~ 20 dB 变化时, 对于不同的干信比条件, 四种方法的检测概率如图 8 所示。当干信比和信噪比分别为 20 dB 和 -10 dB

时,正负斜率 LFM 对消法、文献[6]方法和文献[7]方法的检测概率分别为 94%, 0% 和 15%。可以看出, 正负斜率 LFM 对消法具有比其他两种方法更好的检测性能。

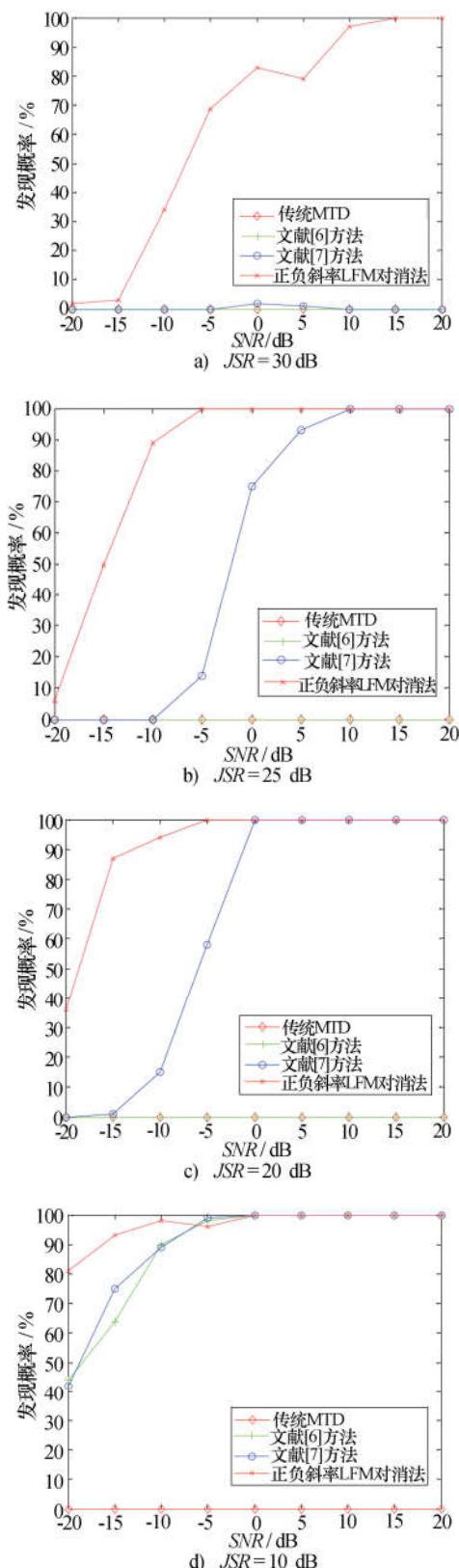


图 8 干信比取不同值时发现概率曲线

#### 4 结束语

作为新型雷达干扰, ISRJ 干扰机对雷达发射信号进行采样, 然后放大并转发该信号。由于干扰信号与目标回波相干, 在 LFM 信号的匹配滤波过程中会形成多个错误的目标尖峰。

本文提出了一种正负斜率 LFM 对消法, 通过数字阵列雷达的上下半阵面分别将正负调频斜率 LFM 信号同时发射, 在接收回波信号后分离出其中的正负调频斜率信号, 将它们转换为点频信号, 然后调整两个信号之间的频率差和相位差来对消 ISRJ 干扰, 最后通过自适应滤波和恢复 LFM 信号获得抗干扰后的目标回波。仿真结果表明: 正负斜率 LFM 对消法的性能始终优于文献[6]方法和文献[7]方法, 在干信比为 20 dB 时, 该方法对 ISRJ 的功率抑制达到 28 dB。在低信噪比和高干信比的恶劣干扰环境下, 也能有效抑制干扰, 显著提高目标发现概率。此外, 信号处理的过程中不需要使用复杂的参数估计算法, 运算量低, 也减小了参数估计不合理给后续干扰抑制带来误差的可能。同时, 将正负调频斜率的 LFM 信号分别在阵列天线的上半部分和下半部分发射, 根据 ISRJ 干扰器产生的正负调频斜率干扰信号在雷达接收机中被同时接收的性质对消干扰信号, 这种抗干扰方式给对抗其他类型的干扰也提供了思路。

#### 参 考 文 献

- [1] WANG X S, LIU J C, ZHANG W M, et al. Mathematic principles of interrupted-sampling repeater jamming (ISRJ) [J]. Science in China, 2007, 50(1): 113–123.
- [2] 卢云龙, 李明, 闫琰. 利用调频率匹配的 DRFM 欺骗干扰检测方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2014, 41(5): 67–73.  
LU Yunlong, LI Ming, YAN Yan. Method for detecting DRFM deception jamming based on LFM rate matching[J]. Journal of Xidian University, 2014, 41(5): 67–73.
- [3] REN Z F, JIANG M, ZHANG L. Orthogonal phase-frequency coded signal in a pulse against interrupted sampling repeater jamming [J]. The Journal of Engineering, 2019(6): 7573–7576.

- [4] 周 畅, 汤子跃, 余方利, 等. 基于脉内正交的抗间歇采样转发干扰方法[J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(2): 269–276.  
ZHOU Chang, TANG Ziyue, YU Fangli, et al. Anti intermittent sampling repeater jamming method based on intra-pulse orthogonality[J]. Systems Engineering and Electronics, 2017, 39(2): 269–276.
- [5] XIONG W, ZHANG G, LIU W B. Efficient filter design against interrupted sampling repeater jamming for wideband radar[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2017 (9): 1–12.
- [6] YUAN H, WANG C Y, LI X , et al. A method against interrupted-sampling repeater jamming based on energy function detection and band-pass filtering[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2017 (1): 1–9.
- [7] CHEN J , WU W Z, XU S Y, et al. A band pass filter design against interrupted-sampling repeater jamming based on time-frequency analysis[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2019, 13(10): 1646–1654.
- [8] ZHOU C, SHI F Q, LIU Q H. Research on parameters estimation and suppression for C&I jamming[C]// Proceedings of 2016 CIE International Conference on Radar. Guangzhou: IEEE Press, 2016: 1–4.
- [9] ZHOU C , LIU Q H , CHEN X L . Parameter estimation and suppression for DRFM-based interrupted sampling repeater jammer[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2018, 12(1): 56–63.
- [10] 王本庆, 李兴国. LFM 信号调频斜率的双正交 Fourier 变换分析算法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(7): 1620–1623.  
WANG Benqing, LI Xingguo. Analysis algorithm to frequency rate of LFM signal based on biorthogonal Fourier transform [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(7): 1620–1623.

### 作者简介:

汤 玥 女,1997 年生,硕士研究生,研究方向为雷达信号处理;

张仁李 男,1986 年生,博士,副教授,硕士生导师,研究方向为雷达信号处理、雷达抗干扰、恒虚警检测;

邬逸昕 男,1996 年生,硕士研究生,研究方向为雷达信号处理;

李伟业 男,1999 年生,大学本科,研究方向为宽带数字波束形成;

盛卫星 男,1966 年生,博士,教授,博士生导师,研究方向为数字波束形成、智能天线、电磁散射模型以及图像处理。