

基于 FrFT 域滤波的灵巧噪声干扰抑制方法

韩博文^{1,2} 杨小鹏^{1,2}

(1. 北京理工大学信息与电子学院雷达技术研究所, 北京 100081;
2. 卫星导航电子信息技术教育部重点实验室(北京理工大学), 北京 100081)

摘 要: 基于数字射频存储器(DRFM)的灵巧噪声干扰兼具压制式干扰效果和欺骗式干扰效果, 难以被传统抗干扰方法有效抑制。针对这一问题, 本文结合分数阶傅里叶变换(FrFT)与分数阶域滤波方法, 提出了一种线性调频脉冲压缩雷达体制下的灵巧噪声干扰抑制方法。首先对接收信号进行分数阶傅里叶变换, 随后根据发射信号在分数阶域的特征参数, 设计分数阶域滤波器, 对接收信号进行分数阶域滤波以滤除干扰, 最后进行分数阶反变换还原目标信号。仿真结果表明, 该方法能够对卷积噪声干扰与乘积噪声干扰两种典型的灵巧噪声干扰进行有效抑制, 准确检测目标的位置。

关键词: 灵巧噪声干扰; 抗干扰; 分数阶傅里叶变换; 分数阶域滤波

中图分类号: TN973 文献标识码: A DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2017.12.011

Smart Noise Jamming Suppression Method based on FrFT Filtering

HAN Bo-wen^{1,2} YANG Xiao-peng^{1,2}

(1. Radar Research Lab, School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China;
2. Key Laboratory of Electronic and Information Technology in Satellite Navigation (Beijing Institute of Technology), Ministry of Education, Beijing 100081, China)

Abstract: Smart noise jamming based on digital radio frequency memory (DRFM) has both oppressive jamming effect and deceptive jamming effect, and is difficult to be effectively suppressed by traditional anti-jamming methods. In order to solve this problem, an anti-jamming method for linear frequency modulation (LFM) pulse compression radar system is proposed. The proposed Method is combined with fractional Fourier Transform (FrFT) and fractional domain filtering strategy. In this method, firstly the received signal is fractional Fourier transformed; then a filter is designed according to the characteristic of transmitting signal in the fractional domain; the received signal is filtered by the designed filter to eliminate jamming; lastly do fractional Fourier inverse transformation to restore the target signal. The simulation results show that the method can effectively suppress two kinds of smart noise jamming: convolution noise jamming and multiplication noise jamming, and can accurately detect the position of the target.

Key words: smart noise jamming; anti-jamming; fractional Fourier transform; fractional domain filtering

1 引言

线性调频(LFM)脉冲压缩雷达作为一种常用的雷达体制,具有较好的对抗传统的压制式干扰的能力。通过脉冲压缩处理,可以使目标信号回波得

到较大的增益,而传统的噪声压制式干扰则无法从脉冲压缩过程中获得功率增益,从而容易被接收机所区分。针对线性调频脉冲压缩雷达,研究者基于数字射频存储器(DRFM)提出了灵巧噪声干扰的概念,并逐渐得到重视与应用。这种干扰利用雷达发

射信号特征,能够获得脉冲压缩增益,形成兼具压制式干扰与欺骗式干扰效果的大量假目标,对线性调频脉冲雷达系统具有显著的干扰能力。

目前,对于灵巧噪声干扰的识别与抑制方法的研究已经有了一些初步成果,如文献[1]提出了一种基于发射验证信号来从接收信号中剔除灵巧噪声干扰成分的方法;文献[2]通过对比由 DRFM 引起的目标与干扰信号的时域、频域特征差异,对灵巧噪声干扰进行识别;文献[3]提出了一种基于 LFM 信号解线调算法抑制灵巧噪声干扰的方法;文献[4]采用脉冲分集方法和正交投影方法,分别从发射机和接收机角度抑制灵巧噪声干扰等。

本文研究了一种基于分数阶傅里叶变换(FrFT)的灵巧噪声干扰抑制方法。首先截取受干扰的目标信号并进行 FrFT 变换,在分数阶域进行窄带滤波,从而提取出目标信号,抑制干扰信号。通过仿真,验证了本文所提出方法的可行性和有效性。

2 灵巧噪声干扰模型分析

灵巧噪声干扰主要针对脉冲压缩雷达的信号处理特点,利用 DRFM 存储干扰机接收到的雷达发射信号,并将噪声与雷达发射信号进行调制,再放大后转发出去。设脉冲压缩雷达的发射信号为 $s(t)$,干扰机与雷达距离为 R 。如不考虑散射截面积等因素,雷达发射 LFM 信号为:

$$s(t) = A \exp \left[j2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2 \right) \right] \quad (1)$$

灵巧噪声干扰可以根据产生过程中,接收雷达信号所调制的噪声类型分为两种,即卷积噪声干扰与乘积噪声干扰。在此处,首先介绍卷积干扰的产生原理。干扰机将雷达发射信号接收后,与干扰机产生的噪声信号进行卷积,再转发出去^[5]。设干扰机产生的本地高斯白噪声为 $n(t)$,考虑干扰机接收信号存在延时 τ ,则干扰机发射信号 $J(t)$ 可以表示为

$$J(t) = s(t - \tau) * n(t) \quad (2)$$

其中 $*$ 表示信号的卷积运算。

干扰信号进入雷达接收机后,经过脉冲压缩处理后输出:

$$J_0(t) = J(t) * s^*(-t) = s(t - \tau) * n(t) * s^*(-t) \quad (3)$$

设其中的 $s(t)$ 频谱为 $S(\omega)$,则可以得到脉冲压缩

处理后的信号形式为:

$$\begin{aligned} J_0(t) &= n(t) * \delta(t - \tau) * F^{-1}(|S(\omega)|^2) \\ &= n(t - \tau) * F^{-1}(|S(\omega)|^2) \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $F^{-1}(|S(\omega)|^2)$ 称为点扩展函数。从式(4)可以看出,干扰信号经脉冲压缩输出的信号决定于参与卷积的噪声信号 $n(t)$ 。脉冲压缩输出形式为噪声信号与点扩展函数的卷积,说明噪声信号同样获得了脉冲压缩增益。

接着,介绍乘积噪声干扰的产生原理。与卷积噪声干扰类似,将干扰机接收雷达信号与噪声信号作乘积调制后转发出去,即形成乘积噪声干扰。不同之处在于,乘积噪声干扰用窄带噪声信号进行调制^[6],其产生方式为对高斯白噪声作一低通滤波:

$$n_2(t) = n(t) * H(t) \quad (5)$$

考虑干扰机接收信号存在延时 τ ,则干扰机发射信号 $J(t)$ 可以表示为:

$$J(t) = s(t - \tau) \times n_2(t) \quad (6)$$

考虑噪声的相位随机性,干扰信号频率特性可简化为

$$J(\omega) = S(\omega) * N_2(\omega) \quad (7)$$

干扰信号进入雷达接收机后,经过脉冲压缩处理后输出:

$$J_0(t) = J(t) * s^*(-t) = [s(t - \tau) \times n(t)] * s^*(-t) \quad (8)$$

容易看出,与卷积噪声干扰不同,乘积噪声干扰中,噪声信号成分不能获得全部的脉冲压缩增益,对脉冲压缩雷达的干扰效果不如卷积噪声干扰。

由上述分析可知,采用灵巧噪声干扰,达到相同的干扰效果所需的干扰机发射功率较噪声压制式干扰更低。同时,灵巧噪声干扰总能瞄准信号频率,覆盖雷达信号带宽,相对于传统的瞄频干扰或扫频干扰,能够达成更好的干扰效果。由于灵巧干扰噪声含有雷达发射信号成分,经过脉冲压缩处理时,干扰可以获得脉冲压缩增益,会抬高目标附近的脉压副瓣大小,淹没目标形成的主瓣。又由于其含有噪声成分,使得干扰具有噪声的随机性特征,其变换域特征不易被识别。因此,需要寻找新的有效的抑制方法来应对灵巧噪声干扰。

3 分数阶傅里叶变换原理

分数阶傅里叶变换是一种重要的时频分析工具,是传统傅里叶变换的推广。分数阶傅里叶变换一般

可以看作信号在时频平面内绕原点旋转任意角度后得到分数阶傅里叶域形式。对任意信号 $x(t)$ 的 FrFT 可以定义为:

$$X_p(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} K_p(t, u) x(t) dt \quad (9)$$

其中 $K_p(t, u)$ 为 FrFT 的核函数, p 称为信号 FrFT 的阶数。核函数 $K_p(t, u)$ 的表达式为:

$$K_p(t, u) = A_\alpha \exp \left[j2\pi \left(\frac{u^2 + t^2}{2} \cot \alpha - ut \csc \alpha \right) \right] \quad (10)$$

其中, $\alpha = p\pi/2$ 称为信号 FrFT 的旋转角度, $A_\alpha = \sqrt{1 - j \cot \alpha}$ 。

分数阶傅里叶变换在处理 LFM 信号方面具有独特的优势。对式(1)中发射的 LFM 信号截取其中一段:

$$s_0(t) = A \exp \left[j2\pi \left(f_0 t + \frac{1}{2} k t^2 \right) \right] \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \quad (11)$$

对截取后的 LFM 信号 $s_0(t)$ 作 FrFT:

$$\begin{aligned} S_\alpha(u) &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} K_p(t, u) s_0(t) dt \\ &= A_\alpha \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \exp \{ j\pi [(u^2 + t^2) \cot \alpha - 2ut \csc \alpha] \} s_0(t) dt \end{aligned} \quad (12)$$

当 $k = -\cot \alpha$ 时, 将 $s_0(t)$ 展开得:

$$\begin{aligned} S_\alpha(u) &= A_\alpha A \exp(j\pi u^2 \cot \alpha) \times \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \exp \{ j2\pi ut \csc \alpha \} dt \\ &= A_\alpha T A \exp(j\pi u^2 \cot \alpha) \times \text{sinc} [(u \csc \alpha - f_0) T] \end{aligned} \quad (13)$$

从式(13)可以看出, 当 $k = -\cot \alpha$ 时, LFM 信号的 FrFT 结果会在 u 域出现明显的聚集效应, 形成尖峰, 此时的 α 称为最佳旋转角度。

可以通过分数阶傅里叶反变换将 u 域信号还原回时域。角度 $\alpha = p\pi/2$ 的分数阶傅里叶变换的反变换即为角度为 $\alpha = -p\pi/2$ 的分数阶傅里叶变换, 即

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X_p(u) K_{-p}(t, u) du \quad (14)$$

4 基于分数阶域滤波的灵巧噪声干扰抑制方法

从对 LFM 信号进行分数阶傅里叶变换所得结果可以看出, LFM 信号在选取最佳旋转角度进行

FrFT 后, 会在 u 域形成一明显的尖峰。此时, 最佳旋转角度 α_0 与 u 域峰值位置 u_0 , 与 LFM 信号特征参数 f_0 、 k 之间满足如下关系:

$$\begin{cases} \alpha_0 = \text{arccot}(-k) \\ u_0 = f_0 / \csc \alpha_0 \end{cases} \quad (15)$$

此时, 通过构造一个中心为 $u_0 = f_0 / \csc \alpha_0$ 的窄带滤波器进行滤波的方式, 可以方便地从复杂信号中提取出目标 LFM 信号。需要注意的是, 为保证信号在 FrFT 反变换后不失真, 滤波器带宽需要满足 $u \geq 2/B^{[7]}$, 如图 1 所示。

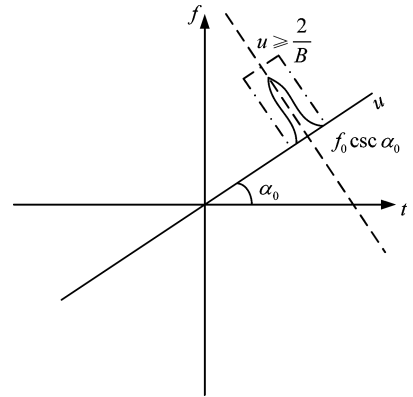


图1 FrFT 域窄带滤波示意图

Fig. 1 Narrow band filtering in FrFT domain

考虑对含有灵巧噪声干扰的目标回波信号进行 FrFT 的情况。以卷积噪声干扰为例, 对式(2)中的干扰信号作同式(11)的截取后, 进行 FrFT, 有:

$$\begin{cases} J_0(t) = [s(t - \tau) * n(t)] \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \\ J_\alpha(u) = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} K_p(t, u) J_0(t) dt \end{cases} \quad (16)$$

将 $J_0(t)$ 展开得:

$$\begin{aligned} J_\alpha(u) &= \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} K_p(t, u) J_0(t) dt \\ &= n(t) * A_\alpha \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \exp \{ j\pi [(u^2 + t^2) \cot \alpha - 2ut \csc \alpha] \} [s(t - \tau)] \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) dt \end{aligned} \quad (17)$$

由式(17)和式(13)对比可以看出, 卷积噪声干扰中含有发射 LFM 信号成分, 经过 FrFT 同样会获得处理增益, 但其能量部分具有噪声特性, u 域能量

会产生随机分散, 较难形成尖峰。

从以上推导可以得出, 一个简单的灵巧噪声干扰抑制方法是直接找出目标在最佳旋转角度的 u 域尖峰, 进行滤波。具体来说, 首先需要获得接收信号完整的 $[\alpha, u]$ 二维平面, 然后搜索目标形成的 FrFT 峰值, 提取目标信号进行 u 域滤波。这种方法不依赖发射信号特征, 即时性较好, 在灵巧噪声干扰能量不大时, 能起到较好的抑制效果。

基于 FrFT 峰值搜索的灵巧噪声干扰抑制方法步骤如下:

(1) 以旋转角 α 为变量, 在 $\alpha \in [0, \pi]$ 范围内对接收信号进行 FrFT, 获得 $[\alpha, u]$ 的二维平面;

(2) 检测二维平面中存在的峰值, 将存在最高尖峰的 α 截面取出, 该平面即为目标信号所在平面, 对应的 α_{OPT} 为最优旋转角;

(3) 在该 α_{OPT} 截面上设计构造带宽 $u \geq \frac{2}{B}$ 的窄带滤波器, 对信号进行 u 域滤波;

(4) 对滤波后的信号根据式 (14) 作 FrFT 反变换, 得到干扰抑制后目标信号的估计 $\hat{s}_0(t)$ 。

然而, 上述方法仅适用于调制的噪声幅度较小或 JSR 较小的情形。当调制噪声幅度较大或 JSR 较大时, u 域目标信号形成的尖峰仍有可能被干扰所淹没, 影响滤波效果。为此, 提出一种改进的 u 域窄带滤波器设计方法, 滤波器的中心位置与带宽可以根据雷达发射信号的特征求取。考虑到回波时延对 FrFT 造成的影响, 需要对回波时延预先进行修正, 也可以在构建滤波器时用 FrFT 的时延特性

$$|F^P[x(t-t_0)e^{j2\pi f_d t}](u)| = |X_p(u-t_0 \cos \alpha - 2\pi f_d \sin \alpha)| \quad (18)$$

进行修正。

所提出的改进的基于 FrFT 的灵巧噪声干扰抑制方法步骤如下:

(1) 截取单个脉冲重复周期的接收信号, 进行时延校正;

(2) 根据发射信号调频斜率 k , 求最佳旋转角度 $\alpha_0 = \text{arccot}(-k)$, 对信号进行 $p_0 = 2\alpha_0/\pi$ 阶分数傅里叶变换;

(3) 在 u 域根据式 (15) 构造窄带滤波器, 对信号进行 u 域滤波;

(4) 对滤波后的信号根据式 (14) 作 FrFT 反变

换, 并将校正后的时延还原, 得到干扰抑制后目标信号的估计 $\hat{s}_0(t)$ 。

5 仿真验证

仿真条件: 雷达发射信号中心频率为 1 GHz, 脉冲重复频率为 20 kHz, 带宽为 10 MHz, 脉冲宽度为 10 μs , 采样频率为 40 MHz。

5.1 乘积噪声干扰抑制效果验证

乘积噪声干扰仿真条件: 调制的乘积噪声为窄带高斯噪声, 带宽为 1 MHz, 幅度与雷达发射信号相同, 信噪比 SNR = 10 dB, 目标距离与干扰机预设距离均为 4000 m。JSR = 10 dB 与 JSR = 30 dB 时, 未经干扰抑制的脉冲压缩结果如下图所示。

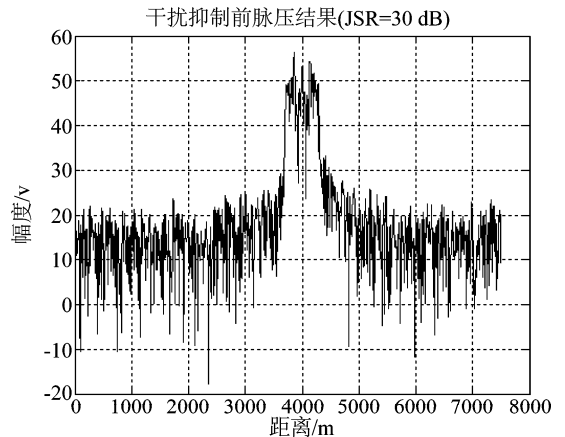


图 2 干扰抑制前接收信号脉压结果 (JSR = 30 dB)

Fig. 2 Pulse compression result of receiving signal before jamming suppression (JSR = 30 dB)

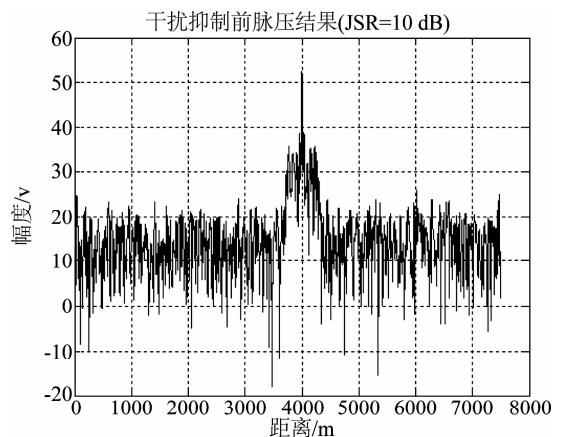


图 3 干扰抑制前接收信号脉压结果 (JSR = 10 dB)

Fig. 3 Pulse compression result of receiving signal before jamming suppression (JSR = 10 dB)

从图2、图3中可以看出,JSR较低时,乘积噪声干扰无法有效干扰脉冲压缩雷达,这是由于乘积噪声干扰不能获得全部的脉冲压缩增益,所形成的密集假目标尖峰无法淹没目标信号所形成的脉冲压缩主瓣所导致。

验证干扰抑制效果时,选择JSR = 30 dB的乘积噪声干扰进行仿真。首先采用未改进的干扰抑制方法,即搜索 $[\alpha, u]$ 平面峰值的方法进行干扰抑制。首先计算出 $[\alpha, u]$ 平面如图4所示,可以看出,FrFT生成的二维平面中存在明显的可以提取的尖峰。

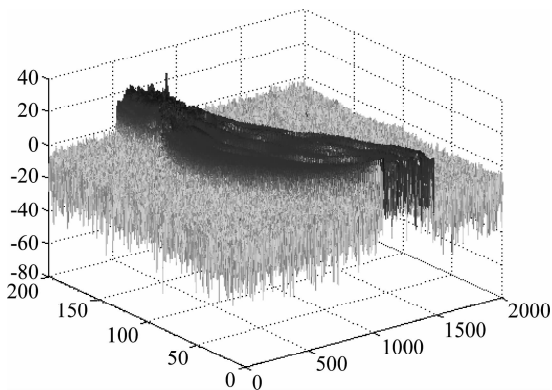


图4 乘积噪声干扰 FrFT 二维平面

Fig. 4 FrFT 2D plane of multiplication noise jamming

针对 $[\alpha, u]$ 平面尖峰所在的位置选择最佳旋转角度 α_{opt} ,在该角度的接收 FrFT 结果上设计窄带滤波器进行 u 域滤波,再将滤波后的信号作反变换,即可得到目标信号的估计。对估计的信号作脉冲压缩,得到干扰抑制后的脉冲压缩结果如图5所示。

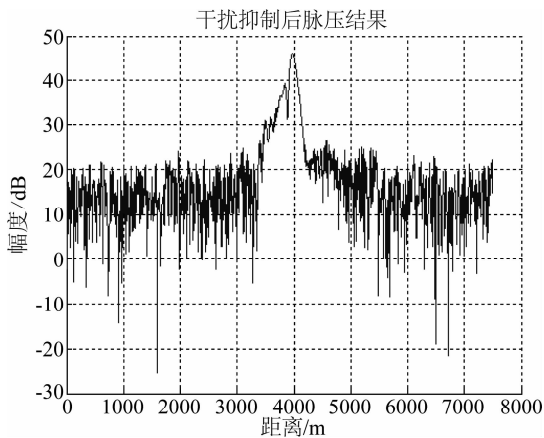


图5 搜索峰值法抑制乘积噪声干扰后脉压结果

Fig. 5 Pulse compression result after jamming suppression using peak-searching method

由图5与图2的对比可以看出,峰值搜索方法可以有效滤除干扰信号形成的假目标尖峰,保留目标信号,但由于滤波损失,信号获得的脉冲压缩增益降低,主瓣也有所展宽。此外,由于乘积噪声干扰向 FrFT 二维平面引入了随机性,目标尖峰可能产生微小的随机偏移,从而令滤波后估计的距离产生一定的偏差,影响检测效果。

接下来采用改进后的干扰抑制方法,即根据发射信号特征进行 FrFT 滤波的方式进行干扰抑制。这里同样选择JSR = 30 dB的乘积噪声干扰进行仿真。首先对信号段落作时延校正后进行最佳旋转角度的 FrFT,再根据式(15)设计滤波器,最后通过 u 域滤波得到目标信号的估计。图6显示了设计的 u 域窄带滤波器的效果,其中实线表示的目标尖峰为对雷达发射信号 FrFT 得到的 u 域尖峰,用于检验。

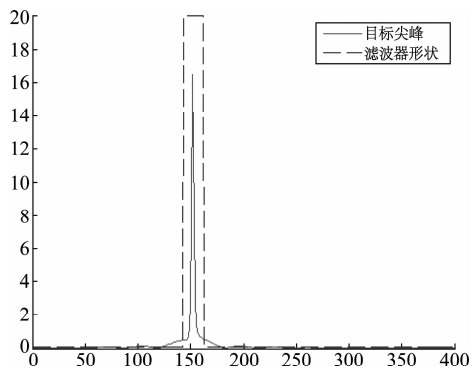


图6 FrFT 域滤波器设计效果图

Fig. 6 FrFT domain filter designing result

用图6设计的窄带滤波器对信号 FrFT 域结果进行滤波,随后进行 FrFT 反变换得到干扰抑制后的目标信号。对干扰抑制后的信号作脉冲压缩,得到结果如图7所示。

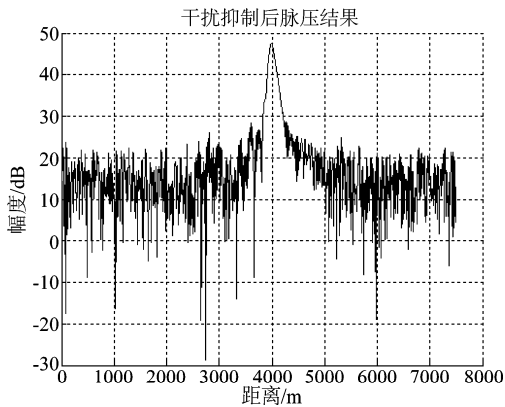


图7 改进方法抑制乘积噪声干扰后脉压结果

Fig. 7 Pulse compression result after jamming suppression using advanced method

由图 7 与图 5 对比可以看出,改进后的方法相较改进前的方法,能够更准确地获得脉冲压缩尖峰,这是由于这一方法利用了信号特征的先验信息,能够避免噪声随机性带来的影响。

5.2 卷积噪声干扰抑制效果验证

卷积噪声干扰仿真条件:用于调制的卷积噪声为高斯白噪声,幅度与雷达发射信号相同,信噪比 SNR=10 dB,干信比 JSR=30 dB。目标距离与干扰机预设距离均为 4000 m。

与乘积干扰噪声抑制方法的仿真顺序类似,首先采用搜索 $[\alpha, u]$ 平面峰值的方法进行干扰抑制。得到 $[\alpha, u]$ 平面如图 8 所示,其峰值较不明显,难以提取。

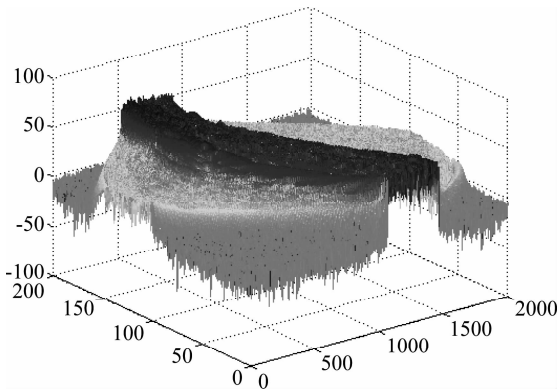


图 8 卷积噪声干扰 FrFT 二维平面

Fig. 8 FrFT 2D plane of convolution noise jamming

提取尖峰进行 FrFT 峰值滤波后,反变换得到目标信号估计,其脉压结果如图 9 所示,可以看到,在卷积干扰噪声条件下,由于卷积的目标信号成分可获得 FrFT 的增益,使得噪声能量同样在 u 域被抬高,峰值搜索方法无法准确定位目标信号位置,无法有效抑制干扰。

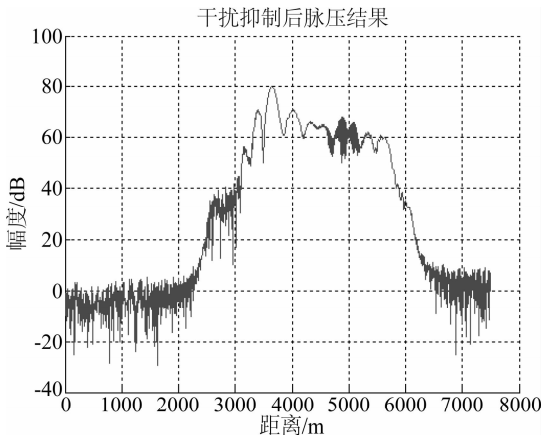


图 9 搜索峰值法抑制卷积噪声干扰后脉压结果

Fig. 9 Pulse compression result after jamming suppression using peak-searching method

由于搜索 $[\alpha, u]$ 平面峰值的方法无法有效抑制干扰,选择采用改进后的干扰抑制方法,即根据发射信号特征进行 FrFT 滤波的方式进行干扰抑制。从图 10 中可以看出,设计的滤波器可以较为准确地滤出目标信号。

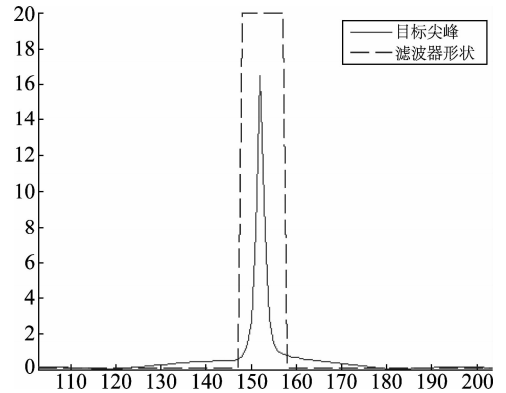


图 10 FrFT 域滤波器设计效果图

Fig. 10 FrFT domain filter designing result

用图 10 设计的窄带滤波器对信号 FrFT 域结果进行滤波,随后进行 FrFT 反变换得到干扰抑制后的目标信号估计。对干扰抑制后的信号进行脉冲压缩,得到结果如图 11 所示。

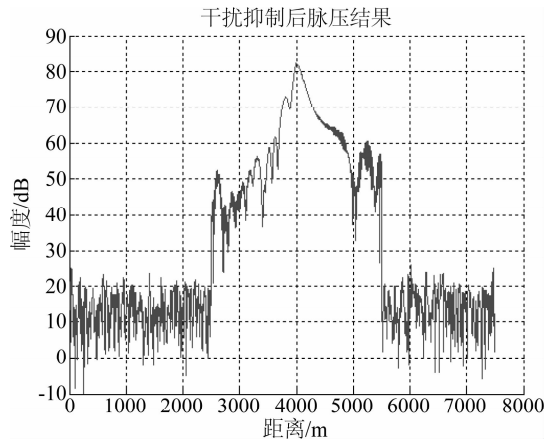


图 11 干扰抑制后脉冲压缩结果

Fig. 11 Pulse compression result after jamming suppression using advanced method

从图 11 中可以看出,尽管副瓣仍然被抬高,且主瓣展宽较为明显,但所提出的改进方法通过利用发射信号信息,仍能够准确检测目标位置,较好地抑制卷积噪声干扰。

以上的仿真结果表明,所提出的改进方法在卷积噪声干扰和乘积噪声条件下均能更为准确地检

测真实目标,具有较为理想的干扰抑制效果。

6 结论

基于 DRFM 的灵巧噪声干扰能够对 LFM 体制的脉冲压缩雷达系统形成兼具压制干扰和欺骗干扰的干扰效果,对雷达正常工作造成了严重的威胁。本文提出了一种基于 FrFT 与分数阶域滤波的灵巧噪声干扰抑制方法,首先对信号进行 FrFT 处理,在分数阶域根据发射信号特征参数设计窄带滤波器,进行分数阶域滤波,以滤除干扰信号,保存目标信号。仿真结果证明了该方法对于灵巧噪声干扰的两种类型,即乘积噪声干扰与卷积噪声干扰,均能有效抑制,获得较好的脉冲压缩检测效果。

参考文献

- [1] 王存卫,王永良,李荣峰. 一种有效的灵巧干扰剔除技术[J]. 空军预警学院学报, 2010, 24(4):244-246. Wang Cunwei, Wang Yongliang, Li Rongfeng. An Effective Technique for Smart Jamming Elimination[J]. Journal of Air Force Radar Academy, 2010, 24(4): 244-246. (in Chinese)
- [2] 李恒,齐世举,宋承文. 灵巧噪声识别与对抗技术研究[J]. 兵器装备工程学报, 2011, 32(8):138-140. Li Heng, Qi Shiju, Song Chengwen. Research on Smart Noise Recognition and Confrontation Technology [J]. Journal of Sichuan Ordnance, 2011, 32(8):138-140. (in Chinese)
- [3] 廖胜男. 雷达有源干扰抑制算法研究[D]. 成都:电子科技大学, 2010. Liao Shengnan. Research on Radar Active Jamming Suppression Algorithm[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2010. (in Chinese)
- [4] 高兵生. 线性调频脉冲压缩雷达抗卷积噪声干扰研究[D]. 武汉:武汉理工大学, 2014. Gao Bingsheng. Study on Anti-Convolutional Noise Jamming of the Linear Frequency Modulation Pulse-compression Radar[D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2014 (in Chinese)

sion Radar[D]. Wuhan: Wuhan University of Technology, 2014 (in Chinese)

- [5] 郭诚,颜振亚. 噪声调制灵巧噪声对雷达干扰性能研究与实现[J]. 现代雷达, 2014, 36(7):77-80. Wu Cheng, Yan Zhenya. Study on the Performance and Implementation of Smart Noise to Radar Based on Noise Modulation[J]. Modern Radar, 2014, 36(7):77-80 (in Chinese)
- [6] Zhang Y. Technology of smart noise jamming based on multiplication modulation [C] // International Conference on Electric Information and Control Engineering. IEEE, 2011:4557-4559.
- [7] 王瑜,李小波,周青松,等. 基于 FRFT 窄带滤波的 LFM 信号研究[J]. 火力与指挥控制, 2016, 41(12):41-43. Wang Yu, Li Xiaobo, Zhou Qingsong, et al. Study of LFM Signal Based on FRFT Domain Narrowband Filter [J]. Fire Control & Command Control, 2016, 41(12):41-43. (in Chinese)
- [8] 陶然,邓兵,王越. 分数阶傅里叶变换及其应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2009: 2-7. Tao Ran, Deng Bing, Wang Yue. Fractional Fourier transform and its applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009:2-7. (in Chinese)

作者简介



韩博文 男,1994年生,河南洛阳人。北京理工大学雷达技术研究所硕士研究生。主要研究方向为雷达抗干扰方法。
E-mail:hanbowen12@foxmail.com



杨小鹏 男,1976年生,河北迁安人。教授,博士生导师,主要研究方向为相控阵雷达和自适应阵列信号处理。
E-mail:xiaopengyang@bit.edu.cn