

一种分数阶域的密集假目标干扰抑制算法

张亮^{1,2}, 王国宏¹, 张顺义², 张翔宇¹, 孙殿星³, 李思文¹

(1. 海军航空大学信息融合研究所, 264001, 山东烟台; 2. 中国人民解放军 94326 部队, 250000, 济南;
3. 中电科仪器仪表有限公司, 266555, 山东青岛)

摘要: 针对线性调频(LFM)相参雷达抗自卫式密集假目标干扰问题,提出一种分数阶域的密集假目标干扰抑制算法。雷达遭受干扰后,首先发射调频斜率捷变 LFM(SV-LFM)波形,得到 1 个相干处理间隔回波;其次,最大高阶矩准则估计各脉冲重复周期干扰调频斜率,确定分数阶傅里叶变换(FRFT)最优阶次;然后,计算回波最优阶次 FRFT,通过峰值遮盖滤除部分干扰;最后,对滤除干扰后的回波进行脉冲压缩、相参积累,最终实现干扰抑制。对于发射 SV-LFM 波形的雷达,其脉冲压缩、相参积累本身对密集假目标干扰具有一定抑制作用,结合干扰滤除处理,能够取得更佳抑制效果。实验结果表明,所设计的变带宽 SV-LFM 波形与雷达动目标检测具备较高兼容性,相比理想不捷变,真实目标有效检测临界信噪比小于 1 dB;所提算法对干扰抑制后的真实目标有效检测临界干信比提高约 20 dB,假目标数量减少约 40%。

关键词: 密集假目标干扰;雷达;线性调频;调频斜率捷变;分数阶傅里叶变换;干扰抑制

中图分类号: TN958 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202012010 **文章编号:** 0253-987X(2020)12-0079-09



OSID 码

An Algorithm for Suppressing Jamming of Dense False Targets in Fractional Fourier Transform Domain

ZHANG Liang^{1,2}, WANG Guohong¹, ZHANG Shunyi², ZHANG Xiangyu¹,
SUN Dianxing³, LI Siwen¹

(1. Institute of Information Fusion, Naval Aviation University, Yantai, Shandong 264001, China; 2. The 94326 Unit, Jinan 250000, China; 3. China Electronics Technology Instruments Co. Ltd., Qingdao, Shandong 266555, China)

Abstract: An algorithm for suppressing jamming in the fractional Fourier transform (FRFT) domain is proposed to solve the problem of self-screening dense false target jamming in linear frequency modulation (LFM) coherent radar. Firstly, when LFM radar is jammed, slope varying LFM (SV-LFM) waveform is transmitted to obtain a coherent processing interval echo. Then, the maximum high-order moment criterion is used to estimate the jamming slope in each pulse repetition period and determine the optimal order of FRFT. The optimal order FRFT of the echo is calculated, and the FRFT peak value covers and filters out part of the jamming. Finally, pulse compression and coherent integration are carried out for the filtered echo to realize the final suppression of jamming. For the radar of SV-LFM waveform, the processing of pulse compression and coherent integration have certain suppression effects on dense false targets, and better suppression effect can be achieved by combining with jamming filtering. Experimental

收稿日期: 2020-06-07。 作者简介: 张亮(1987—),男,博士生;王国宏(通信作者),男,教授,博士生导师。 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61731023,61701519);山东省“泰山学者”攀登计划专项资金资助项目。
网络出版时间: 2020-09-01 网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20200901.0935.002.html>

results show that SV-LFM with variable bandwidth has higher compatibility with radar moving target detection, and the critical signal to noise ratio of real target detection is less than 1 dB, compared to ideal non-agility case. After jamming suppression, the critical jamming to signal ratio increases by about 20 dB, and the number of false targets reduces by about 40%.

Keywords: dense false target jamming; radar; linear frequency modulation; slope varying; fractional Fourier transform; jamming suppression

当前,我国周边形势日趋严峻复杂,雷达作为一种感知目标信息的传感器,其获取的雷达情报平时还是战时不可或缺,然而雷达一旦遭受电磁干扰,则会削弱其感知能力。基于数字射频存储装置(DRFM)^[1]的密集假目标干扰是收发分时体制干扰机常用的干扰方式,干扰信号由截获全脉冲雷达信号生成,连续复制转发有效压制雷达系统。为对抗密集假目标干扰,文献[2]提出副瓣对消干扰对抗方法,但该方法无法抑制自雷达天线主瓣进入干扰信号。对此,部分专家学者基于真实回波与干扰信号极化特征^[3]、相位量化^[4]上的差异及真假目标幅度起伏^[5]、距离(方位)展宽^[6]、运动特征^[7]上的不同,构造检验统计量以识别信号属性或目标类型。由于密集假目标不追求对雷达操纵员的成功欺骗,更侧重于干扰数量及功率上的绝对优势压制雷达系统^[8-13],进而限制了上述算法的适用范围。文献[10]以线性调频(LFM)相参雷达相干处理间隔(CPI)回波为处理对象,针对匀速目标脉压后峰值慢时间直线特征,通过 Hough 正反变换重构真实目标。文献[11]将文献[10]思想进一步拓展至捷变频雷达。上述算法在具体操作上要求对脉压后的回波数据进行二值化处理,即尽可能将噪声数据置0,而将真实回波、干扰数据置1,由于未有效剔除干扰信号,限幅后的干扰主瓣、旁瓣能量同样影响真实目标检测。文献[12]设计调频斜率捷变 LFM(SV-LFM)波形,通过估计干扰个数、调频斜率、幅度等参数重构干扰信号,与回波对消达成抑制目的,但文中未明确给出干扰幅度、相位估计方法及算法受信噪比(SNR)和干信比(JSR)影响程度。文献[13]验证了4种参数脉间联合捷变抑制密集假目标干扰良好效果,但参数捷变需解决与雷达体制兼容性难题,而文中未给出有效解决方案。

针对上述问题,本文以自卫式干扰下 LFM 相参雷达抗密集假目标干扰为背景,提出一种分数阶域的密集假目标干扰抑制算法。分析了4种捷变模型,设计变带宽 SV-LFM 波形,利用真实回波、干扰调频斜率差异,估计干扰阶次分数阶域滤除干扰信

号,通过对滤除干扰后回波进行脉冲压缩、相参积累实现干扰抑制。实验结果表明,变带宽 SV-LFM 波形与动目标检测(MTD)具备较高的兼容性,所提算法对干扰抑制后,真实目标检测概率大幅提高,虚假目标数量明显减少。

1 发射信号脉间捷变模型

设雷达发射脉间载频、调频斜率、重复频率3参数联合捷变 LFM 信号,信号的复数形式可表示为

$$s(t_f, t_m) = \text{rect}[t_f/T_p(t_m)] e^{i2\pi f_a(t_m)t_f} e^{i\pi k(t_m)(t_f)^2} \quad (1)$$

式中: t_f 为快时间; t_m 为慢时间; $T_p(t_m)$ 为脉宽; $f_a(t_m)$ 为频率捷变量; $k(t_m) = B(t_m)/T_p(t_m)$ 为调频斜率; $B(t_m)$ 为带宽。对于固定重频雷达,慢时间可理解为对连续时间等间隔采样,即 $t_m = mT_r, m = 0, 1, 2, \dots, M-1, M$ 为相参积累个数,为脉冲重复周期,当雷达脉间重频捷变,慢时间可理解为连续时间不等间隔采样,即

$$t_m = \sum_{i=1}^m T_{ri} \quad (2)$$

式中: T_{ri} 为第 i 个脉冲重复周期, $i \leq m$ 。设目标初始距离为 R_t , 径向速度为 v_t , 则雷达在1个 CPI 内接收到的真实回波基带信号为

$$s_r(t_f, t_m) = \sigma(t_m) s[t_f - 2R(t_m)/c, t_m] e^{-i4\pi R(t_m)/\lambda(t_m)} \quad (3)$$

式中: $\sigma(t_m)$ 为目标反射系数; $R(t_m) = R_t - v_t t_m$ 为目标与雷达的径向距离函数; c 为光速; $\lambda(t_m)$ 为波长。

设真实目标在1个 CPI 内不起伏,即 $\sigma(t_m) = \sigma$, 且未发生距离走动,则式(3)可简化为

$$s_r(t_f, t_m) \approx e^{-i4\pi R_t/\lambda(t_m)} \sigma s(t_f - t_0, t_m) e^{i2\pi[2v_t/\lambda(t_m)]t_m} \quad (4)$$

式中: $t_0 = 2R_t/c$ 为不考虑慢时间影响回波时延。对 $s_r(t_f, t_m)$ 快时间脉冲压缩,得到

$$y_s(t_f, t_m) = e^{-i4\pi R_t/\lambda(t_m)} \sigma e^{-i4\pi f_a(t_m)t_0} T_p(t_m) \cdot \text{sinc}[\pi B(t_m)(t_f - t_0)] e^{i2\pi[2v_t/\lambda(t_m)]t_m} \quad (5)$$

区分理想状态(不捷变)和4种捷变模型,对 $y_s(t_f, t_m)$ 慢时间相参积累,得到

$$y_{0r}(t_f, n) = \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(t_f - t_0)] \cdot$$

$$e^{-i\frac{4\pi}{\lambda}R_t} M \text{sinc}[\pi M T_r (n - 2v_t/\lambda)] \quad (6)$$

$$y_{1r}(t_f, n) = \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(t_f - t_0)] \cdot F(e^{-i4\pi f_a(mT_r)t_0} e^{-i4\pi R_t/\lambda(mT_r)} e^{i2\pi[2v_t/\lambda(mT_r)]mT_r}) \quad (7)$$

$$y_{2r}(t_f, n) = e^{-i4\pi R_t/\lambda} \sigma \text{sinc}[\pi B(t_f - t_0)] \cdot F(T_p(mT_r) e^{i2\pi(2v_t/\lambda)mT_r}) \quad (8)$$

$$y_{3r}(t_f, n) = e^{-i4\pi R_t/\lambda} \sigma T_p \cdot F(\text{sinc}[\pi B(mT_r)(t_f - t_0)]) e^{i2\pi(2v_t/\lambda)mT_r} \quad (9)$$

$$y_{4r}(t_f, n) = e^{-i4\pi R_t/\lambda} \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(t_f - t_0)] \cdot F\left(\exp\left[i2\pi(2v_t/\lambda) \sum_{i=1}^m T_{ri}\right]\right) \quad (10)$$

式中: $y_{0r}(t_f, n)$ 、 $y_{1r}(t_f, n)$ 、 $y_{2r}(t_f, n)$ 、 $y_{3r}(t_f, n)$ 、 $y_{4r}(t_f, n)$ 分别为理想状态、频率捷变、调频斜率捷变(变脉宽)、调频斜率捷变(变带宽)和重频捷变真实回波相参积累结果; $F(\cdot)$ 表示求离散傅里叶变换(DFT); n 为多普勒频率。可以看出, 4 种捷变方式与雷达 MTD 均不完全兼容, 且兼容程度不同。当雷达采取变带宽脉间调频斜率捷变时, 真实回波慢时间脉压辛格函数峰值及位置不变, 仅是主瓣宽度的变化, 慢时间相参积累能够获得较高处理增益, 而其他 3 种方式虽然对真实回波脉压主瓣没有影响, 但捷变量对相参处理增益及目标多普勒检测影响较大。考虑到密集假目标干扰强压制特性, 雷达需具备高相参处理增益和准确的多普勒频率测量, 变带宽 SV-LFM 可满足该要求。

2 干扰抑制原理

2.1 变带宽 SV-LFM 干扰抑制效能

自卫式干扰下, 干扰机利用截获的雷达信号连续释放密集假目标干扰掩护己方飞机突防, 雷达方采取脉间调频斜率捷变(变带宽)工作方式对抗假目标干扰。由式(1)可知, 雷达发射变带宽 SV-LFM 信号为

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

式中: $k(t_m) = B(t_m)/T_p$ 为变带宽 SV-LFM 调频斜率。设干扰机为点目标, 初始距离为 R_j , 径向速度为 v_j , 第 N 个重复周期转发密集假目标干扰信号由截获第 N_x 个重复周期雷达信号生成($N_x < N$), 且未调制多普勒频率^[10-13], 则第 N 个重复周期雷达接收受干扰回波为

$$x_r(t_f, t_N) = s_r(t_f, t_N) + j_r(t_f, t_N) + w(t_f, t_N) = e^{-i4\pi R_j/\lambda} \sigma s(t_f - t_j, t_N) e^{i2\pi(2v_j/\lambda)t_N} + \sum_{l=1}^L A_l s(t_f - \tau_l, t_{N_x}) e^{i2\pi(2v_j/\lambda)t_N} + w(t_f, t_N) \quad (12)$$

式中: $s_r(t_f, t_N)$ 、 $j_r(t_f, t_N)$ 、 $w(t_f, t_N)$ 分别为真实回

波、密集假目标干扰和噪声信号; $t_N = NT_r$ 为慢时间第 N 个采样点, $t_{N_x} = N_x T_r$ 为慢时间第 N_x 个采样点; $t_j = 2R_j/c$ 为真实回波时延; L 为干扰个数, A_l 为第 l 个干扰幅度, τ_l 为转发时延。利用当前重复周期雷达发射信号 $s(t_f, t_N)$ 对式(12)进行脉冲压缩, 得到

$$y_r(t_f, t_N) = y_s(t_f, t_N) + y_j(t_f, t_N) + y_w(t_f, t_N) = \begin{cases} e^{i4\pi v_j t_N/\lambda} e^{-i4\pi R_j/\lambda} \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(t_N)(t_f - t_j)] + \sqrt{\frac{k(t_{N_x})}{k(t_N)}} \sum_{l=1}^L A_l T_p \text{sinc}[\pi B(t_{N_x})(t_f - \tau_l)] \cdot e^{i4\pi v_j t_N/\lambda} + y_w(t_f, t_N), & B(t_N) > B(t_{N_x}) \\ e^{i4\pi v_j t_N/\lambda} e^{-i4\pi R_j/\lambda} \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(t_N)(t_f - t_j)] + \sqrt{\frac{k(t_N)}{k(t_{N_x})}} \sum_{l=1}^L A_l T_p \text{sinc}[\pi B(t_N)(t_f - \tau_l)] \cdot e^{i4\pi v_j t_N/\lambda} + y_w(t_f, t_N), & B(t_N) < B(t_{N_x}) \end{cases} \quad (13)$$

式中: $y_s(t_f, t_N)$ 、 $y_j(t_f, t_N)$ 、 $y_w(t_f, t_N)$ 分别为真实回波、干扰和噪声脉压。可以看出, 在不同重复周期, 每个干扰信号转发时延均不相同^[10-13], 脉压后干扰峰值位置也不相同, 即使发射信号脉间不捷变, 慢时间相参积累同样对干扰信号具有一定的抑制作用。当发射信号脉间调频斜率捷变时, 由于干扰调频斜率与当前重复周期雷达发射信号调频斜率不同, 捷变后干扰脉压峰值低于捷变前, 能够对干扰信号达成进一步抑制。

2.2 分数阶域抑制密集假目标干扰

由 2.1 节分析可知, SV-LFM、相参积累本身对密集假目标具备一定抑制效能, 但是当干扰功率远大于真实回波功率即 $A_l \gg \sigma$ 时, 干扰功率和数量优势同样能够抵消其对干扰抑制作用, 如果能够剔除原始回波中干扰主要能量点, 结合相参积累, 可取得更佳抑制效果。由式(12)可知, 第 N 个重复周期真实回波与干扰信号存在两个显著差异: 一是调频斜率不同, 二是干扰幅度远大于真实回波。分数阶傅里叶变换(FRFT)常用于处理不同调频斜率 LFM 信号, 当旋转角度不等于 $n\pi$ (n 为整数) 时, 信号 $x(t)$ 的连续 FRFT 定义^[14]为

$$X_p(u) = \sqrt{1 - i \cot \alpha} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{i \cot \alpha t^2} e^{i \cot \alpha u^2} e^{-i 2 \pi t u \cot \alpha} dt \quad (14)$$

根据第 N 个重复周期干扰调频斜率 $k(t_{N_x})$, 确定阶次 $p(t_{N_x}) = \text{acot}[-k(t_{N_x})]/(\pi/2)$ 。式(12)代入式(14), 得到真实回波 $p(t_{N_x})$ 阶 FRFT 为

$$X_{p(t_{N_x})}^{s(t_f, t_N)}(u) = e^{-i4\pi R_t/\lambda} e^{i2\pi(2v_t/\lambda)t_N} \cdot$$

$$e^{i\pi k(t_N)t_0^2} e^{i\pi \cot \alpha u^2} \sigma \sqrt{1 + ik(t_{N_x})} \cdot$$

$$\int_{t_0 - T_p/2}^{t_0 + T_p/2} e^{i\pi[k(t_N) - k(t_{N_x})](t_f)^2} e^{-i2\pi k(t_N)t_0 t_f} e^{-i4\pi \csc \alpha u t_f} dt_f \quad (15)$$

式中: $\alpha = p(t_{N_x})\pi/2$ 为旋转角度, 积分部分可理解为求 LFM 信号 $e^{i\pi[k(t_N) - k(t_{N_x})](t_f)^2} e^{-i2\pi k(t_N)t_0 t_f}$ 的傅里叶变换, 当 $[B(t_N) - B(t_{N_x})]T_p \gg 1$ 时, 其频谱近似为矩形, 宽度为 $|[k(t_N) - k(t_{N_x})]\sin \alpha| T_p$ 。同理, 得到干扰信号 $p(t_{N_x})$ 阶 FRFT 为

$$X_{p(t_{N_x})}^{j(t_f, t_N)}(u) = e^{i2\pi(2v_t/\lambda)t_N} e^{i\pi \cot \alpha u^2} e^{i\pi k(t_{N_x})t_f^2} \cdot$$

$$\sqrt{1 + ik(t_{N_x})} \sum_{l=1}^L A_l e^{-i2\pi[k(t_{N_x})\tau_l + \csc \alpha u]\tau_l} \cdot$$

$$T_p \text{sinc}\{\pi T_p[k(t_{N_x})\tau_l + \csc \alpha u]\} \quad (16)$$

可以看出, 干扰 $p(t_{N_x})$ 阶 FRFT 为 L 个辛格函数, 峰值 u 域位置为 $\cos \alpha \tau_l$ 。综合式(15)(16), 图 1 给出 1 个 CPI 回波干扰对应阶次 FRFT 示意图。考虑到, 干扰功率通常远大于真实回波功率且真实回波 $p(t_{N_x})$ 阶 FRFT 无法充分聚焦, 将旋转角度调整至干扰调频斜率对应角度, 峰值遮盖滤除干扰信号, 则第 N 个重复周期干扰滤波后回波信号为

$$\tilde{x}_r(t_f, t_N) =$$

$$X_{-p(t_{N_x})} \left[X_{p(t_{N_x})}^{r(t_f, t_N)}(u) \sum_{l=1}^L \text{win}(u - \cos \alpha \tau_l) \right] \quad (17)$$

式中: $\text{win}[\cdot]$ 为分数阶遮盖窗。经遮盖处理, 回波中的干扰分量大幅减少, 对滤除干扰后的回波进行脉冲压缩、相参积累, 进一步达成干扰抑制目的。综上所述, 图 2 给出了干扰抑制流程。

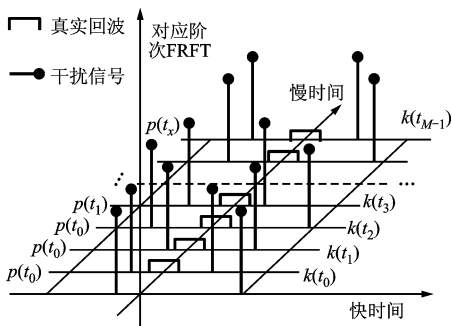


图 1 干扰对应阶次回波 FRFT 示意图

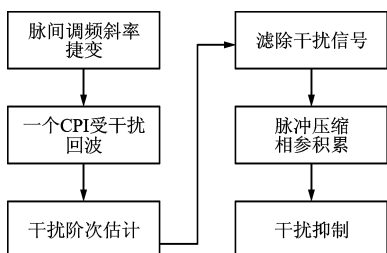


图 2 干扰抑制流程

3 具体实现

3.1 干扰调频斜率估计

LFM 调频斜率估计方法主要包括时频平面非相参积累方法^[15]和基于可重演积分变换估计方法^[16]等。时频平面非相参积累方法利用 LFM 时频脊直线特征, 转化至参数空间估计信号调频斜率, 但估计性能受限于时频脊聚焦性及交叉项, 而基于积分变换 LFM 参数估计方法大多需要二维搜索, 分数阶相关法^[17]无需二维搜索, 但计算量相对较大。考虑到干扰信号由雷达发射信号生成, 干扰调频斜率搜索范围应基于雷达发射信号调频斜率。当雷达发射信号脉间调频斜率捷变时, 1 个 CPI 内发射信号调频斜率分别为 $k(t_0), k(t_1), \dots, k(t_{M-1})$, 由于干扰信号具有滞后性, 因此第 N 个重复周期干扰调频斜率搜索范围应为 $k(t_0), k(t_1), \dots, k(t_{N-1})$ 。由式(15)(16)可知当 $\alpha = p(t_{N_x})\pi/2$ 时, 干扰 $p(t_{N_x})$ 阶 FRFT 为 L 个辛格函数, 聚焦性最好, 当 $\alpha \neq p(t_{N_x})\pi/2$ 时, 聚焦性变差。高阶矩^[18]是一种描述样本偏离中心程度的尺度化指标(阶次大于 4), 偏离程度越大, 矩值越大, 当样本服从零均值高斯分布时, 其奇数阶矩恒为零, 因此可认为高阶矩对高斯随机过程是“盲的”。以 $k(t_0), k(t_1), \dots, k(t_{N-1})$ 为搜索范围, 计算第 N 个脉冲重复周期回波 $p(t_m)$ 阶 FRFT 高阶矩, 最大矩值对应调频斜率即为干扰真实调频斜率。

3.2 分数阶遮盖窗设计

第 2 节图 1 可知, 当真实回波与干扰信号分数阶域重叠时, 对干扰信号峰值遮盖处理, 不可避免会破坏真实回波, 为最大程度滤除干扰信号, 且尽可能减少对真实回波的破坏, 需设计合理遮盖窗。Ozaktas 采样型离散分数阶傅里叶变换在 FRFT 数值计算中应用广泛^[14], 通过引入尺度因子 S , 将信号时域、频域区间归一化为 $[-\Delta x/2, \Delta x/2]$ ($\Delta x = \sqrt{\Delta t \Delta f}$ 为归一化后时、频域宽度, $\Delta t, \Delta f$ 分别为信号原始时宽和带宽), 归一化后 u 域的采样间隔为

$$\Delta u = 1/\Delta x \quad (18)$$

由式(16)可知, 干扰 $p(t_{N_x})$ 阶 FRFT 辛格函数的第 1 级零点宽度为

$$u_w = 2 |\sin\{\text{acot}[-k(t_{N_x})]\}| / T_p \quad (19)$$

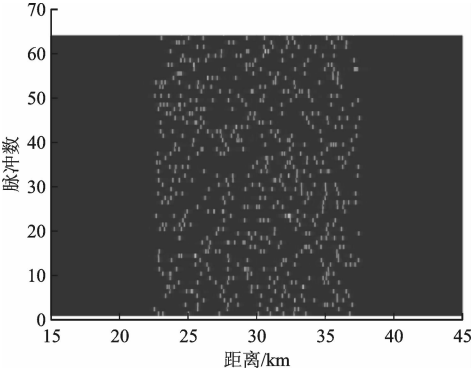
尺度因子修正后, 遮盖窗 u 域最小宽度对应的离散采样点数为

$$N_w = 2 |\sin\{\text{acot}[-k(t_{N_x})S^2]\}| / (T_p/\Delta u) \quad (20)$$

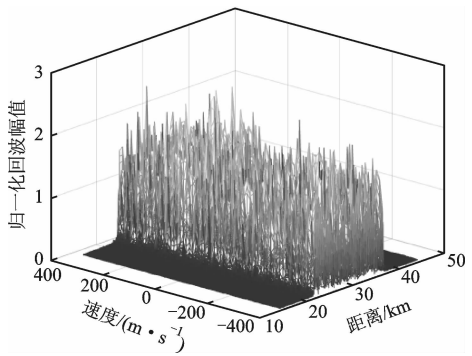
4 仿真实验与结果分析

4.1 参数设置和干扰特性

在自卫式干扰下,设雷达载频为 400 MHz,脉冲重复频率为 2 000 Hz,相参积累个数为 64,雷达发射 LFM 脉冲信号,脉宽为 50 μ s,带宽为 4 MHz,采样频率为 16 MHz。真实目标(干扰机)为点目标,初始距离为 30 km,径向速度为 125 m/s,回波幅度为 1 V,根据回波幅度确定信噪比和干信比。密集假目标干扰未调制多普勒频率,在距离为 22.5~37.5 km 范围内干扰个数为 $10^{[10-11]}$,其中第 1~8 个重复周期干扰信号由截获第 1 个重复周期雷达发射信号生成,第 9~16 个重复周期干扰信号由截获第 8 个重复周期雷达发射信号生成,依次类推。设信噪比为-5 dB,干信比为 30 dB,雷达未采取脉间捷变措施,图 3 给出了回波脉冲压缩和相参积累结果,可见脉压后,干扰信号在每个重复周期内产生 10 个位置随机的虚假目标,由于干扰功率远大于真实回波功率,相参积累无法抑制干扰信号,假目标淹没真实目标。



(a) 脉冲压缩结果



(b) 相参积累结果

图 3 回波脉冲压缩和相参积累结果

4.2 算法可行性分析

设信噪比为-5 dB,干信比为 30 dB,雷达发射

变带宽 SV-LFM 波形(带宽 4~8 MHz 线性增加),图 4 为 1 个 CPI 受干扰回波。雷达目标识别中,高阶矩阶次通常取 5 至 12^[19],不失一般性,设高阶矩阶次为 7,图 5 给出了干扰调频斜率估计结果,最大矩值对应调频斜率与真实调频斜率一致。

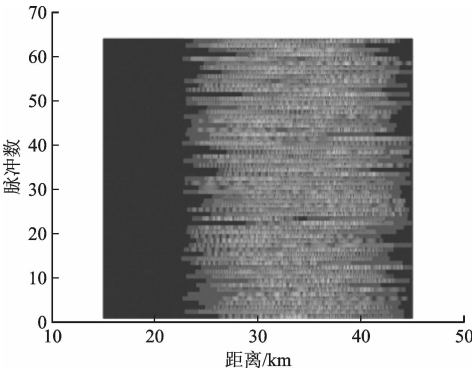
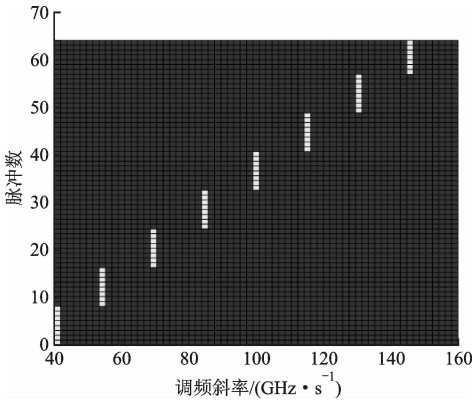
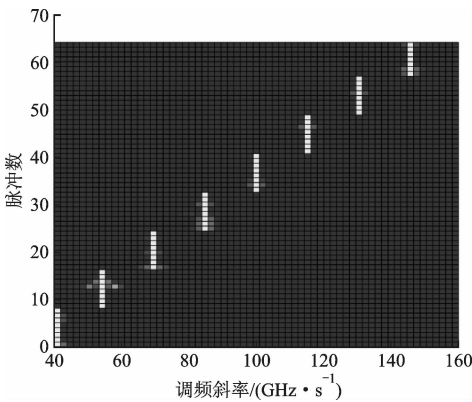


图 4 1 个 CPI 受干扰回波



(a) 干扰真实调频斜率

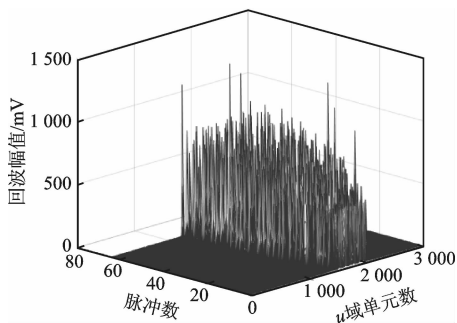


(b) 估计结果

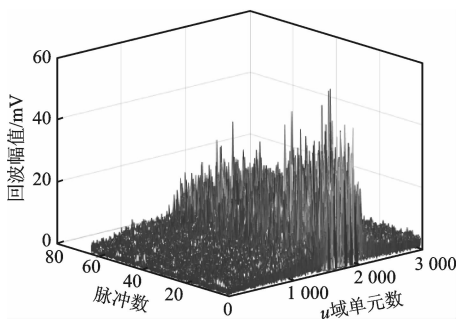
图 5 基于高阶矩干扰调频斜率估计

根据估计的干扰调频斜率,对受干扰回波快时间 FRFT 处理,结果如图 6a 所示。设遮盖窗为布莱克曼窗^[20],宽度为 20 个 u 域采样点,干扰滤除后回波 FRFT 结果如图 6b 所示,对比滤除前后回波幅值可知,大部分干扰已被滤除。对于干扰滤除后回

波进行脉冲压缩和相参积累,干扰抑制效果如图7所示(图中幅值为归一化幅值),对比图3可知,密集假目标干扰得到了有效抑制,同时检测得到真实目标距离为30 km,速度为125 m/s,与仿真参数一致。



(a) 干扰滤除前



(b) 干扰滤除后

图6 干扰滤除前后回波FRFT幅值对比

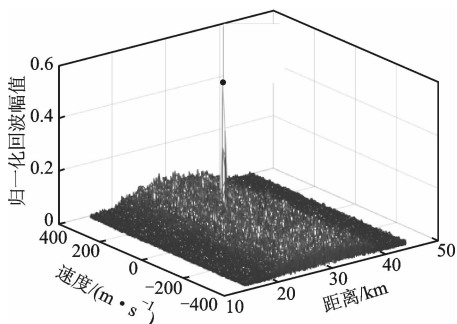
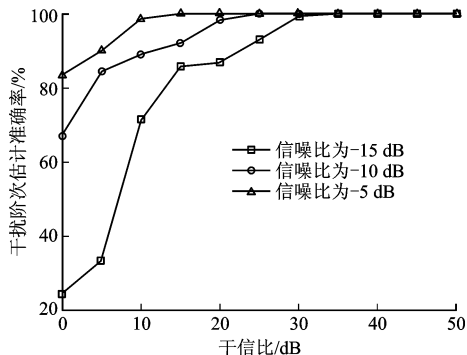


图7 干扰抑制效果

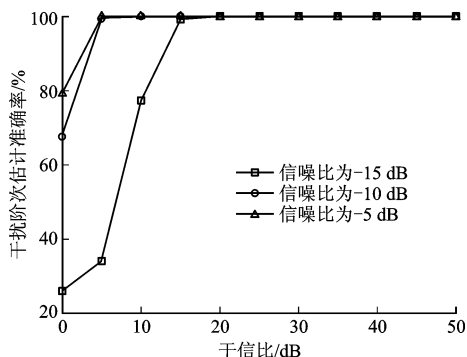
4.3 算法效能分析

4.3.1 干扰阶次估计效能 以干扰阶次估计准确率为指标,评估高阶矩方法阶次估计效能。设信噪比为-15、-10、-5 dB,干信比取0~50 dB,间隔5 dB,运行蒙特卡罗仿真500次,对比FRFT峰值搜索法、分数阶相关法给出了本文所提高阶矩法的干扰阶次估计准确率随干信比变化曲线如图8所示。由图8可见,3种方法均具备一定的干扰阶次估计效能,分数阶相关法、高阶矩法估计效能相差不大,当干信比大于15 dB时,不同信噪比条件下干扰阶次估计准确率均接近100%,而FRFT峰值搜索法

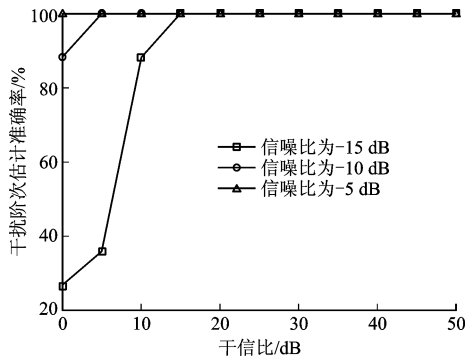
的干扰阶次估计准确率接近100%的临界干信比约为30 dB,明显高于对比方法。另外,分数阶相关法每搜索1个阶次需要对回波该阶次FRFT做1次DFT、再求积分,计算量大于高阶矩方法。



(a) FRFT 峰值搜索法



(b) 分数阶相关法



(c) 高阶矩法

图8 干扰阶次估计准确率随干信比变化曲线

4.3.2 干扰抑制效能 自卫式干扰下,密集假目标干扰利用数量及功率优势可有效压制雷达系统,干扰功率足够大时,虚假目标可完全淹没真实目标,为此,本文以真实目标检测率、虚假目标抑制率为指标评估算法效能。

(1)分析变带宽SV-LFM对真实目标检测影响。信噪比取-20~0 dB,间隔1 dB,利用二维单元平均恒虚警检测器,对未受干扰回波相参积累结

果进行检测,运行蒙特卡罗仿真 500 次,图 9 为对比奈曼-皮尔逊理论值、理想状态(不捷变)给出的 SV-LFM 真实目标检测率随信噪比变化曲线。可以看出,SV-LFM 对真实目标检测影响较小,当信噪比大于-16 dB,真实目标检测率接近 100 %。

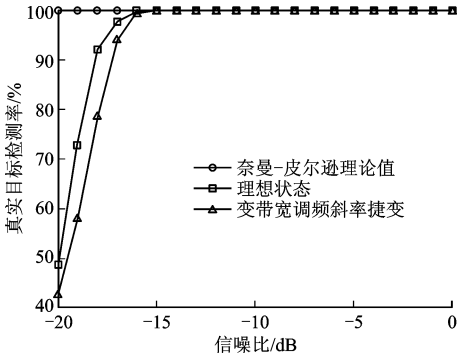
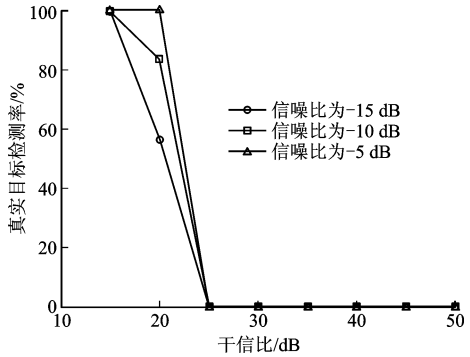


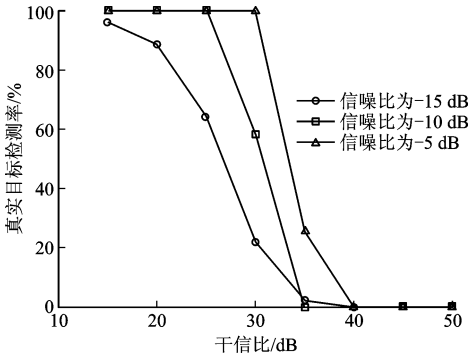
图 9 RTDR 随信噪比变化曲线

(2)以真实目标检测率、虚假目标抑制率为指标,评估算法的干扰抑制效能。信噪比取值-15、-10和-5 dB,干信比取 15~50 dB,间隔 5 dB。图 10 为对比文献[10-11]给出的本文算法真实目标检测率随干信比变化曲线(文献[11]最大频率捷变量设为载频的 10 %,40 MHz)。由图 10 可见:干扰抑制前,当干信比大于 25 dB 时,不同信噪比条件下真实目标检测率均接近于 0,假目标完全淹没真实目标;文献[10]算法在干扰抑制后,真实目标检测率得到一定提升,但由于干扰剔除不彻底,限幅后的干扰主、副瓣同样影响真实目标检测。文献[11]将文献[10]思想拓展至捷变频雷达,频率捷变对密集假目标干扰本身具备较强抑制作用,结合二值投票,确保了干信比小于 35 dB 时真实目标有效检测,但频率捷变与 MTD 兼容性差。相比文献[10-11]算法,本文算法在保持与 MTD 高兼容度前提下,当干信比小于 45 dB 时,不同信噪比条件下的真实目标检测率接近 100 %。同理,图 11 给出了本文算法对干扰抑制后的虚假目标抑制率随干信比变化曲线(文献[10-11]利用 Hough 变换直接重构真实目标,与本文抑制思路不同,在此不做对比分析)。可以看出,干扰抑制后,虚假目标数量明显较少,假目标平均抑制率接近 40 %。

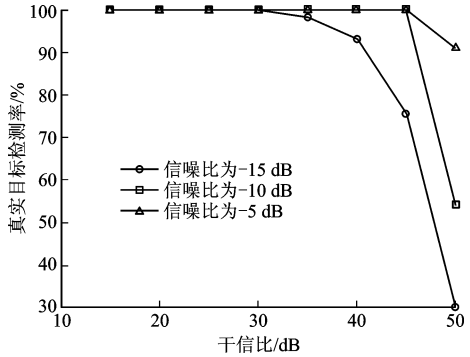
(3)分析干扰数量对算法影响。信噪比取值-15、-10、-5 dB,干信比取 40 dB,距离 22.5~37.5 km 范围内设置干扰数量为 4~20 个,间隔 2 个,图 12 给出了真实目标检测率和虚假目标抑制率随干扰数量变化曲线。干扰抑制前,真实目标检测率低于 10 %,干扰抑制后真实目标检测率大幅提



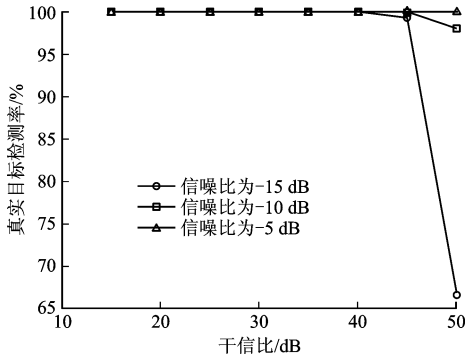
(a) 干扰抑制前



(b) 文献[10]算法抑制后



(c) 文献[11]算法抑制后



(d) 本文算法抑制后

图 10 真实目标检测率随干信比变化曲线

升,随干扰数量增加呈下降趋势,原因是干扰数量越多,滤除后的剩余干扰就越多,干扰信号与真实回波

分数阶域重叠概率也越大,遮盖处理对真实回波破坏也越大。同时可以看出,虚假目标抑制率随干扰数量增加相应提高,当干扰数量为10时,平均虚假目标抑制率接近40%,与图11结果一致。

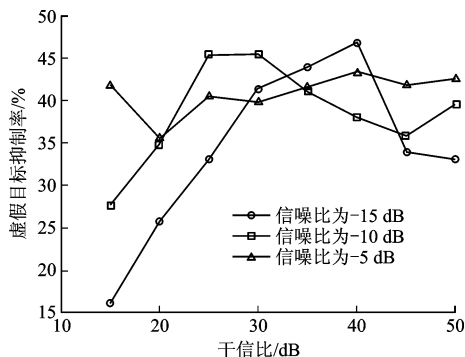
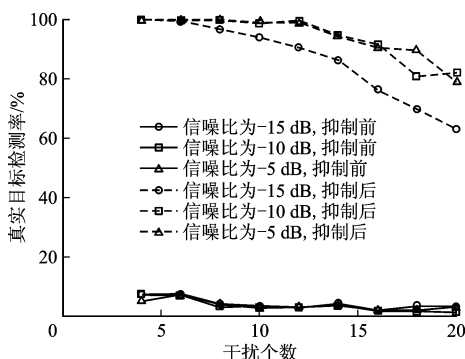
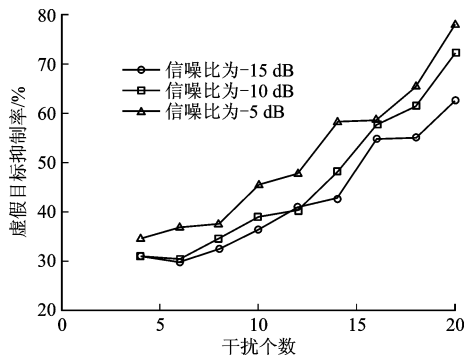


图11 本文算法的虚假目标抑制率随干信比变化曲线



(a) 真实目标检测率



(b) 虚假目标抑制率

图12 本文算法的真实目标检测率和虚假目标抑制率随干扰数量变化曲线

5 结论

雷达发射信号脉间捷变、相参积累能够一定程度抑制密集假目标干扰,但干扰数量的增加、功率的提升同样能抵消其对干扰的抑制作用。为对抗自卫式密集假目标干扰,提出一种分数阶域的密集假目标干扰抑制算法。实验结果表明,所提高阶矩方法

能够有效估计干扰调频斜率,估计性能与分数阶相关法相当;干扰抑制后,真实目标检测概率大幅提高,有效检测临界干信比提升约20 dB,假目标数量减少约40%。另外,算法计算各重复周期回波FR-FT时,默认对回波使用了矩形窗(矩形窗分辨率最好,但副瓣最高),当干扰功率较大时,干扰FRFT副瓣能量不可忽略。为有效抑制副瓣,后续计划从算法干扰抑制效能角度,对FRFT加窗方法、最优窗的选取、最佳窗参数等内容进行研究。

参考文献:

- [1] 赵国庆. 雷达对抗原理 [M]. 2版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2012: 194-195.
- [2] 吴亿锋, 王彤, 吴建新, 等. 基于广义旁瓣相消的机载雷达抗密集转发式干扰方法 [J]. 电子与信息学报, 2014, 36(5): 1050-1054.
WU Yifeng, WANG Tong, WU Jianxin, et al. A method to suppress dense repeater jamming for airborne radar based on generalized sidelobe canceller [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2014, 36(5): 1050-1054.
- [3] 施龙飞, 王雪松, 肖顺平. 转发式假目标干扰的极化鉴别 [J]. 中国科学, 2009, 39(4): 468-475.
SHI Longfei, WANG Xuesong, XIAO Shunping. Polarization discrimination of repeated false target [J]. Science in China, 2009, 39(4): 468-475.
- [4] 罗双才, 唐斌. 一种基于盲分离的欺骗干扰抑制算法 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(12): 2802-2805.
LUO Shuangcai, TANG Bin. An algorithm of deception jamming suppression based on blind signal separation [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(12): 2802-2805.
- [5] 单凉, 张剑云, 周青松, 等. 基于拟合优度的欺骗干扰识别方法 [J]. 探测与控制学报, 2016, 38(2): 99-102.
SHAN Liang, ZHANG Jianyun, ZHOU Qingsong, et al. Deception jamming identification methods based on goodness-of-fit [J]. Journal of Detection & Control, 2016, 38(2): 99-102.
- [6] 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): 55-58.
SHAN Liang, ZHANG Jianyun, SUN Lin. Deception jamming identification based on original echo information [J]. Electronic Information Warfare Technology, 2016, 31(3): 55-58.
- [7] 杨少奇, 田波, 赵双, 等. 基于微多普勒特征的欺骗

- 干扰识别 [J]. 火力与指挥控制, 2016, 41(10): 21-24.
- YANG Shaoqi, TIAN Bo, ZHAO Shuang, et al. A deception jamming identification method based on Micro-Doppler feature [J]. Fire Control & Command Control, 2016, 41(10): 21-24.
- [8] 李宏, 薛冰, 赵艳丽. 雷达欺骗干扰的现状与困惑 [J]. 航天电子对抗, 2019, 35(4): 1-5.
- LI Hong, XUE Bing, ZHAO Yanli. State of art and problems for radar deception jamming [J]. Aerospace Electronic Warfare, 2019, 35(4): 1-5.
- [9] 王象, 杨建华, 王国玉. 基于雷达对抗试验等效推算的密集压制干扰研究方法 [J]. 宇航学报, 2012, 33(2): 217-221.
- WANG Xiang, YANG Jianhua, WANG Guoyu. Study on dense barrage jamming based on equivalent reckoning of radar ECM test [J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(2): 217-221.
- [10] 高霞, 全英汇, 阮峰, 等. 基于 Hough 变换的雷达密集转发干扰抑制算法 [J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(12): 2371-2376.
- GAO Xia, QUAN Yinghui, RUAN Feng, et al. Fusion identification and suppression technique against concentrated false targets jamming based on multiple features [J]. Systems Engineering and Electronics, 2019, 41(12): 2371-2376.
- [11] 全英汇, 陈侠达, 阮峰, 等. 一种捷变频联合 Hough 变换的抗密集假目标干扰算法 [J]. 电子与信息学报, 2019, 41(11): 2639-2645.
- QUAN Yinghui, CHEN Xiada, RUAN Feng, et al. An anti-dense false target jamming algorithm based on agile frequency joint Hough transform [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2019, 41(11): 2639-2645.
- [12] LI W, YANG X P, ZHOU C, et al. DRFM range false target cancellation method based on slope-varying LFM chirp signal [C] // IEEE International Conference on Signal Processing. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2017: 1629-1632.
- [13] 姚洪彬. 多参数联合捷变频雷达抗干扰研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019, 52-58.
- [14] SEJDIC E, DJUROVIC I, STANKOVIC L. Fractional Fourier transform as a signal processing tool: an overview of recent developments [J]. Signal Processing, 2011, 91(6): 1351-1369.
- [15] GULUM T O, ERDOGAN A Y, YILDIRIM T, et al. A parameter extraction technique for FMCW radar signals using Wigner-Hough-Radon transform [C] // IEEE Radar Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2012: 847-852.
- [16] XIA X G. Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(11): 3122-3133.
- [17] AKAY O, BOUDREAU G F. Fractional convolution and correlation via operator methods and application to detection of linear FM signals [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(5): 979-993.
- [18] SEDIGHI S, TAHERPOUR A, GAZOR S, et al. Eigenvalue-based multiple antenna spectrum sensing: higher order moments [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2017, 16(2): 1168-1184.
- [19] BOLOURCHI P, MORADI M, DEMIRE H, et al. Improved SAR target recognition by selecting moment method based on Fisher score [J]. Signal, Image and Video Processing, 2020, 14(1): 39-47.
- [20] PACHAURI R, SAXENA R, SHARMA S N. Fix windows in fractional Fourier domain [J]. International Journal of Image Graphics and Signal Processing, 2014, 6(2): 1-13.

[本刊相关文献链接]

- 于恒力, 张林让, 刘洁怡, 等. 一种对抗欺骗式干扰的组网雷达功率分配方法. 2019, 53(12): 139-145. [doi:10.7652/xjtuxb201912018]
- 王树亮, 毕大平, 张奎, 等. 认知雷达波形和检测门限自适应跟踪算法. 2019, 53(4): 65-71. [doi:10.7652/xjtuxb201904010]
- 柏婷, 郑娜娥, 李海文. 面向邻近目标分辨的 MIMO 雷达波形设计方法. 2018, 52(4): 125-131. [doi:10.7652/xjtuxb201804018]
- 李世忠, 王国宏, 白晶, 等. 压制干扰下雷达网目标概率多假设跟踪算法. 2012, 46(10): 101-106. [doi:10.7652/xjtuxb201210018]
- 宋喜玉, 任修坤, 郑娜娥, 等. 多目标跟踪下的分布式 MIMO 雷达资源联合优化算法. 2018, 52(10): 110-115. [doi:10.7652/xjtuxb201810015]
- 刘玉春, 王洪雁. 提升空时自适应检测性能的多输入多输出雷达稳健波形设计. 2018, 52(08): 124-131. [doi:10.7652/xjtuxb201808019]

(编辑 刘杨)