

# 快慢时间域联合处理抑制频谱弥散干扰

张亮<sup>\*①②</sup> 王国宏<sup>①</sup> 张翔宇<sup>①</sup> 李思文<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(海军航空大学 烟台 264001)

<sup>②</sup>(中国人民解放军94326部队 济南 250000)

**摘要:** 现有频谱弥散干扰(SMSP)抑制算法以一个长度为雷达发射信号的受干扰回波为处理对象,未涉及相参处理间隔内整体回波。针对此问题,该文以自卫式干扰条件下线性调频(LFM)相参体制雷达抗SMSP干扰为背景,提出快慢时间域联合处理抑制SMSP干扰算法。分析了SMSP干扰时频特征和对相参雷达的干扰特性,在此基础上,设计了慢时间微分熵估计干扰位置,相关系数最大准则估计干扰参数,双正交傅里叶变换快时间分段重构干扰信号和干扰对消的抑制流程。仿真结果表明,所提算法模型与雷达处理流程切合度高,对比分析进一步验证算法效能。

**关键词:** 频谱弥散干扰; 快慢时间域; 联合处理; 干扰对消

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)10-2508-08

DOI: 10.11999/JEIT190734

## Fast-slow Time Domain Joint Processing Suppressing Smeared Spectrum Jamming

ZHANG Liang<sup>\*①②</sup> WANG Guohong<sup>①</sup> ZHANG Xiangyu<sup>①</sup> LI Siwen<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Naval Aviation University, Yantai 264001, China)

<sup>②</sup>(Unit 94326 of the PLA, Jinan 250000, China)

**Abstract:** The existing SMeared SPectrum (SMSP) jamming suppression algorithms take a jammed echo whose length equal to radar transmitting signal as the processing object and do not involve the whole echo within the coherent processing interval. For this problem, a jamming suppression algorithm based on fast and slow time domain joint processing is proposed under the background of Linear Frequency Modulation (LFM) coherent radar countering SMSP jamming. The time and frequency domain characteristics of SMSP are studied and the effect on coherent radar is analyzed on the condition of self screening jamming. On this basis, four processing steps are designed to suppress the SMSP jamming. Firstly, the jamming fast time location is estimated by calculating the differential entropy of slow time signal. Secondly, the real jamming parameter is found based on the maximum correlation coefficient criterion. Then the jamming signals are reconstructed using Biorthogonal Fourier Transform. Finally, the SMSP jamming is suppressed by cancellation. The simulation results show that the proposed algorithm model is highly consistent with the actual radar processing flow, and the efficiency is further verified through algorithms comparison.

**Key words:** SMeared SPectrum (SMSP) jamming; Fast-slow time domain; Joint processing; Jamming cancellation

### 1 引言

频谱弥散(SMeared SPectrum, SMSP)干扰<sup>[1]</sup>是一种对抗线性调频(Linear Frequency Modula-

tion, LFM)脉冲压缩雷达的干扰样式,通过对截获雷达信号的频率调制和延时拼接,转发1次即可在真实目标前后产生高密度梳状假目标,达成欺骗兼压制干扰效果,常用于自卫式干扰场景下<sup>[1-6]</sup>。因其对雷达系统的高度威胁,如何有效抑制引起众多专家学者的高度关注并进行了深入研究。现有SMSP干扰抑制算法主要基于真实回波与干扰信号变换域特征差异,抑制思路主要有3种,一是直接重构真实回波<sup>[2,3]</sup>,二是先重构干扰信号再进行干扰对消<sup>[4]</sup>,三是多通道回波信号分离<sup>[5,6]</sup>。其中,文献<sup>[2]</sup>利用

收稿日期: 2019-09-24; 改回日期: 2020-02-12; 网络出版: 2020-03-03

\*通信作者: 张亮 332401479@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61731023, 61701519, 61671462), “泰山学者”攀登计划专项经费资助项目

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61731023, 61701519, 61671462), Taishan Scholar Climbing Plan

短时傅里叶变换估计干扰参数, 构造分数阶“干扰-信号”联合字典, 直接重构真实回波, 但受短时傅里叶变换时频分辨率影响, 低干信比下无法准确估计干扰参数; 文献[3]通过分数阶傅里叶变换滤除部分干扰, 在此基础上构造非重叠短时傅里叶矩阵重构真实回波, 但由于设置了较大的滤波器带宽, 高干信比条件下剩余干扰较多, 影响了重构效果。文献[4]通过估计干扰幅度、相位、调频斜率等参数重构干扰信号, 但同样在高干信比条件下干扰幅度、相位估计误差较大, 影响了对消效果。文献[5,6]将真实回波与干扰信号视为两个独立的源信号, 利用盲源分离算法将回波中不同信号成分予以分离, 但算法仅适用于多通道雷达接收模型。

排除算法实现环节、计算复杂度等问题, 文献[2-6]处理对象为一个与雷达发射信号长度相同的受干扰回波, 如何获得该回波文中并没有明确, 另外涉及的干扰信号均未调制多普勒频率, 但自卫式干扰场景下, 干扰机自身运动不可避免会使干扰信号附带多普勒频率。针对以上问题, 本文以自卫式干扰下LFM相参体制雷达对抗SMSP干扰为背景, 以脉冲压缩前一个相参处理间隔(Coherent Processing Interval, CPI)内受干扰回波为处理对象, 采取“位置估计-干扰重构-干扰对消”思路抑制SMSP干扰。首先, 对一个CPI回波信号取包络, 计算慢时间微分熵, 差分处理估计干扰快时间位置, 截取受干扰回波段; 其次, 设定SMSP干扰参数搜索范围, 构造参考信号, 计算受干扰回波段与参考信号的皮尔逊相关系数, 估计干扰参数; 最后, 根据估计的干扰参数, 双正交傅里叶变换(Biorthogonal Fourier Transform, BFT)分段重构一个CPI内所有干扰信号, 将受干扰回波段与重构信号进行对消, 实现干扰抑制。

## 2 SMSP干扰时频特征

设雷达发射信号为LFM脉冲信号, 复数形式为

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

其中,  $T_p$ 为脉冲宽度,  $k = B/T_p$ 为调频斜率,  $B$ 为信号带宽。SMSP干扰由 $N$ 个LFM子信号组成, 第1个子信号可表示为

$$j_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t - T_p/N/2}{T_p/N}\right) e^{i\pi k_j t^2} \quad (2)$$

其中,  $k_j$ 为子信号调频斜率,  $k_j = Nk$ , 将 $j_1(t)$ 复制 $N-1$ 次拼接得到SMSP干扰

$$j(t) = \sum_{n=0}^{N-1} j_1(t - nT_p/N) \quad (3)$$

根据傅里叶变换时移性质, SMSP干扰频谱为

$$J(f) = J_1(f) \frac{\sin(\pi f T_p)}{\sin(\pi f T_p/N)} e^{-i\pi f T_p(1-\frac{1}{N})} \quad (4)$$

其中,  $J_1(f)$ 为干扰子信号频谱。设雷达发射信号频谱为 $S(f)$ , SMSP干扰经雷达匹配滤波输出为

$$j_{pc}(t) = \int_0^B J(f) S^*(f) e^{i2\pi f t} df \quad (5)$$

## 3 对相参雷达干扰特性

自卫式干扰场景下<sup>[7]</sup>, 设干扰机运动速度为 $v_t$ , 初始距离为 $R_t$ , 速度矢量与雷达夹角为 $0^\circ$ 。为分析方便, 设干扰机RCS 1个CPI内不起伏, 则雷达接收真实目标(干扰机)回波基带信号为

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sigma s [\hat{t} - 2R(t_m)/c] e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R(t_m)} \quad (6)$$

其中,  $\hat{t}$ 为快时间,  $t_m = mT_r$ 为不同脉冲重复周期慢时间,  $T_r$ 为脉冲重复周期,  $\sigma$ 为目标反射系数,  $R(t_m) = R_t - v_t t_m$ ,  $c$ 为光速,  $\lambda$ 为雷达波长。设干扰信号与真实回波时域对齐, 则雷达在一个CPI内接收到的SMSP干扰基带信号为

$$j(\hat{t}, t_m) = A_j j [\hat{t} - 2R(t_m)/c] e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R(t_m)} e^{i2\pi f_j(t_m)} \quad (7)$$

其中,  $A_j$ 为SMSP干扰幅度,  $f_j(t_m)$ 为干扰机对干扰信号调制的多普勒频率函数。假设真实回波与干扰信号未发生距离走动, 则雷达在一个CPI内接收到的受干扰回波信号为

$$x_r(\hat{t}, t_m) = \sigma s(\hat{t} - 2R_t/c) e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} e^{i2\pi \frac{2v_t}{\lambda} t_m} + A_j j(\hat{t} - 2R_t/c) e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot e^{i2\pi[\frac{2v_t}{\lambda} t_m + f_j(t_m)]} + w(\hat{t}, t_m) \quad (8)$$

其中,  $w(\hat{t}, t_m)$ 为雷达基底噪声。对 $x_r(\hat{t}, t_m)$ 进行脉冲压缩, 得到

$$y_r(\hat{t}, t_m) = \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(\hat{t} - 2R_t/c)] e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot e^{i2\pi \frac{2v_t}{\lambda} t_m} + A_j j_{pc}(\hat{t} - 2R_t/c) e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot e^{i2\pi[\frac{2v_t}{\lambda} t_m + f_j(t_m)]} + y_w(\hat{t}, t_m) \quad (9)$$

其中,  $j_{pc}(\hat{t})$ 与式(5) $j_{pc}(t)$ 一致。对脉冲压缩后回波信号进行相参积累, 得到

$$y_r(\hat{t}, f_m) = \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(\hat{t} - 2R_t/c)] e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot M \text{sinc}[\pi M T_r(f_m - 2v_t/\lambda)] + A_j j_{pc}(\hat{t} - 2R_t/c) e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot F \left\{ e^{i2\pi[2v_t/\lambda \cdot t_m + f_j(t_m)]} \right\} + y_w(\hat{t}, f_m) \quad (10)$$

其中,  $M$ 为相参积累个数,  $y_w(\hat{t}, f_m)$ 为 $w(\hat{t}, t_m)$ 相

参积累结果,  $F[\cdot]$ 表示求傅里叶变换。当干扰机未对SMSP干扰调制多普勒频率, 即 $f_j(t_m) = 0$ , 式(10)可进一步表示为

$$y_r(\hat{t}, f_m) = \left\{ \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(\hat{t} - 2R_t/c)] + A_j j_{pc}(\hat{t} - 2R_t/c) \right\} e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot M \text{sinc}[\pi M T_r(f_m - 2v_t/\lambda)] + y_w(\hat{t}, f_m) \quad (11)$$

当干扰机对SMSP干扰进行固定多普勒频率调制, 即 $f_j(t_m) = f_j t_m$ 时

$$y_r(\hat{t}, f_m) = \sigma T_p \text{sinc}[\pi B(\hat{t} - 2R_t/c)] e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot M \text{sinc}[\pi M T_r(f_m - 2v_t/\lambda)] + A_j j_{pc}(\hat{t} - 2R_t/c) e^{-i\frac{4\pi}{\lambda} R_t} \cdot M \text{sinc}[\pi M T_r(f_m - 2v_t/\lambda - f_j)] + y_w(\hat{t}, f_m) \quad (12)$$

综合式(10)–式(12)可知, 相参积累后真实目标在距离-多普勒平面上得到充分聚焦, 而SMSP干扰相参积累效果取决于 $f_j(t_m)$ , 如果不进行多普勒频率调制, 仅能实现距离压制, 如果进行固定多普勒频率调制, 还能实现多普勒频率欺骗, 如果进行随机多普勒频率调制, 可进一步达成距离、多普勒双重压制效果。

## 4 干扰抑制原理

基于“位置估计-干扰重构-干扰抵消”思路抑制SMSP干扰, 有2个问题需要解决, 一是如何估计干扰快时间位置, 二是如何重构1个CPI内所有干扰信号, 下面介绍具体实现方法。

### 4.1 慢时间微分熵估计干扰位置

传统信号位置估计主要基于快时间信号包络信息, 估计精度受噪声影响较大, 考虑到1个CPI内雷达基底噪声通常不会发生突变, 为减小噪声对信号位置估计的影响, 可通过慢时间处理得到一个较为固定的噪声参数, 从而在快时间域尽可能准确地估计信号位置。熵作为度量系统复杂性和不规则性的重要手段, 可用于表征雷达回波信息<sup>[8-10]</sup>。文献[11]指出, 没有目标回波的情况下, 雷达接收机内部噪声服从高斯正态分布, 噪声包络服从噪声功率为 $\sigma^2$ 的瑞利分布, 脉压前带噪信号包络服从信号幅度为 $A$ 、噪声功率为 $\sigma^2$ 的莱斯分布。很明显, 当某一距离单元上仅含噪声时, 慢时间信号包络服从噪声功率为 $\sigma^2$ 的瑞利分布, 当距离单元上含有真实回波、SMSP干扰和噪声时, 对应的慢时间信号包络服从信号幅度为 $A$ 、噪声功率为 $\sigma^2$ 的莱斯分布。取自然数为底, 连续随机变量 $Z$ 的微分熵为

$$H(Z) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p(z) \ln[p(z)] dx \quad (13)$$

其中,  $p(z)$ 为随机变量 $Z$ 的概率密度函数。设仅含噪声距离单元慢时间信号包络为 $X$ , 概率密度函数为 $p_1(x)$ , 其微分熵为

$$H(X) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p_1(x) \ln[p_1(x)] dx = 1 - E[\ln X] + \ln \sigma^2 \quad (14)$$

其中,  $E[\cdot]$ 表示求均值。设含有真实回波、SMSP干扰和噪声距离单元慢时间信号包络为 $Y$ , 概率密度函数为 $p_2(y)$ , 其微分熵为

$$H(Y) = - \int_{-\infty}^{+\infty} p_2(y) \ln[p_2(y)] dy = 1 - E[\ln Y] + \ln \sigma^2 - E[\ln I_0(YA/\sigma^2)] + A^2/\sigma^2 \quad (15)$$

其中,  $I_0[\cdot]$ 为第1类0阶修正贝塞尔函数。考虑到, 干扰功率通常远大于真实回波和雷达基底噪声<sup>[2-6]</sup>, 式(15)可近似表示为

$$H(Y) \approx 1 - E[\ln Y] + \ln \sigma^2 - E[\ln I_0(YA/\sigma^2)] + 10^{JNR/10} \quad (16)$$

其中, JNR为干噪比, 单位为dB。联合式(14)–式(16)可知, 仅含噪声不同距离单元慢时间微分熵变化较小, 当距离单元上出现非噪声信号时, 熵值会出现较大变化, 且变换程度与干噪比有关, 根据距离单元熵值特征即可估计干扰位置, 截取受干扰回波段。

### 4.2 BFT分段重构干扰信号

文献[12]设计提出双正交傅里叶变换, 零初频LFM信号BFT为一辛格函数, 峰值位置对应调频斜率, 峰值滤波可重构LFM信号。基于不等间隔采样<sup>[13]</sup>离散BFT快速计算方法, 计算复杂度与FFT相同, 低于采样型离散分数阶傅里叶变换<sup>[14]</sup>(Discrete Fractional Fourier Transform, DFRFT), 能够满足雷达信号实时处理要求, 本文利用BFT重构干扰信号。SMSP干扰由 $N$ 个子信号延时拼接而成, 且自卫式干扰下干扰信号存在多普勒频率, 分析BFT时移、频移性质。连续信号 $f(t)$ 的BFT定义为

$$F(\omega_2) = 2 \int_0^{+\infty} f(t) t e^{-i\pi\omega_2 t^2} dt \triangleq \text{BFT}[f(t)] \quad (17)$$

对雷达发射信号 $s(t)$ 进行移频处理, 移频量为 $f_d$ , 其BFT为

$$\text{BFT}[s(t) e^{i2\pi f_d t}] = 2 \int_0^{T_p} e^{i2\pi f_d t} e^{i\pi(k-\omega_2)t^2} dt^2 \quad (18)$$

令 $r = t^2$ 代入式(18), 得到

$$\text{BFT} [s(t) e^{i2\pi f_d t}] = 2 \int_0^{T_p^2} e^{i2\pi f_d \sqrt{r}} e^{i\pi(k-\omega_2)r} dr \quad (19)$$

泰勒级数展开

$$\sqrt{r} = \sqrt{T_p^2} + \frac{1}{2\sqrt{T_p^2}} (r - T_p^2) - \frac{1}{8T_p^3} (r - T_p^2)^2 + \dots \quad (20)$$

取前两项代入式(19), 得到

$$|\text{BFT} [s(t) e^{i2\pi f_d t}]| \approx T_p^2 |\text{sinc} [\pi T_p^2 (\omega_2 - k - k f_d / B) / 2]| \quad (21)$$

同理, 得到

$$|\text{BFT} [s(t - t_0)]| \approx T_p^2 |\text{sinc} [\pi T_p^2 (\omega_2 - k + k t_0 / T_p) / 2]| \quad (22)$$

$$|\text{BFT} [s(t - t_0) e^{i2\pi f_d t}]| \approx T_p^2 |\text{sinc} [\pi T_p^2 (\omega_2 - k - k f_d / B + k t_0 / T_p) / 2]| \quad (23)$$

由式(21)–式(23)可知, BFT并不具备完全意义上的时移、频移不变性, 为重构SMSP干扰, 不能直接对整个回波段进行BFT峰值滤波, 只能采取分段处理方式对干扰重构成。设4.1节截取的受干扰回波段为

$$\hat{x}_r(\hat{t}, t_m) = \text{rect} \left( \frac{t - T_p/2 - 2R_t/c}{T_p} \right) x_r(\hat{t}, t_m) \quad (24)$$

假设已知SMSP子信号个数 $N$ , 将 $\hat{x}_r(\hat{t}, t_m)$ 划分成 $N$ 段, 式(24)可分段表示为

$$\hat{x}_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect} \left( \frac{t - T_p/N/2 - 2R_t/c - nT_p/N}{T_p/N} \right) \cdot x_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{x}_r^{(n)}(\hat{t}, t_m) \quad (25)$$

其中,  $\hat{x}_r^{(n)}(\hat{t}, t_m)$ 为已截取受干扰回波中的第 $n$ 段, 则分段重构成干扰信号可表示为

$$\hat{j}(\hat{t}, t_m) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{IBFT} \left\{ \text{BFT} [\hat{x}_r^{(n)}(\hat{t}, t_m)] \cdot \text{Win}^{(n)}(\omega_2 - Nk) \right\} \quad (26)$$

其中,  $\text{Win}^{(n)}(\omega_2)$ 为BFT斜率谱峰值滤波窗, IBFT为BFT逆变换。将重构成干扰信号用于干扰抵消, 则抵消后的回波可表示

$$\tilde{x}_r(\hat{t}, t_m) = \hat{x}_r(\hat{t}, t_m) - \hat{j}(\hat{t}, t_m) \quad (27)$$

分段重构成SMSP干扰需已知干扰子信号个数, 为确保干扰效果, 干扰子信号个数需在一定数值范围内<sup>[1]</sup>, 因此可采取参数搜索的方式进行估计。皮

尔逊相关系数(Pearson Correlation Coefficient, PCC)定义为两个随机变量的互协方差和标准差之比, 常用于分析随机变量线性相关程度<sup>[15-17]</sup>, PCC的绝对值越接近于1, 线性相关性越强, 反之越接近于0, 相关性越弱。设定SMSP干扰参数搜索范围, 根据不同的干扰参数, 根据式(2)和式(3)构造参考信号, 计算回波段与参考信号PCC, 很明显当构造信号参数与真实干扰参数一致时, PCC的绝对值最大, 进而估计得到真实干扰参数。

## 5 仿真结果

### 5.1 参数设置和SMSP干扰特征分析

设雷达载频为400 MHz, 脉冲重复频率为2000 Hz, 相参积累个数为128, 雷达发射LFM信号脉宽80  $\mu\text{s}$ , 带宽8 MHz, 采样频率32 MHz, 调频斜率100 GHz/s。干扰机为点目标, 初始距离30 km, 多普勒频率500 Hz。SMSP干扰子信号个数为5, 时域波形如图1所示。图2给出了雷达发射信号和SMSP干扰BFT结果, 零初频雷达发射信号斜率谱为一冲击函数, 峰值点对应调频斜率, SMSP干扰BFT非冲击函数, 峰值滤波无法重构成干扰信号。设信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)为0 dB, 干信比(Jamming to Signal Ratio, JSR)为30 dB, 分析SMSP干扰对相参体制雷达干扰特性, 仿真结果如图3所示。可以看出, 未调制多普勒频率SMSP干扰同样携带干扰机自身运动产生的

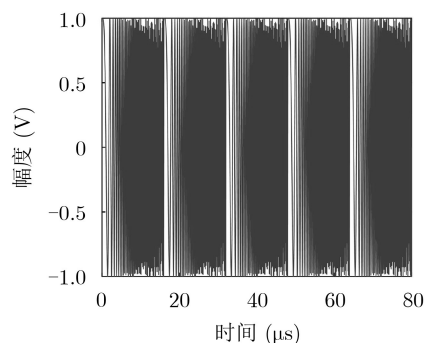


图1 SMSP干扰时域波形

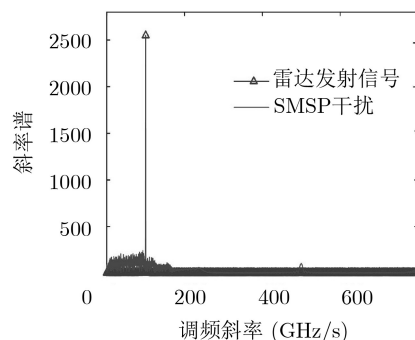


图2 雷达发射信号和SMSP干扰BFT结果



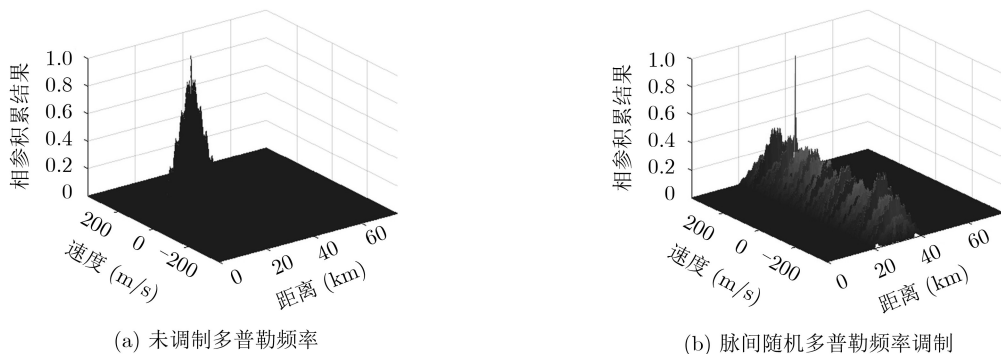


图3 SMSP干扰特性

多普勒频率，能够实现距离压制，进行随机多普勒频率调制可实现距离、多普勒双重压制，但也损失了部分相参处理增益。

5.2 算法可行性仿真分析

取脉冲压缩前1个CPI受干扰回波信号包络，计算慢时间微分熵，1阶差分处理估计干扰快时间位置。设SNR为0 dB, JSR为5 dB, 图4对比快时间信号包络法，给出了所提方法干扰快时间位置估计结果，可以看出，快时间包络位置估计方法受噪声影响已无法估计干扰前后沿，而所提方法仍能够准确估计干扰位置。根据估计的干扰位置，截取第1个脉冲重复周期受干扰回波段，相关系数最大准则估计回波段内SMSP干扰参数，结果如图5所示，干扰子信号个数为5，调频斜率为雷达发射信号的5倍，与仿真使用参数一致。将截取的受干扰回波划分成5段，滤波窗取矩形窗，宽度为3个斜率谱采样点，BFT分段重构干扰信号，结果如图6所示，重构信号与真实SMSP干扰高度相似。按照上述方法BFT重构一个CPI内所有干扰信号进行干扰

对消，设SNR为0 dB、JSR为30 dB, 图7给出了干扰对消后回波信号相参积累结果，对比图3可知SMSP干扰得到有效抑制。

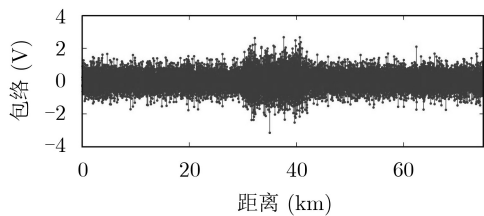
5.3 算法效能仿真分析

5.3.1 干扰前沿估计精度

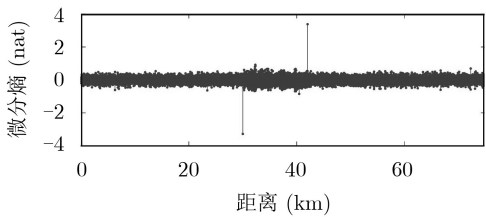
SMSP干扰时宽与真实目标回波相同，为分析干扰前沿估计精度，定义干扰前沿估计平均绝对误差(Mean Absolute Error, MAE)为

$$MAE = \sum_{i=1}^{MTK} |N_0 - N_{1i}| / MTK \quad (28)$$

其中，MAE单位为时域采样点数，MTK为蒙特卡洛次数， $N_0$ 为干扰真实前沿对应的时域采样点， $N_{1i}$ 为第*i*次蒙特卡洛估计前沿对应的时域采样点。



(a) 包络差分结果



(b) 微分熵差分结果

图4 SMSP干扰快时间位置估计

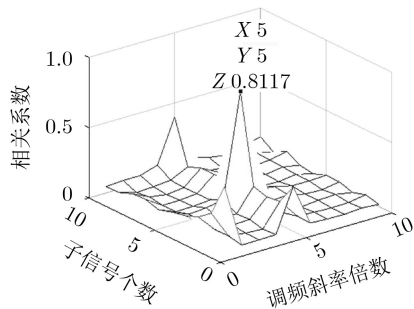
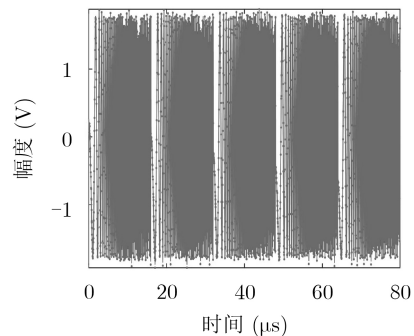


图5 SMSP干扰参数估计



—真实SMSP —重构SMSP

图6 SMSP干扰与重构信号对比

SNR分别取值-5 dB, 0 dB, 5 dB, JSR取值0~50 dB, 间隔5 dB, 蒙特卡洛300次, 仿真结果如图8所示。可以看出, 不同SNR条件下, 慢时间微分熵前沿估计法估计精度明显优于快时间包络前沿估计法。

### 5.3.2 干扰参数估计准确率

BFT分段重构SMSP干扰的关键在于准确估计干扰子信号个数, 定义干扰参数估计准确率(Parameters Estimation Accuracy, PEA)为

$$PEA = 100 \sum_{i=1}^{MTK} \sum_{j=1}^M E_{ij} / M / MTK \quad (29)$$

其中, PEA单位为百分比,  $M$ 为相参积累个数,  $MTK$ 为蒙特卡洛次数,  $E_{ij}$ 为第*i*次蒙特卡洛估计的第*j*个脉冲重复周期内SMSP干扰参数准确度量, 即当估计的子信号个数、调频斜率与真实干扰参数均一致时 $E_{ij} = 1$ , 否则 $E_{ij} = 0$ 。SNR, JSR、蒙特卡洛次数同5.3.1节, 图9对比文献[2]干扰参数估计方法(短时傅里叶变换使用高斯窗, 窗长256, 交叠64)给出PEA随JSR变化曲线。可以看出, 本文所提方法在JSR大于5 dB时, 不同SNR条件下, 干扰参数估计准确率为100%, 优于文献[2], 分析原因是因为短时傅里叶变换受时频分辨率影响, 干扰时频谱聚焦性差, 无法在参数空间得到有效积累。

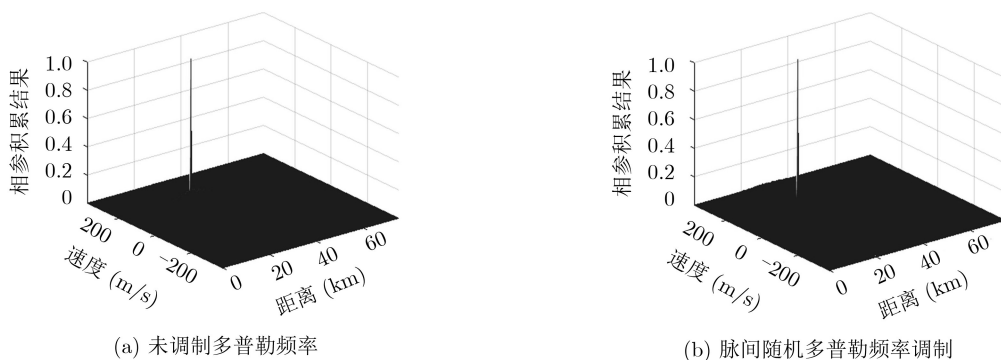


图7 SMSP干扰抑制效果

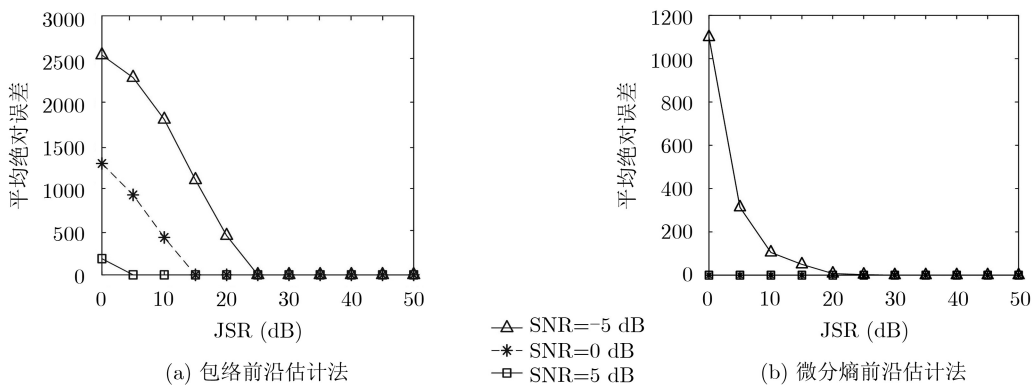


图8 干扰前沿估计MAE随JSR变化曲线

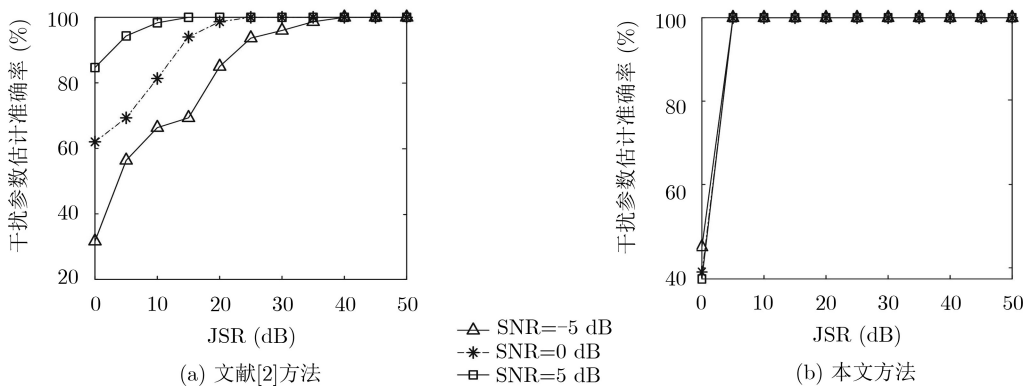


图9 干扰参数估计准确率PEA随JSR变化曲线

### 5.3.3 干扰抑制效能

有效抑制SMSP干扰的关键在于准确重构干扰信号, 重构信号与干扰信号越接近, 抑制效果越好。皮尔逊相关系数PCC能够反应信号相似度, 但无法比较幅度差异, 定义平均干扰抑制率(Mean jamming Suppression Ratio, MSR)为

$$MSR = \sum_{i=1}^{MTK} \sum_{j=1}^M (JSR_{ij}^1 - JSR_{ij}^2) / M / MTK \quad (30)$$

其中,  $JSR_{ij}^1$  为第*i*次蒙特卡洛中第*j*个脉冲重复周

期干扰抑制前JSR,  $JSR_{ij}^2$  为抑制后JSR。综合PCC和MSR两个指标, 对比文献[4]评估本文算法对SMSP干扰抑制效能。图10和图11分别给出了PCC, MSR随JSR变化曲线。不同条件下两种方法重构信号与真实SMSP干扰高度相似, PCC均大于0.98。当JSR小于20 dB时, 两种算法MSR相差不大, 当JSR大于20 dB时, 本文方法优于文献[4]。同时, 所提算法MSR与JSR近似呈线性关系, 说明算法能够较好的适应JSR变化, 对比算法不具备该效能。

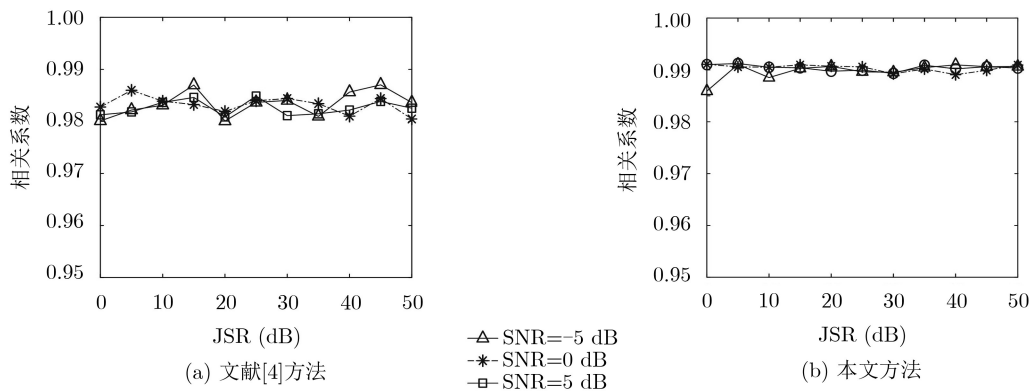


图10 真实SMSP与重构信号PCC随JSR变化曲线

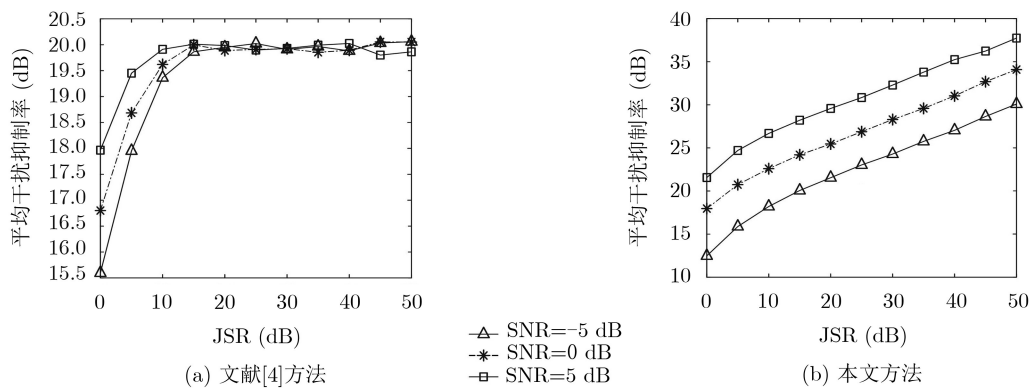


图11 平均干扰抑制率MSR随JSR变化曲线

## 6 结论

本文以一个CPI受干扰回波信号为处理对象, 提出快慢时间域联合处理抑制SMSP干扰算法。仿真结果表明, 通过计算回波包络慢时间微分熵能够准确估计干扰位置, 估计性能受噪声影响程度低于传统快时间信号包络位置估计方法; 相比短时傅里叶变换干扰参数估计, 基于皮尔逊相关系数的干扰参数估计方法对干信比要求更低; 从重构信号与真实干扰相关系数、平均干扰抑制率两个指标, 进一步验证算法效能。算法整体计算复杂度不高, 存在工程实现可能。

## 参考文献

- [1] SPARROW M J and CIKALO J. ECM techniques to counter pulse compression radar[P]. United States Patent, 7081846, 2006.
- [2] 赵杨, 尚朝轩, 韩壮志, 等. 分数阶傅里叶和压缩感知自适应抗频谱弥散干扰[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(5): 1047-1054. doi: 10.11999/JEIT180569.  
ZHAO Yang, SHANG Chaoxuan, HAN Zhuangzhi, et al. Fractional Fourier transform and compressed sensing adaptive countering smeared spectrum jamming[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(5): 1047-1054. doi: 10.11999/JEIT180569.

- [3] 卢云龙, 李明, 曹润清, 等. 联合时频分布和压缩感知对抗频谱弥散干扰[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(12): 3275–3281. doi: [10.11999/JEIT160919](https://doi.org/10.11999/JEIT160919).  
LU Yunlong, LI Ming, CAO Runqing, *et al.* Jointing time-frequency distribution and compressed sensing for countering smeared spectrum jamming[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(12): 3275–3281. doi: [10.11999/JEIT160919](https://doi.org/10.11999/JEIT160919).
- [4] 李欣, 王春阳, 原慧, 等. 基于干扰重构和峭度最大化的SMSP干扰抑制方法[J]. 北京航空航天大学学报, 2018, 44(6): 1176–1184. doi: [10.13700/j.bh.1001-5965.2017.0421](https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2017.0421).  
LI Xin, WANG Chunyang, YUAN Hui, *et al.* SMSP jamming suppression method based on jamming reconstruction and kurtosis maximum[J]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*, 2018, 44(6): 1176–1184. doi: [10.13700/j.bh.1001-5965.2017.0421](https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2017.0421).
- [5] 尹洪伟, 李国林, 路翠华. 一种基于复值盲分离的欺骗干扰抑制算法[J]. 上海交通大学学报, 2015, 49(10): 1564–1569. doi: [10.16183/j.cnki.jsjtu.2015.10.023](https://doi.org/10.16183/j.cnki.jsjtu.2015.10.023).  
YIN Hongwei, LI Guolin, and LU Cuihua. An algorithm of deception jamming suppression based on complex-value Blind Source Separation[J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2015, 49(10): 1564–1569. doi: [10.16183/j.cnki.jsjtu.2015.10.023](https://doi.org/10.16183/j.cnki.jsjtu.2015.10.023).
- [6] 李飞, 李国林, 粘朋雷. 基于盲源分离的雷达信号欺骗干扰抑制[J]. 海军航空工程学院学报, 2015, 30(5): 424–428. doi: [10.7682/j.issn.1673-1522.2015.05.005](https://doi.org/10.7682/j.issn.1673-1522.2015.05.005).  
LI Fei, LI Guolin, and NIAN Penglei. Radar signal deception jamming suppressing based on Blind Source Separation[J]. *Journal of Naval Aeronautical and Astronautical University*, 2015, 30(5): 424–428. doi: [10.7682/j.issn.1673-1522.2015.05.005](https://doi.org/10.7682/j.issn.1673-1522.2015.05.005).
- [7] ADAMY D L. EW 104: EW Against A New Generation of Threats[M]. Boston MA: Artech House, 2015: 60–64.
- [8] HUO Weibo, HUANG Yulin, PEI Jifang, *et al.* Ship detection from ocean SAR image based on local contrast variance weighted information entropy[J]. *Sensors*, 2018, 18(4): 1196. doi: [10.3390/s18041196](https://doi.org/10.3390/s18041196).
- [9] GÖKSU H. Ground moving target recognition using log energy entropy of wavelet packets[J]. *Electronics Letters*, 2018, 54(4): 233–235. doi: [10.1049/el.2017.4267](https://doi.org/10.1049/el.2017.4267).
- [10] ZHANG Shuanghui, LIU Yongxiang, and LI Xiang. Autofocusing for sparse aperture ISAR imaging based on joint constraint of sparsity and minimum entropy[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2017, 10(3): 998–1011. doi: [10.1109/JSTARS.2016.2598880](https://doi.org/10.1109/JSTARS.2016.2598880).
- [11] 邹本振, 张萌, 王朝. 脉冲压缩雷达的信号包络及检测模型研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2019, 14(1): 55–60. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2019.01.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2019.01.010).  
ZOU Benzhen, ZHANG Meng, and WANG Chao. Research on modeling of envelope detection of pulse-compression radar[J]. *Journal of CAEIT*, 2019, 14(1): 55–60. doi: [10.3969/j.issn.1673-5692.2019.01.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1673-5692.2019.01.010).
- [12] 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 and 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.
- [13] DE SENA A and ROCCHESO D. A fast Mellin and scale transform[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2007, 2007(1): 89170. doi: [10.1155/2007/89170](https://doi.org/10.1155/2007/89170).
- [14] OZAKTAS H M, ARIKAN O, KUTAY M A, *et al.* Digital computation of the fractional Fourier transform[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1996, 44(9): 2141–2150. doi: [10.1109/78.536672](https://doi.org/10.1109/78.536672).
- [15] HATEFFARD F, DOLATI P, HEIDARI A, *et al.* Assessing the performance of decision tree and neural network models in mapping soil properties[J]. *Journal of Mountain Science*, 2019, 16(8): 1833–1847. doi: [10.1007/s11629-019-5409-8](https://doi.org/10.1007/s11629-019-5409-8).
- [16] GARG H and RANI D. A robust correlation coefficient measure of complex intuitionistic fuzzy sets and their applications in decision-making[J]. *Applied Intelligence*, 2019, 49(2): 496–512. doi: [10.1007/s10489-018-1290-3](https://doi.org/10.1007/s10489-018-1290-3).
- [17] KRASICHKOV A S, GRIGORIEV E B, NIFONTOV E M, *et al.* Estimation of acceptable boundaries for the correlation coefficient in the ECG beat classification task[J]. *Biomedical Engineering*, 2018, 51(6): 389–393. doi: [10.1007/s10527-018-9756-5](https://doi.org/10.1007/s10527-018-9756-5).
- 张亮: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为雷达抗干扰。  
王国宏: 男, 1963年生, 教授, 研究方向为多源信息融合、雷达组网、雷达抗干扰、微弱目标跟踪。  
张翔宇: 男, 1986年生, 讲师, 研究方向为雷达抗干扰、雷达数据处理。  
李思文: 男, 1993年生, 硕士生, 研究方向为雷达抗干扰。

责任编辑: 余蓉