

## 基于 FRFT 的伪码引信自适应 LFM 干扰对消方法

张淑宁 赵惠昌 涂友超  
(南京理工大学电光学院 南京 210094)

**摘要:** 该文分析了 LFM 干扰对伪码引信相关输出的影响, 当干扰强度超出伪码引信自身的抗干扰容限时, 相关输出严重恶化, 因此必须采取相应的抗干扰措施。考虑到 LFM 干扰与伪码引信有用信号间存在着强的时频耦合, 提出了基于 FRFT 的自适应干扰对消方法。该方法首先对观察信号进行 FRFT, 估计干扰的特征参数, 利用估计出的干扰参数构造自适应干扰对消器, 将干扰去除。仿真表明, 该方法能够有效滤除 LFM 干扰, 相关输出得到显著改善, 该方法对单分量和多分量干扰均有效, 不受交叉项影响。

**关键词:** 伪码引信; LFM 干扰; 相关输出; FRFT; 自适应干扰对消

中图分类号: TJ43, TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)05-1084-04

## The Method of Adaptive Time-varying Interference Cancellation based on FRFT for Pseudo-random Coded Fuze

Zhang Shu-ning Zhao Hui-chang Zhang Ai-chen  
(School of Electronic engineering and Optoelectronic, NUST, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** The effect of LFM interference on pseudo-random coded fuze system is analyzed. It is found that the correlation output is deteriorated when the interference power is larger than the anti-interference limit of the fuze system. It is very necessary to excise the above interference. Because there is strong time and frequency coupling between the interference and useful signal, so the method of adaptive time-varying interference cancellation based on FRFT is proposed. The characteristic parameters of interferences are obtained by FRFT. Then the adaptive interference canceler is designed according to the estimated interference parameters. Simulation results show that the above method can effectively excise LFM interference and the correlation output is improved obviously. This method is appropriate for both single component interference and multi-component interferences and it can not be affected by across items.

**Key words:** Pseudo-random coded fuze; LFM interference; Correlation output; FRFT; Adaptive interference cancellation

### 1 引言

伪码引信(考虑伪码调相引信)是利用伪随机码的相关特性工作的, 由于该体制引信具有良好的距离分辨力、距离截止特性和抗干扰性能, 现已成为无线电引信的重要发展方向之一。但该引信并不是无懈可击的, 随着电子战的发展, 其将面临形式多样的干扰, 如调幅(AM)干扰, 调频(FM)干扰, 调幅调频(AM-FM)干扰等。本文将主要讨论线性调频(LFM)干扰对伪码引信的影响及其相应的抗干扰方法。LFM 干扰和伪码引信有用信号间存在着强的时频耦合, 传统的时域、频域滤波器对其无能为力, 要抑制 LFM 干扰, 必须寻找新的抗干扰方法。LFM 信号是一种非平稳信号, 其信号频谱随时间变化, 针对这类非平稳信号, 时频分析法是一种直接且非常有效的研究工具。文献[1, 2]中利用威格纳分布(WVD)估计出干扰的瞬时频率, 设计自适应 FIR 滤波器(该滤波器

在干扰的瞬时频率处陷波)以有效抑制干扰; 文献[3, 4]给出了基于时频分布的子空间投影滤波法等。上述抗干扰方法均建立在 WVD 计算基础之上的, WVD 是一种双线性变换, 在处理多分量 LFM 干扰时存在交叉项。本文采用了基于 FRFT 的自适应干扰对消方法, 该方法依赖于分数阶傅里叶变换(FRFT)的运算, 由于 FRFT 是一种线性变换, 与 WVD 相比, 其计算简单, 且在处理多分量 LFM 干扰时不受交叉项的影响。

### 2 LFM 干扰对伪码引信的影响

伪码引信工作原理图<sup>[5]</sup>如图 1 所示。伪码对高频振荡器产生的高频载波进行  $0/\pi$  调相, 调制后的信号由天线向外辐射; 回波信号带通滤波后经过解调得到视频放大伪码信号后, 与本地延迟  $\tau_d$  的伪码信号相关, 得到含伪码自相关函数的相关输出信号  $U_R$ , 没有干扰情况下归一化相关输出波形如图 2 所示, 当接收回波延时  $\tau$  等于本地延迟  $\tau_d$  时, 相关器输出最大值。相关输出信号  $U_R$  进入比较器, 与比较电平  $U_C$

比较,当输出信号幅度大于或等于比较电平时,比较器输出启动脉冲,触发执行级产生引爆信号,比较电平根据定距精度而定。由于伪码调相引信的相关积分时间仅为一个伪码周期,干扰与本地延时伪码的相关输出并不为零,即产生了相关输出的非相关旁瓣。当强干扰通过伪码调相引信接收机通带时,必然对引信的相关输出产生影响。

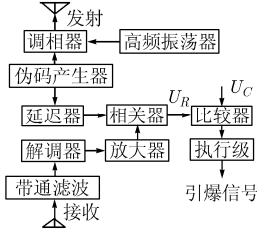


图1 伪码引信工作原理

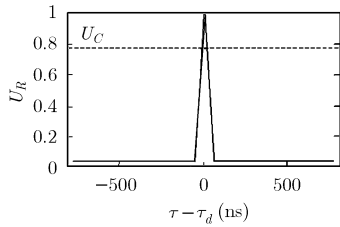


图2 理想情况下相关器输出图

为分析 LFM 干扰对伪码调相引信的影响,在此采用仿真分析方法。观察信号为 LFM 干扰作用下伪码引信接收机所接收的一个伪码周期的视频放大信号,具体表示为

$$r(t) = s(t) + j(t) + w(t), 0 \leq t < T_r \quad (1)$$

其中  $s(t) = A_s p(t - \tau)$  表示有用回波信号,  $p(t - \tau)$  为延时  $\tau$  的伪码信号。  $j(t) = \sum_{k=1}^K A_{j_k} \exp(j\varphi_k(t)) = \sum_{k=1}^K A_{j_k} \exp(j2\pi$

$\cdot f_{0_k} t + j\pi\beta_k t^2)$  表示多分量 LFM 干扰。其中,  $A_{j_k}$ ,  $\varphi_k(t)$ ,  $f_{0_k}$ ,  $\beta_k$  分别表示第  $k$  个 LFM 干扰分量解调放大后的幅度、瞬时相位、初始频率、调频斜率。  $w(t)$  表示均值为 0, 方差为  $\sigma_w^2$  的加性复高斯白噪声。仿真参数具体设置如下: 伪码的码元宽度  $T_m$  为 50ns, 码序列长度  $P$  为 31, 伪码周期  $T_r$  为 1550ns。由于主要考虑干扰的影响,仿真时施加白噪声值较小,输入信噪比取为 15dB。考虑两分量干扰情况,  $f_{0_1} = 0$  MHz,  $f_{0_2} = 10$  MHz, 调频斜率  $\beta_1 = 10$  kHz/ns,  $\beta_2 = 20$  kHz/ns。为了评价上述干扰作用下伪码引信的相关输出性能,本文采用了相关输出最大旁瓣与主瓣之比(PSLR)<sup>[6]</sup>进行衡量,有

$$PSLR(\text{dB}) = 20 \lg \left( \frac{\text{最大旁瓣}}{\text{主瓣}} \right) \quad (2)$$

理想情况下,伪码引信相关输出的 PSLR 值为  $-20 \lg P$ ,若  $P = 31$ , PSLR 为  $-29.83$  dB。PSLR 越小,表明最大旁瓣与主瓣之比越小,意味着伪码引信越能可靠工作。图 3 为干信比(JSR)等于 15dB 时的观察信号与理想信号对比图,可以看到有用信号完全淹没在干扰中。图 4 为两分量 LFM 干扰作用下引信相关输出的 PSLR 随 JSR 的变化趋势图。可以发现,当 JSR 很小时,PSLR 值接近于理想值。但随着干扰功率的增强,PSLR 逐渐增大,即最大旁瓣与主瓣之比逐渐增大。图 5 为不同 JSR 时的归一化相关输出图。从图 5 可以直观发现,随着 JSR 增大,归一化相关输出主瓣值减小,旁瓣值增大,当干扰强到一定程度时已无法分辨主瓣与旁瓣。由前文分析知,该引信工作时是将相关输出检波值与比较电平进行比较,当相关输出检波值大于或等于比较电平时,引信起

爆。如果取比较电平值为 0.5,从图 5 可以发现,当 JSR 等于 5dB 时,相关输出主瓣远大于最大旁瓣,且主瓣值大于 0.5,引信可正常起爆。但当 JSR 达到 15dB 时,引信信号已完全被干扰压制,相关输出主瓣值要远远低于比较电平,引信不能正常起爆,即造成了通常所说的引信“瞎火”。因此必须采取相应的抗干扰措施。

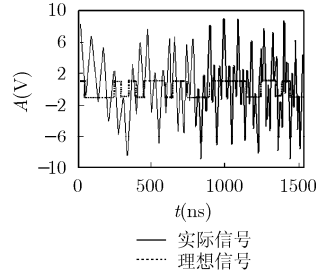


图3 JSR为15dB时,观察信号与理想信号对比图

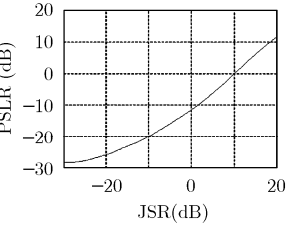


图4 干扰作用下相关输出的PSLR随JSR的变化趋势

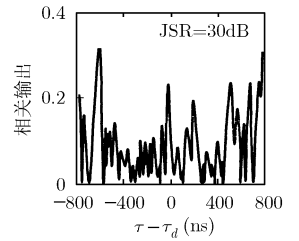
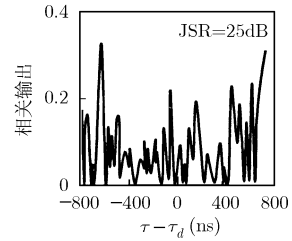
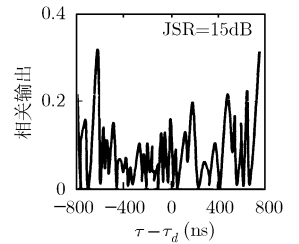
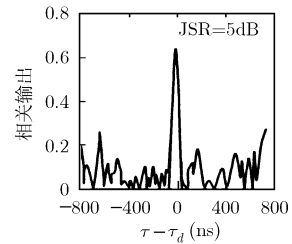


图5 干扰作用下引信的归一化相关输出

### 3 基于FRFT的自适应干扰对消

#### 3.1 利用FRFT估计干扰特征参数

基于FRFT的自适应干扰对消原理框图如图6所示,观察信号首先进行分数阶傅里叶变换(FRFT),获得FRFT功率谱,根据功率谱估计干扰特征参数(包括干扰数量  $K$ , 干扰瞬时相位  $\phi_k(t)$ ),当获得干扰参数后,构造自适应干扰对消器,将干扰滤除。

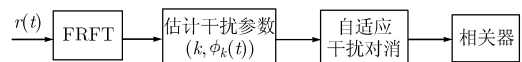


图6 基于FRFT的自适应干扰对消原理图

FRFT作为一种广义的傅里叶分析方法,可以解释为信号在时频平面内时间坐标轴绕原点逆时针方向旋转任意角

度  $\alpha$  后构成的分数阶傅里叶域上的信号表示方法, 信号  $x(t)$  的FRFT为<sup>[7]</sup>

$$X_\alpha(u) = F^p[x(t)](u) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(\alpha, t, u)x(t)dt \quad (3)$$

式中  $K(\alpha, t, u)$  为变换核:

$$K(\alpha, t, u) = \begin{cases} R/\sqrt{j \sin(\alpha)}, & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t-u), & \alpha = 2n\pi \\ \delta(t+u), & \alpha = (2n+1)\pi \end{cases} \quad (4)$$

其中  $R = \exp(j\alpha/2)\exp(j\pi((t^2 + u^2)\cos\alpha - 2ut)/\sin\alpha)$ ,  $F^p$  为 FRFT 的算子符号,  $p$  为 FRFT 的阶, 旋转角度  $\alpha = p\pi/2$ 。

考虑 LFM 信号  $x(t) = \exp(j2\pi f_0 t + j\pi\beta t^2)$ , 对其进行  $p$  阶的 FRFT, 有

$$\begin{aligned} X_\alpha(u) &= F^p[x(t)](u) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} K(\alpha, t, u)\exp(j2\pi f_0 t + j\pi\beta t^2)dt \end{aligned} \quad (5)$$

由 FRFT 的性质, 进一步推导可以得到

$$\begin{aligned} X_\alpha(u) &= \exp(j\alpha/2) \\ &\cdot \exp\left\{j\pi(u - f_0 \sin\alpha)^2 \frac{\beta - \tan\alpha}{1 + \beta \tan\alpha} - j\pi \cos\alpha(f_0^2 \sin\alpha - 2f_0 u)\right\} \\ &\left/ \sqrt{\cos\alpha + \beta \sin\alpha} \right. \end{aligned} \quad (6)$$

显然式(6)成立的条件应是  $1 + \beta \tan\alpha \neq 0$ , 此时 LFM 信号经过分数阶傅里叶变换后仍为 LFM 信号, 只是线性调频斜率随着 FRFT 的旋转角度  $\alpha$  而改变。考虑特殊情况,  $1 + \beta \tan\alpha = 0$ , 即  $\alpha = -\arccot(\beta)$  时 LFM 信号的 FRFT, 由式(3), 式(4)易得

$$\begin{aligned} X_\alpha(u) &= \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j\alpha/2) \exp\left\{j\pi \frac{(t^2 + u^2)\cos\alpha - 2ut}{\sin\alpha}\right\} \right. \\ &\quad \left. \exp(j2\pi f_0 t + j\pi\beta t^2) \right\} \left/ \sqrt{j \sin\alpha} \right\} dt \\ &= \frac{\exp(j\alpha/2)}{\sqrt{j \sin\alpha}} \exp(j\pi u^2 \cot\alpha) \delta(u \csc\alpha - f_0) \end{aligned} \quad (7)$$

可见, LFM 信号旋转  $\alpha = -\arccot(\beta)$  角度时的 FRFT 为冲击函数, 其能量谱高度集中于分数阶域频率轴  $u$  轴上的  $u = f_0 / \csc\alpha$  处。

对于观察信号中的有用伪码延时信号和噪声而言, 它们在任何分数阶域都是平坦的, 不会出现能量高度聚集现象, 因此, 对式(1)所示观察信号进行旋转角  $\alpha$  ( $\alpha$  为变量, 取值范围为  $[0, \pi]$ ) 的 FRFT, 求其功率谱, 功率谱图会出现明显谱峰, 谱峰的数目即 LFM 干扰分量数, 由谱峰对应的坐标可以获得调频斜率及起始频率。第  $k$  分量干扰参数具体表示为

$$\left. \begin{aligned} \{\hat{\alpha}_{0k}, \hat{u}_{0k}\} &= \arg \max_{\alpha, u} |R_\alpha(u)|^2 \\ \hat{\beta}_k &= -\cot(\hat{\alpha}_{0k}) \\ \hat{f}_{0k} &= \hat{u}_{0k} \csc(\hat{\alpha}_{0k}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中  $R_\alpha(u)$  表示观察信号作旋转角  $\alpha$  的 FRFT 结果。在计算 FRFT 时本文采用文献[8]中的基于 FRFT 表达式分解算法, 该算法利用 FFT 实现, 计算复杂度为  $O(N \log_2(N))$ , 其中  $N$  为采样点数。该算法被公认为目前为止计算速度最快的一种 FRFT 数值计算方法。但需指出的是在进行 FRFT 计算时需要对象进行归一化处理。因此, 利用 FRFT 数值计算结果估计干扰调频斜率与起始频率时, 需要进行量纲换算, 如果观察时间为一个伪码周期  $T_r$ , 采样频率为  $f_s$ , 式(8)应重新表示为

$$\left. \begin{aligned} \{\hat{\alpha}_{0k}, \hat{u}_{0k}\} &= \arg \max_{\alpha, u} |R_\alpha(u)|^2 \\ \hat{\beta}_k &= -\cot(\hat{\alpha}_{0k}) f_s / T_r \\ \hat{f}_{0k} &= \hat{u}_{0k} \csc(\hat{\alpha}_{0k}) f_s \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

### 3.2 自适应时变干扰对消

利用 3.1 节介绍的 FRFT 法可估计出 LFM 干扰分量数、各干扰的调频斜率及起始频率, 相应地就获得了各 LFM 干扰分量的瞬时频率及瞬时相位, 由式(9), 第  $k$  个干扰分量的估计瞬时相位为

$$\hat{\varphi}_k(t) = 2\pi \hat{u}_{0k} \csc(\hat{\alpha}_{0k}) f_s t + \pi \cot(\hat{\alpha}_{0k}) f_s t^2 / T_r \quad (10)$$

式(10)中, 没有考虑初始相位, 为了避免初始相位的影响, 在此设计自适应干扰对消器, 它不受初始相位的影响。自适应干扰对消原理框图如图 7 所示。

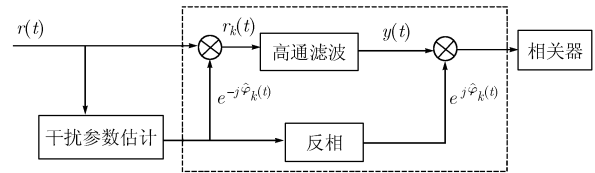


图 7 自适应干扰对消原理框图

图 7 所示的自适应干扰对消器的功能在于从多个 LFM 干扰分量中消除第  $k$  个干扰分量。考虑观察信号  $r(t)$ , 通过式(10)所获得的瞬时相位  $\hat{\varphi}_k(t)$  对  $r(t)$  进行解调频, 有

$$\begin{aligned} r_k(t) &= r(t) e^{-j\hat{\varphi}_k(t)} \\ &= \left( s(t) + \sum_{k=1}^K A_j^k e^{j\varphi_k(t)} + w(t) \right) e^{-j\hat{\varphi}_k(t)} = A_{jk} e^{j(\varphi_k(t) - \hat{\varphi}_k(t))} \\ &\quad + \sum_{k', k' \neq k} A_{j k'} e^{j(\varphi_{k'}(t) - \hat{\varphi}_k(t))} + (s(t) + w(t)) e^{-j\hat{\varphi}_k(t)} \end{aligned} \quad (11)$$

观察式(11)可以发现, 其结果中第 1 项为低频信号, 尤其当  $\varphi_k(t) = \hat{\varphi}_k(t)$  时为一直流分量, 因此将  $r_k(t)$  通过高通滤波器后, 第  $k$  个干扰分量将被抑制, 其他干扰分量和噪声及伪码信号与  $e^{j\hat{\varphi}_k(t)}$  相乘恢复到原来状态, 重复进行上述过程直到恢复出的信号中不含干扰分量为止。若含有两个干扰分量, 图 6 虚线框所示部分应重复两次。

## 4 抗干扰仿真实验

按照上述抗干扰方法对施加了两分量 LFM 干扰的伪码

引信目标回波信号进行了仿真实验,仿真参数同第2节,其中采样频率为200MHz。图8为式(1)所示观察信号的FRFT功率谱及其等高线局部放大图。由图8(a)可以看到,观察信号的FRFT功率谱出现了两个明显的谱峰,这是由LFM干扰引起的。从图8(b)可以获得谱峰所对应的坐标,其结果为 $\hat{\alpha}_{01} = 1.649$ ,  $\hat{\alpha}_{02} = 1.728$ ,  $\hat{u}_{01} = 0.001$ ,  $\hat{u}_{02} = 0.047$ 。根据上述坐标值及式(9)可获得各干扰分量的初始频率及调频斜率,其结果为 $f_{01} = 0.20\text{MHz}$ ,  $f_{02} = 9.52\text{MHz}$ ;  $\hat{\beta}_1 = 10.1\text{kHz/ns}$ ,  $\hat{\beta}_2 = 20.4\text{kHz/ns}$ 。显然,估计值与实际值非常接近。利用上述参数,可以获得各干扰分量的瞬时相位,并通过级联的自适应干扰对消器将干扰滤除。

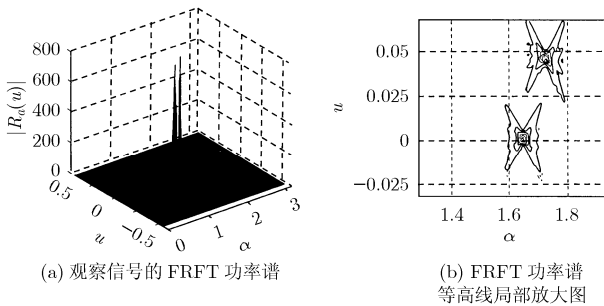


图8 观察信号的FRFT功率谱及等高线局部放大图

图9为JSR为15dB时,抗干扰后的观察信号与理想信号对比图。对照图3,显然采取了基于FRFT的自适应干扰对消方法后,干扰在很大程度上被滤除,抗干扰后的信号与理想信号较接近。图10为抗干扰前后相关输出PSLR随JSR变化趋势对比图。显然,抗干扰后PSLR较之抗干扰前显著降低。图11为抗干扰后归一化相关输出。对照图5,可以直观看到抗干扰后相关输出主瓣增加,旁瓣减小,如果取比较电平为0.5,则引信在JSR等于25dB时仍可以正常工作。

5 结束语

本文首先分析了线性调频干扰对伪码引信的影响,分析发现强线性调频干扰会使得伪码引信相关输出严重恶化。为抑制线性调频干扰,提出了基于FRFT的自适应干扰对消方法,通过对两分量LFM干扰的仿真分析发现,该方法能够有效地抑制干扰,抗干扰后相关输出显著改善,即使在JSR为25dB时引信仍可正常工作。本文分析的是多分量LFM干扰,它不受交叉项影响,方法具有普适性,优于WVD方法。

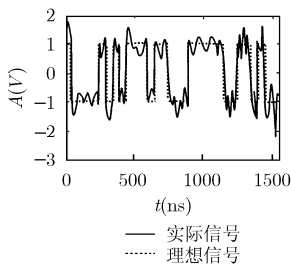


图9 抗干扰后观察信号与理想信号对比图

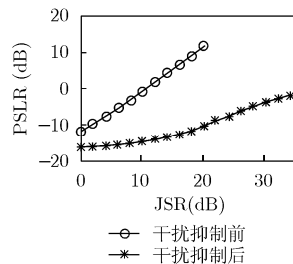


图10 抗干扰前后相关输出PSLR随JSR变化趋势对比图

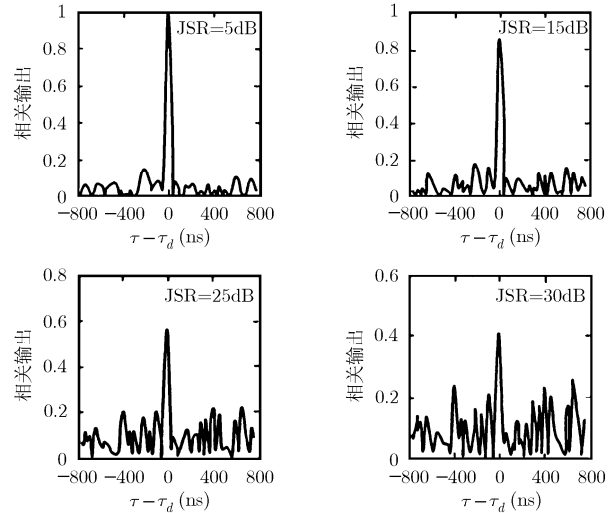


图11 抗干扰后归一化相关输出

参考文献

- [1] Amin M G, Wang Chenshu, and Lindsey A R. Optimum interference excision in spread spectrum communications using open-loop adaptive filters. *IEEE Trans. on SP*, 1999, 47(7): 1966-1976.
- [2] Amin M. Interference mitigation in spread spectrum communication system using time-frequency distributions. *IEEE Trans. on SP*, 1997, 45(1): 90-102.
- [3] Amin M G and Mandapati G R. Nonstationary interference excision in spread spectrum communications using projection filtering methods. *Proc. Asilomar Conference on Signals Systems and Computers*, Pacific Grove CA, 1998: 827-831.
- [4] Liang Zhao, Amin M G, and Lindsey A R. Subspace projection techniques for anti-FM jamming GPS receivers. *Proceedings of the Tenth IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, Pocono Manor, PA, USA, 2000: 529-533.
- [5] 张居正. 伪随机码调相引信原理与设计. *制导与引信*, 2003, 21(3): 1-7.
- [6] Ojha N K and Koch D B. Impact of noise and fluctuation on the performance of binary phase coded radar signals. *The 24th SSST/CSA*, AL, USA, 1992: 215-218.
- [7] V Namias. The fractional order Fourier transform and its application to quantum mechanics of quantum mechanics. *Journal of Applied Math*, 1980, 25(3): 241-265.
- [8] Ozaktas F M, Arikan O, and Kutay MA. Digital computation of the fractional Fourier transform. *IEEE Trans. on SP*, 1996, 44(9): 2141-2150.

张淑宁: 女, 1977年生, 讲师, 研究方向为无线电引信对抗技术及非平稳信号处理技术。  
 赵惠昌: 男, 1958年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线电近炸引信的系统研究和引信对抗技术研究。  
 涂友超: 男, 1972年生, 讲师, 研究方向为无线电引信对抗技术。