DOI：10.13382/j.jemi.B2205160

脉冲噪声下基于NAT函数的LFM信号多径时延估计*

陈　梦[1,2]　行鸿彦[1,2]　王海峰[1,2]

（1.南京信息工程大学江苏省气象灾害预报预警与评估协同创新中心　南京　210044；
2.南京信息工程大学江苏省气象探测与信息处理重点实验室　南京　210044）

摘　要：针对脉冲噪声环境下无法准确估计线性调频（LFM）信号多径时延的问题，分析非线性幅值变换法抑制脉冲噪声的原理，设计了一种新的非线性幅值变换函数P-NAT（piecewise-NAT）函数，证明了任意随机变量经该函数变换后存在有限二阶矩，提出了基于P-NAT函数的LFM信号多径时延估计方法。分别对发射信号和P-NAT函数变换后的含噪多径接收信号进行最佳阶次FRFT，根据FRFT域的峰值位置偏移量和时延的关系，实现LFM信号的多径时延估计。仿真结果表明，该方法在广义信噪比为0 dB、噪声特征指数大于0.2的情况下，时延估计归一化均方根误差小于10^{-4}，适用于低信噪比和强脉冲噪声环境下的LFM信号多径时延估计。

关键词：多径时延估计；非线性幅值变换；α稳定分布；分数阶傅里叶变换

中图分类号：TN911.7　　**文献标识码**：A　　**国家标准学科分类代码**：510.4010

Multipath time delay estimation method of LFM signals based on NAT function in impulsive noise

Chen Meng[1,2]　Xing Hongyan[1,2]　Wang Haifeng[1,2]

（1. Jiangsu Collaborative Innovation Center on Forecast and Evaluation of Meteorological Disasters, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China; 2. Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Detection and Information Processing, Nanjing 210044, China）

Abstract: In order to solve the problem that it is difficult to accurately estimate the multipath time delay of linear frequency modulation (LFM) signals in impulse noise environment, this paper designs a new nonlinear amplitude transformation function P-NAT (piecewise-NAT) function, and proves that any random variable has finite second-order moment after transformation by this function, a multipath time delay estimation method of LFM signals based on P-NAT function is then proposed. The optimal order FRFT is performed on the transmitted signal and the noisy multipath received signal transformed by P-NAT function respectively. According to the relationship between peak position offset in FRFT domain and the time delay, the multipath time delay estimation of the LFM signal is realized. Simulation results show that this method is superior to fractional lower order statistics method and myriad filter method in impulse noise suppression, when the generalized signal-to-noise ratio is 0 dB, the normalized root mean square error of time delay estimation is less than 10^{-4}. It is suitable for multipath time delay estimation of LFM signals in low signal-to-noise ratio and strong impulse noise environment.

Keywords: multipath time delay estimation; nonlinear amplitude transformation; α-stable distribution; fractional Fourier transform (FRFT)

收稿日期：2022-01-28　　Received Date：2022-01-28

*基金项目：国家重点研发计划（2021YFE0105500）、国家自然科学基金（62171228）项目资助

0 引 言

线性调频(linear frequency modulation, LFM)信号是自然界众多领域中都存在的一种非平稳信号[1],因其具有发射功率低、作用距离远和抗多普勒频移等优点,在雷达、水下探测、UWB 探测和扩频通信等领域中广泛应用[2]。在信道探测中,LFM 信号多径时延估计是对测量数据进行处理的一个重要步骤。

匹配滤波和解卷积(deconvolution, DC)算法是实现多径时延估计的经典方法,但是匹配滤波算法中多径时延的分辨率受 sinc 函数旁瓣的影响较大[3],而 DC 算法只有在信噪比较高的环境下适用[4]。并且这些算法都是假设接收信号为平稳信号,LFM 信号为非平稳信号,所以用来处理 LFM 信号存在先天不足。时频分析是非平稳信号处理的常用方法,将时频分析方法引入多径时延估计中是实现非平稳信号多径时延估计的重点研究方向。Tao 等[5]提出一种分数阶傅里叶变换时延估计(FRFT time delay estimation, FRTDE)算法,利用 LFM 信号在 FRFT 域的能量汇聚特性对多径时延进行估计。

传统多径时延估计算法将背景噪声建模为高斯分布,在脉冲噪声环境下算法性能退化。Alpha 稳定分布是一种广泛使用的可以描述这类非高斯脉冲噪声的极限分布[6-7],Alpha 稳定分布只有小于其特征指数阶次的矩有限,所以基于二阶统计量[8]或高阶统计量[9]的算法在 Alpha 稳定分布噪声背景下不再适用。对此,研究者们提出多种抑制脉冲噪声的方法,一类是利用相关熵理论改进传统多径时延估计算法[10],该类算法因为相关熵核函数的自身缺陷无法抑制幅值相近的脉冲噪声。一类是采用非线性变换对含有脉冲噪声的信号进行预处理,使含噪信号的二阶矩有限,再结合常规方法估计出多径时延,包括基于分数低阶统计量(fractional lower order statistics, FLOS)的方法[11]、采用 Myriad 和 Meridian 滤波器的方法[12-13]、以及基于非线性幅值变换(nonlinear amplitude transformation, NAT)函数[14-15]的方法。其中 FLOS 方法需要获取脉冲噪声先验知识,且其阶数选取缺乏理论依据;采用 Myriad 和 Meridian 滤波器算法复杂度高,且强脉冲噪声环境下不适用;基于非线性幅值变换函数的方法无需噪声先验信息,实现简单,但传统的函数如 Sigmoid 函数[16]和反正切函数[17]的脉冲噪声抑制能力较弱,低于 FLOS 方法。

针对现有脉冲噪声抑制方法存在抑制能力不足、依赖噪声先验知识、计算复杂度高等问题,本文分析非线性幅值变换法抑制脉冲噪声的机理,设计一种新的非线性幅值变换函数 P-NAT(piecewise-NAT)函数,提出一种基于 P-NAT 函数的 LFM 信号多径时延估计方法。分别对发射信号和 P-NAT 函数变换后的含噪多径接收信号进行最佳阶次 FRFT,根据 FRFT 域的峰值位置偏移量和时延的关系,实现 LFM 信号的多径时延估计,并通过实验给予验证。

1 信号及脉冲噪声模型

1.1 多径信号模型

LFM 信号的时域表达式为:

$$s(t)=\exp(\mathrm{j}2\pi f_c t+\mathrm{j}\pi k t^2)\quad -T_s/2\leqslant t\leqslant T_s/2 \tag{1}$$

式中:f_c、k 分别为中心频率和调频率,T_s 为 LFM 信号持续时间。假设信源已知,则多径传播的接收信号可以表示为:

$$r(t)=\sum_{l=1}^{L}a_l s(t-\tau_l)+e(t) \tag{2}$$

式中:L 为多径传播的路径数目,a_l 和 τ_l 分别为各路径的衰减系数和时间延迟。$e(t)$ 为服从 α 稳定分布的加性噪声。

1.2 α 稳定分布噪声模型

α 稳定分布没有闭式的概率密度表达式,通常用特征函数[18]表示:

$$\varphi(t)=\exp\{\mathrm{j}at-\gamma|t|^{\alpha}[1+\mathrm{j}\beta\,\mathrm{sgn}(t)\omega(t,\alpha)]\} \tag{3}$$

其中:

$$\omega(t,\alpha)=\begin{cases}\dfrac{2}{\pi}\lg|t|, & \alpha=1\\ \tan\dfrac{\alpha\pi}{2}, & \alpha\neq 1\end{cases} \tag{4}$$

$$\mathrm{sgn}(t)=\begin{cases}1, & t>0\\ 0, & t=0\\ -1, & t<0\end{cases} \tag{5}$$

其中,$\mathrm{sgn}(t)$ 为符号函数。$\alpha(0<\alpha\leqslant 2)$ 作为其特征指数,表示随机信号的脉冲程度,α 取值的大小与脉冲性呈反比。β 为对称参数,当 $\beta=0$ 时为对称 α 稳定分布。$\gamma>0$ 为分散系数,体现样本的分散程度。a 为位置参数,体现分布的中心位置。因为 α 稳定分布只有小于 α 阶次的矩有限,所以常规含有方差的信噪比不适用,而采用广义信噪比(generalized signal to noise ratio, GSNR)[19]:

$$GSNR_{dB}=10\lg(\sigma_S^2/\gamma_V) \tag{6}$$

式中:σ_s^2 为信号方差,γ_V 为噪声分散系数。

2 非线性幅值变换函数

在脉冲噪声环境下,传统的 NAT 函数可实现大幅值脉冲的抑制并且保留有用信号[16-17],但其噪声抑制能力

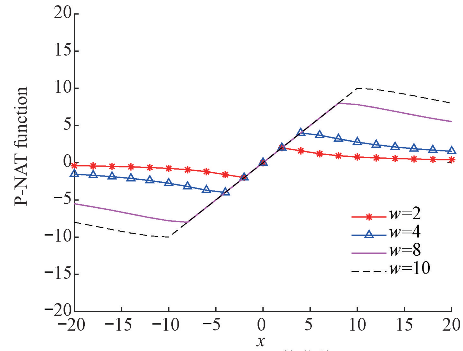
有限。为提高脉冲噪声抑制能力，本文结合截断函数和柯西分布的概率密度函数，构造了一种与传统 NAT 函数非线性变换特点不同的 P-NAT 函数。传统 NAT 函数对有用信号做近似线性变换，近似线性区趋近线性的程度越高，对原始信号的影响越小，P-NAT 函数直接采用线性函数，可以最大程度保留有用信息；传统 NAT 函数具有有界单调递增特性，对大幅值脉冲异常值的处理类似限幅器，P-NAT 函数的非线性部分由柯西分布的概率密度函数改进得到，具有衰减特性，可将大幅值脉冲异常值均匀映射到函数值域范围内，使得函数处理后的样本更符合高斯分布。

P-NAT(piecewise-NAT)函数，定义如下：

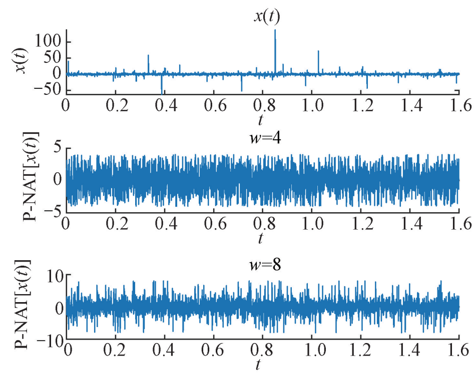
$$f_{P-NAT}(x)=\begin{cases} x, & |x|\leqslant w \\ \dfrac{2w^2x}{w^2+|x|^2}, & 其他 \end{cases} \tag{7}$$

式中：$w>0$ 为尺度变换参数，$f_{P-NAT}(x)$ 的值域为 $(-w, w)$。

图 1 为 P-NAT 函数曲线图和 P-NAT 函数变换后的含噪信号时域图。由图 1(a)可知，P-NAT 函数为奇函数且在零点附近呈线性，参数 w 决定其线性区的范围，当 $x=w$ 时函数达到最大值，当 x 取值大于这一界值时，函数曲线迅速衰减。由此可知，P-NAT 函数在保留有用信号的同时可将大幅值脉冲异常值压缩映射到值域 $(-w, w)$ 内。传统的 NAT 函数对于大幅值脉冲的处理通常是将其映射到函数值域边界，当噪声的脉冲特性增强时，值域边界的值增多，此时样本分布偏离高斯分布，P-NAT 函数将大幅值脉冲均匀映射至其值域内，P-NAT 函数变换后的样本更接近高斯分布，能使后续采用基于高斯假设的算法性能保持稳定，这也是 P-NAT 函数与传统 NAT 函数的不同之处。图 1(b)为 P-NAT 函数变换后的含噪信号时域图，由图可知，经过 P-NAT 函数处理后的信号不再含有大幅值脉冲异常值，因此，P-NAT 函数具有抑制脉冲噪声的能力。



(a) P-NAT函数曲线
(a) P-NAT function



(b) P-NAT函数变换后的含噪信号时域图
(b) The noisy multipath received signal transformed by P-NAT

图 1　P-NAT 函数曲线和 P-NAT 变换后的含噪信号时域图

Fig. 1　The P-NAT function and the noisy multipath received signal transformed by P-NAT

图 2 和 3 分别为服从 α 稳定分布的随机变量经过 Sigmoid 函数和 P-NAT 函数变换后的方差图。Sigmoid 函数尺度参数 λ 和 P-NAT 函数尺度参数 w 都取 1。对比两图发现，Sigmoid 函数变换后的样本方差在 α 值减小时增大，P-NAT 函数变换后的样本方差在 α 值减小时减小。当 α 值减小，大幅值脉冲异常值增多，Sigmoid 函数将大幅值脉冲映射到值域边界，值域边界的值增多，方差自然增大。P-NAT 函数将大幅值脉冲均匀的映射到值域内，并且脉冲幅值越大其映射值越接近分布中心，所以方差会随 α 值的减小而减小。方差对比图也体现了 P-NAT 函数不同于传统 NAT 函数的特点。

当 $x<w$ 时，P-NAT 函数对信号做线性变换以保留其中的有用信息，只需要考虑非线性变换区的脉冲噪声抑制能力，对此，本文提出以下命题并予以证明。

命题 1　相互独立的随机变量 x,y 均服从 α 稳定分布，经过 P-NAT 函数变换后的函数值分别为 $W=P-NAT(x)$，$V=P-NAT(y)$，则在脉冲噪声环境下 $|E(WV)|$ 的值有界。

证明　设 x,y 的联合概率密度函数为 $f_{x,y}(x,y)$，尺度参数为 w，则非线性变换区为 $x\in(-\infty, w)\cup(w, +\infty)$。由式(7)可得：

$$\begin{aligned} |E(WV)| &= \left|E\left(\frac{2w^2x}{w^2+|x|^2}\cdot\frac{2w^2y}{w^2+|y|^2}\right)\right| = \\ &\left|\int_{-\infty}^{-w}\int_{-\infty}^{-w}\frac{2w^2x}{w^2+|x|^2}\cdot\frac{2w^2y}{w^2+|y|^2}\cdot f_{xy}(x,y)\,\mathrm{d}x\mathrm{d}y\right| + \\ &\left|\int_{w}^{+\infty}\int_{w}^{+\infty}\frac{2w^2x}{w^2+|x|^2}\cdot\frac{2w^2y}{w^2+|y|^2}\cdot f_{xy}(x,y)\,\mathrm{d}x\mathrm{d}y\right| \leqslant \\ &\int_{-\infty}^{-w}\int_{-\infty}^{-w}\left|\frac{2w^2x}{w^2+|x|^2}\right|\cdot\left|\frac{2w^2y}{w^2+|y|^2}\right|\cdot f_{xy}(x,y)\,\mathrm{d}x\mathrm{d}y + \\ &\int_{w}^{+\infty}\int_{w}^{+\infty}\left|\frac{2w^2x}{w^2+|x|^2}\right|\cdot\left|\frac{2w^2y}{w^2+|y|^2}\right|\cdot f_{xy}(x,y)\,\mathrm{d}x\mathrm{d}y \end{aligned} \tag{8}$$

式中：$\left|\dfrac{2w^2x}{w^2+|x|^2}\right|\cdot\left|\dfrac{2w^2y}{w^2+|y|^2}\right|$ 为偶函数，所以式(8)

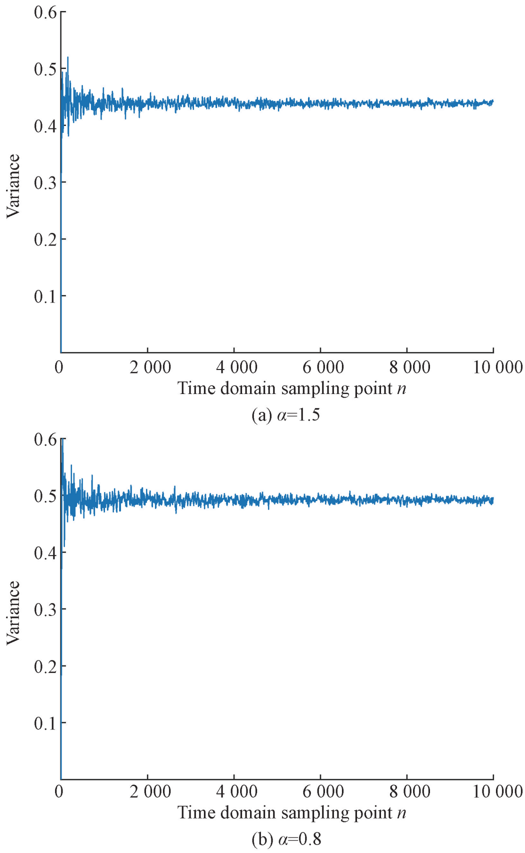


图 2 Sigmoid 函数变换后的 α 稳定分布方差图

Fig. 2 Variance of α-stable distribution after sigmoid function transformation

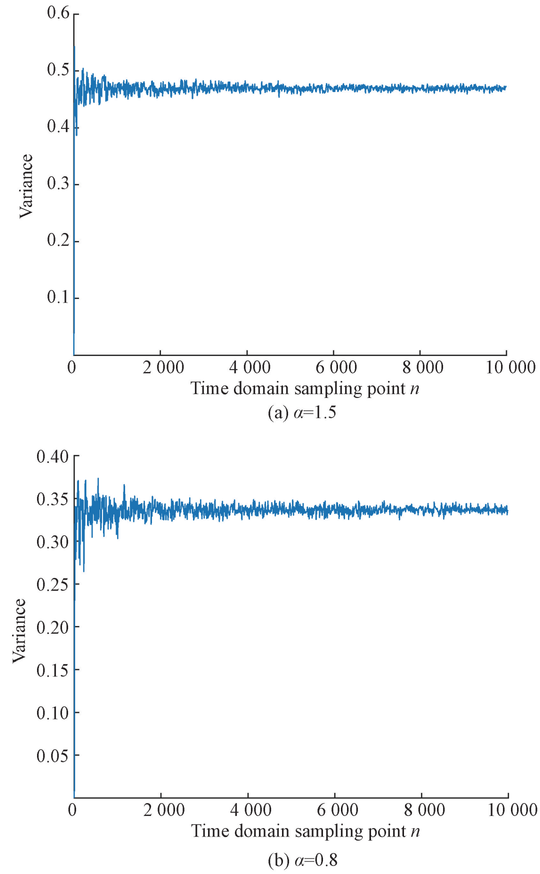


图 3 P-NAT 函数变换后的 α 稳定分布方差图

Fig. 3 Variance of α-stable distribution after P-NAT transformation

可改写为：

$$|E(WV)| \leqslant 2\int_{w}^{+\infty}\int_{w}^{+\infty}\frac{2w^2x}{w^2+x^2}\cdot\frac{2w^2y}{w^2+y^2}f_{xy}(x,y)\mathrm{d}x\mathrm{d}y \leqslant 2\int_{w}^{+\infty}\int_{w}^{+\infty}\frac{2w^2x}{w^2+x^2}\cdot\frac{2w^2y}{w^2+y^2}\mathrm{d}x\mathrm{d}y \leqslant 8w^4\int_{w}^{+\infty}\frac{x}{w^2+x^2}\mathrm{d}x\int_{w}^{+\infty}\frac{y}{w^2+y^2}\mathrm{d}y \tag{9}$$

当 $w > 1$ 时，式(9)满足：

$$|E(WV)| \leqslant 8w^4\int_{w}^{+\infty}\frac{x}{1+x}\mathrm{d}x\int_{w}^{+\infty}\frac{y}{1+y}\mathrm{d}y \tag{10}$$

在 $x \in (w, +\infty)$ 取值范围内，满足 $\frac{x}{1+x} \leqslant \arctan x$，且 $\arctan x > 0$，则：

$\int_{w}^{+\infty}\frac{x}{1+x}\mathrm{d}x < \int_{w}^{+\infty}\arctan x\mathrm{d}x < \int_{0}^{+\infty}\arctan x\mathrm{d}x = \frac{\pi}{2}$，同理 $\int_{w}^{+\infty}\frac{y}{1+y}\mathrm{d}x < \frac{\pi}{2}$，则式(10)满足：

$$|E[WV]| < 2w^4\pi^2 \tag{11}$$

当 $w \leqslant 1$ 时，式(9)可以写为：

$$|E(WV)| \leqslant 8w^4\left[\int_{w}^{1}\frac{x}{w^2+x^2}\mathrm{d}x + \int_{1}^{+\infty}\frac{x}{w^2+x^2}\mathrm{d}x\right]\cdot\left[\int_{w}^{1}\frac{y}{w^2+y^2}\mathrm{d}y + \int_{1}^{+\infty}\frac{y}{w^2+y^2}\mathrm{d}y\right] \tag{12}$$

式中：令 $M = \int_{w}^{1}\frac{x}{w^2+x^2}\mathrm{d}x$，$N = \int_{1}^{+\infty}\frac{x}{w^2+x^2}\mathrm{d}x$，易知 M 为定积分，其值等于 $\frac{1}{2}\ln\left|\frac{w^2+1}{2w^2}\right|$，而式 N 满足：

$$N = \int_{1}^{+\infty}\frac{x}{w^2+x^2}\mathrm{d}x = \int_{\frac{1}{w}}^{+\infty}\frac{t}{1+t^2}\mathrm{d}t < \int_{\frac{1}{w}}^{+\infty}\frac{t}{1+t}\mathrm{d}t < \int_{0}^{+\infty}\arctan x\mathrm{d}x = \frac{\pi}{2} \tag{13}$$

代入式(12)得：

$$|E(WV)| < 8w^4\left(\frac{1}{2}\ln\left|\frac{w^2+1}{2w^2}\right| + \frac{\pi}{2}\right)^2 \tag{14}$$

命题得证。并且 $x = y$ 时，$|E(WV)| = |E(W^2)|$ 的值有界。因此，服从 α 稳定分布的随机变量经 P-NAT 函数变化后存在有限二阶矩。

3 基于 P-NAT 函数的多径时延估计

3.1 基本的 FRFT 多径时延估计

LFM 信号作为 FRFT 的标准正交基在 FRFT 域上能产生能量汇聚,高斯噪声变换到 FRFT 域依旧为高斯噪声,不能产生能量汇聚,基本的 FRFT 多径时延估计算法即利用此特性估计出多径时延[20]。实际应用中 LFM 信号的 p 阶傅里叶变换表达式如下:

$$F^P[s(t)] = f_p(u) = \sqrt{1-\mathrm{j}\cot\alpha} \times \exp(\mathrm{j}\pi u^2\cot\alpha) \times \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \exp[\mathrm{j}\pi t^2(\cot\alpha + k)] \times \exp[\mathrm{j}2\pi t(f_c - u\csc\alpha)]\mathrm{d}t \tag{15}$$

式中:$\alpha = p\pi/2$ 为旋转角度,当 $k = -\cot\alpha$ 即 $p = -\frac{\arctan(\frac{1}{k})}{\pi/2}$ 时为最佳变换阶次[21],因为此时式(15)表现出 sinc 函数的形式:

$$f_p(u) = \sqrt{1-\mathrm{j}\cot\alpha} \times \exp(\mathrm{j}\pi u^2\cot\alpha) \times \int_{-\frac{T_s}{2}}^{\frac{T_s}{2}} \exp[\mathrm{j}2\pi t(f_c - u\csc\alpha)]\mathrm{d}t = \mathrm{T}_s\sqrt{1-\mathrm{j}\cot\alpha} \times \exp(\mathrm{j}\pi u^2\cot\alpha) \times \mathrm{sinc}[\pi T_s(f_c - u\csc\alpha)] \tag{16}$$

当 $f_c = u\csc\alpha$,函数取得最大值。

分别对发射信号 $s(t)$ 和多径接收信号 $r(t)$ 进行最佳阶次 FRFT,然后检测他们在 FRFT 域的峰值位置并获取峰值大小,根据式(17)即可得到接收信号各路径的时延值和幅值。

$$\begin{cases} \hat{\tau} = |\hat{u}_s - \hat{u}_r|/\cos\alpha \\ \hat{a} = \dfrac{\max(|F^p(r(t))|)}{\max(|F^p(s(t))|)} \end{cases} \tag{17}$$

式(17)由 FRFT 的时移特性和线性特性推导得出,式中 $\hat{\tau}$ 为时延估计值,$\hat{a}$ 为幅度估计值,$\hat{u}_s$,$\hat{u}_r$ 分别为发射信号和接收信号在 FRFT 域的峰值位置。

3.2 基于 P-NAT 函数的多径时延估计

背景噪声为高斯分布时,基本的 FRFT 多径时延估计算法能准确估计出多径时延,但在脉冲噪声环境下该算法性能退化。本文提出的基于 P-NAT 函数的多径时延估计方法可有效抑制脉冲噪声,算法的实现步骤如下:

1)获取脉冲噪声环境下的多径回波信号 $r(t)$。

2)对 $r(t)$ 进行 P-NAT 变换得到 $r_{P\text{-}NAT}(t)$,即 $r_{P\text{-}NAT}(t) = f_{P\text{-}NAT}(r(t))$。

3)分别对发射信号 $s(t)$ 和 $r_{P\text{-}NAT}(t)$ 做最佳阶次 FRFT。

4)检测 $s(t)$ 和 $r_{P\text{-}NAT}(t)$ 在 FRFT 域的峰值位置,并获取峰值大小。

5)根据式(17)以及 α 与 p 的关系式计算出多径时延。

3.3 P-NAT-FRFT 参数选取

P-NAT 函数中的尺度参数 w 用于调整线性区域的范围,以适应不同的信号和噪声。选择合适的 w 一方面有助于保留足够的有用信息以便于准确估计,另一方面,它可以有效地抑制脉冲噪声,提高估计的鲁棒性。

图 4 和 5 分别是在不同 *GSNR* 和特征指数 α 下对 LFM 信号进行 100 次 Monte Carlo 实验,得到的尺度参数 w 与归一化均方根误差(normalized root mean square error, NRMSE)关系曲线。实验结果表明,P-NAT-FRFT 的最佳参数取值范围为 $0.5 \leqslant w \leqslant 1.5$。

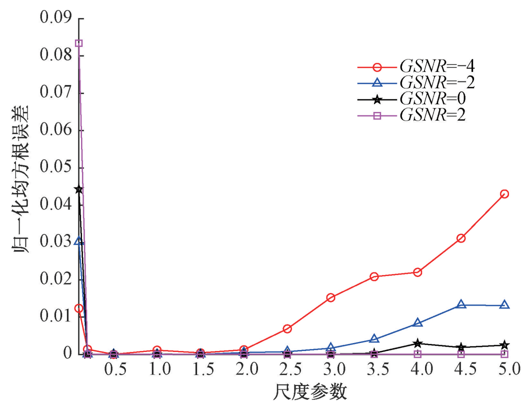


图 4 不同 GSNR 下估计误差

Fig. 4 Estimation error under different GSNR

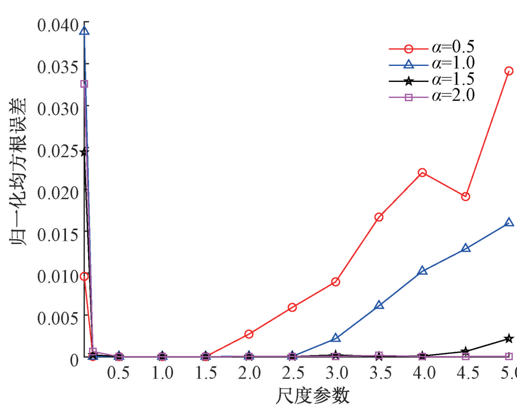


图 5 不同特征指数 α 下估计误差

Fig. 5 Estimation error under different α

4 仿真实验与结果分析

本文的 LFM 信号仿真参数设置为：中心频率 f_c = 300 Hz，调频率 k = 400 Hz/s，采样频率 f_s = 2 000 Hz，采样点数 N = 2 000。多径数目设置为 3，各路径的时延分别设为 0、0.2、0.6 s，幅度衰减系数设为 1、0.6、0.3。背景噪声建模为 α 稳定分布。

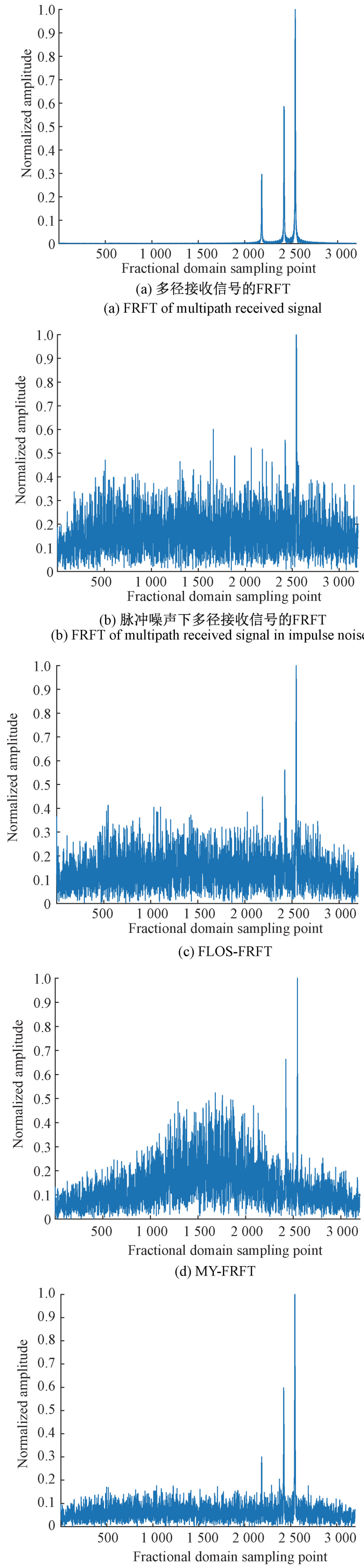
4.1 不同方法仿真结果及分析

为验证本文方法在脉冲噪声环境下的多径时延估计性能，将分数低阶统计量方法(FLOS-FRFT)和 Myriad 滤波器方法(MY-FRFT)作为参考方法，比较分析本文方法的优越性。实验中 FLOS-FRFT 方法中的阶数 p = 0.2，P-NAT-FRFT 方法中的尺度参数 w = 1.5。

图 6 为分别采用本文方法 P-NAT-FRFT 和参考方法对含噪多径接收信号处理得到的最佳阶次的 FRFT 波形图。噪声特征指数 α = 1.5，$GSNR$ = 0 dB。图 6(a)为无附加噪声时多径接收信号最佳阶次的 FRFT 波形图，图中具有 3 个明显的峰值，对应的 FRFT 域采样点分别为 2 545、2 425、2 185，根据峰值位置偏移量即可算出多径时延值分别为 0、0.2、0.6 s。图 6(b)为附加脉冲噪声的多径接收信号最佳阶次的 FRFT 波形图，图中只有一个明显峰值，其余两条路径的峰值淹没在噪声中无法准确识别。图 6(c)为采取分数低阶方法处理的多径接收信号最佳阶次的 FRFT 波形图，图中具有两个明显峰值，对应的 FRFT 域采样点分别为 2 546、2 425，计算得到的时延值分别为 0.002、0.2 s，幅值衰减过多的第 3 条路信号峰值较难辨别。图 6(d)为采取基于 Myriad 方法处理的多径接收信号最佳阶次的 FRFT 波形图，图中只能提取两路信号峰值，对应的 FRFT 域采样点分别为 2 543、2 424，计算得到的时延值分别为 0.003、0.198 s，第 3 路信号完全被噪声淹没。图 6(e)为采取本文方法处理的多径接收信号最佳阶次的 FRFT 波形图，图中 3 个峰值清晰可见，对应的 FRFT 域采样点分别为 2 545、2 425、2 183，计算得到的时延值分别为 0、0.2、0.596 s，首径时延和第 2 路径时延与实际时延值一致，第 3 路径有较小误差。综上，P-NAT-FRFT 方法对脉冲噪声的抑制能力要优于 FLOS-FRFT 和 MY-FRFT 这两种参考方法。

4.2 时延估计性能对比及分析

本文采用 NRMSE 来衡量不同方法在脉冲噪声环境下的多径时延估计性能。在不同 GSNR 下，经过 100 次 Monte Carlo 实验，所得结果如图 7 和 8 所示。



(a) 多径接收信号的FRFT
(a) FRFT of multipath received signal

(b) 脉冲噪声下多径接收信号的FRFT
(b) FRFT of multipath received signal in impulse noise

(c) FLOS-FRFT

(d) MY-FRFT

(e) P-NAT-FRFT

图 6 不同方法下最佳阶次的 FRFT

Fig. 6 The FRFT of the best order under different methods

由图 7 可知,在 α 稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 1.5$ 时,MY-FRFT 方法归一化均方根误差较大,无法实现有效的多径时延估计。FLOS-FRFT 方法在 $GSNR \geqslant 3$ dB 时,$NRMSE < 0.01$,能有效估计出多径时延。P-NAT-FRFT 方法在 $GSNR \geqslant -3$ dB 时可以实现对多径时延的准确估计。

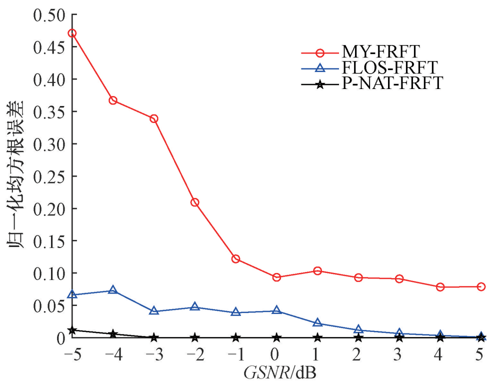


图 7　$\alpha = 1.5$ 多径时延估计误差

Fig. 7　Multipath time delay estimation error at $\alpha = 1.5$

由图 8 可知,在 α 稳定分布噪声的特征指数 $\alpha = 0.8$ 时,MY-FRFT 方法依旧存在较大偏差。FLOS-FRFT 方法性能退化,在 $GSNR = 5$ dB 时才能有效估计出多径时延。P-NAT-FRFT 方法受脉冲噪声特性影响较小,在 $GSNR \geqslant -2$ dB 时可以实现对多径时延的准确估计。

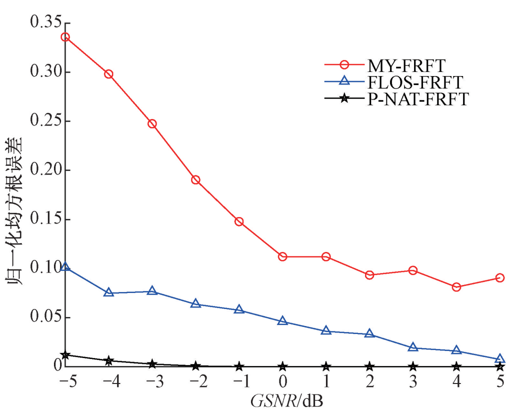


图 8　$\alpha = 0.8$ 多径时延估计误差

Fig. 8　Multipath time delay estimation error at $\alpha = 0.8$

根据图 7 和 8 可知,MY-FRFT 方法在 α 稳定分布噪声环境下无法实现有效的多径时延估计,参考图 6(d)可知,其误差主要来自于第 3 条路径的估值。FLOS-FRFT 方法随特征指数 α 的减小性能有所退化。P-NAT-FRFT 方法的估计性能始终优于其他方法,并且其性能不会因为噪声脉冲性增强而退化,因此,P-NAT-FRFT 方法更适用于低信噪比和强脉冲噪声环境下的 LFM 信号多径时延估计。

为进一步分析 P-NAT-FRFT 方法在 α 稳定分布噪声环境下的稳健性,取 $GSNR = 0$ dB,在不同特征指数 α 下,经过 100 次 Monte Carlo 实验,所得结果如图 9 所示。FLOS-FRFT 和 MY-FRFT 方法在 $\alpha \leqslant 0.8$ 时,性能退化明显。P-NAT-FRFT 方法在 $\alpha \geqslant 0.2$ 的脉冲噪声环境下,归一化均方根误差均小于 10^{-4},具有稳健的多径时延估计性能。

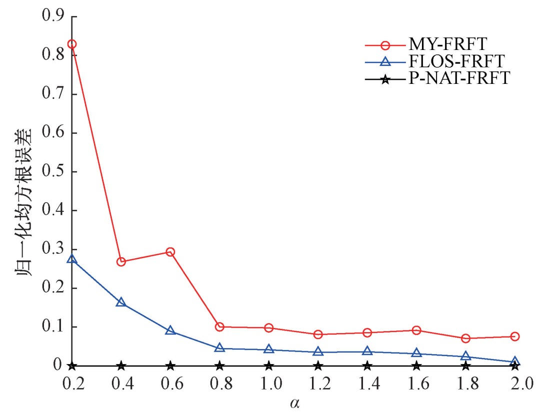


图 9　$GSNR = 0$ dB 多径时延估计误差

Fig. 9　Multipath time delay estimation error at $GSNR = 0$ dB

5　结　论

为解决脉冲噪声环境下无法准确估计线性调频信号多径时延的问题,本文提出了一种基于 P-NAT 函数的 LFM 信号多径时延估计方法。该方法从抑制脉冲噪声的角度出发,构建了与传统 NAT 函数非线性变换特点不同的 P-NAT 函数,通过命题 1 证明任意随机变量经该函数变化后存在有限二阶矩。首先对含噪多径接收信号进行 P-NAT 变换,再分别对发射信号和变换后的信号进行最佳阶次 FRFT,根据 FRFT 域的峰值位置偏移量和时延的关系,实现 LFM 信号的多径时延估计。该方法对脉冲噪声的抑制能力优于分数低阶统计量和 Myriad 滤波器方法,适用于低信噪比和强脉冲噪声环境下的 LFM 信号多径时延估计。

本文所提方法通过构造 P-NAT 函数抑制脉冲噪声,解决了基本的 FRFT 多径时延估计算法在脉冲噪声环境下失效的问题,但未考虑各路径之间相互影响产生的估计误差,后续可结合信号分离理论对该方法进行改进,以获得更高的时延估计精度。

参考文献

[1]　SWIERCZ E, JANCZAK D, KONOPKO K. Detection of LFM radar signals and chirp rate estimation based on time-frequency rate distribution[J]. Sensors: Basel, Switzerland, 2021, 21(16):5415.

[2]　朱晓坡, 徐仕源, 张卓, 等. 一种多目标水下定位系

统信号处理算法[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(10):19-24.

ZHU X P, XU SH Y, ZHANG ZH, et al. signal processing algorithm for multi-target underwater positioning system[J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2020, 39(10):19-24.

[3] MA L, GULLIVER T A, ZHAO A, et al. An underwater bistatic positioning system based on an acoustic vector sensor and experimental investigation [J]. Applied Acoustics, 2021, 171:107558.

[4] LI X, MA X. Joint Doppler shift and time delay estimation by deconvolution of generalized matched filter [J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2021, 2021(1): 1-12.

[5] TAO R, LI X M, LI Y L, et al. Time-delay estimation of chirp signals in the fractional Fourier domain[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2009, 57(7): 2852-2855.

[6] 张可心. 基于瑞利噪声模型的粒子滤波算法研究[J]. 电子测量技术, 2020, 43(13):76-80.

ZHANG K X. Research on particle filter algorithm based on Rayleigh noise model[J]. Electronic Measurement Technology, 2020, 43(13):76-80.

[7] TALEBI S P, MANDIC D P. Distributed particle filtering of α-stable signals[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(12):1862-1866.

[8] 李帅永, 毛维培, 程振华, 等. 基于广义互相关的供水管道泄漏振动信号时延估计器性能研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(2):202-211.

LI SH Y, MAO W P, CHENG ZH H, et al. Research on time-delay estimator of leakage-induced vibration signal inwater-supply pipelines based on generalized cross-correlation[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(2):202-211.

[9] 李帅永, 韩明秀, 文井辉. 基于四阶累积量的供水管道泄漏振动信号自适应时延估计[J]. 仪器仪表学报, 2020,41(7):126-135.

LI SH Y, HAN M X, WEN J H. Adaptive time delay estimation of water supply pipeline leakage vibration signal based on the fourth-order cumulant[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020,41(7):126-135.

[10] 王鹏, 邱天爽, 金芳晓, 等. 脉冲噪声下基于稀疏表示的韧性 DOA 估计方法[J]. 电子学报, 2018, 46(7):1537-1544.

WANG P, QIU T SH, JIN F X, et al. A robust DOA estimation method based on sparse representation for impulsive noise environments [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(7): 1537-1544.

[11] 孙永梅, 邱天爽, 王富章, 等. 基于分数低阶谱图的非平稳信号时延估计[J]. 大连交通大学学报, 2016, 37(3):112-116.

SUN Y M, QIU T SH, WANG F ZH, et al. Time delay estimation method of non-stationary signals based on fractional lower order spectrogram[J]. Journal of Dalian Jiaotong University, 2016, 37(3):112-116.

[12] 陈坚, 陈红, 蔡晓霞, 等. 基于 Myriad 预处理和分形盒维数的信号检测方法[J]. 电子信息对抗技术, 2017, 32(6):35-41.

CHEN J, CHEN H, CAI X X, et al. Signal detection based on myriad preprocessing and fractal box dimension[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2017, 32(6):35-41.

[13] 金艳, 胡碧昕, 姬红兵. α 稳定分布噪声下基于最优 L-柯西加权的 LFM 信号参数估计[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(7):1488-1495.

JIN Y, HU B X, JI H B. Parameter estimation of LFM signals based on optimal L-Cauchy weighted method in α stable distribution noise[J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(7):1488-1495.

[14] LIU X, WANG C. A novel parameter estimation of chirp signal in α-stable noise[J]. IEICE Electronics Express, 2017: 14.20161053.

[15] 金艳, 陈鹏辉, 姬红兵. 脉冲噪声下基于压缩变换函数的 LFM 信号参数估计[J]. 电子与信息学报, 2021, 43(2):277-283.

JIN Y, CHEN P H, JI H B. Parameter estimation of LFM signals based on compress transform function in impulsive noise[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2021, 43(2):277-283.

[16] 刘文红, 雷鹏, 张帅, 等. 基于非线性变换的自适应时间延迟估计[J]. 上海电机学院学报, 2014, 17(5):255-258.

LIU W H, LEI P, ZHANG SH, et al. Adaptive time delay estimation based on nonlinear transform [J]. Journal of Shanghai Dianji University, 2014, 17(5): 255-258.

[17] 段晓霞. 基于反正切变换的变步长自适应加权时延估计算法[J]. 内蒙古师范大学学报:自然科学汉文版, 2013(2):84-90,95.

DUAN X X. Variable step-size adaptive weighted time delay estimation algorithm with arctangent transform[J]. Journal of Inner Mongolia Normal University (Natural Science Edition), 2013(2):84-90,95.

[18] WANG J, KURUOGLU E E, ZHOU T. Alpha-stable channel capacity[J]. IEEE Communications Letters, 2011, 15(10):1107-1109.

[19] JIN Y, LIU J. Parameter estimation of frequency hopping signals based on the robust s-transform algorithms in alpha stable noise environment[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2016, 70(5):611-616.

[20] LIU X L, HAN J, WANG C Y, et al. Parameter estimation of linear frequency modulation signals based on sampling theorem and fractional broadening[J]. Review of Scientific Instruments, 2019, 90(1):014702.

[21] LIU F, XU H F, TAO R, et al. Research on resolution between multi-component LFM signals in the fractional Fourier domain[J]. Science China-Information Sciences, 2012, 55(6):1301-1312.

作者简介

陈梦,2020 年于淮阴师范学院获得学士学位,现为南京信息工程大学研究生,主要研究方向为时间延迟估计、雷达信号处理。

E-mail:2630255937@qq.com

Chen Meng received her B. Sc. degree from Huaiyin Normal University in 2020. Now she is a M. Sc. candidate at Nanjing University of Information Science & Technology. Her main research interests include time delay estimation and radar signal processing.

行鸿彦(通信作者),1983 年于太原理工大学获得学士学位,1990 年于吉林大学获得硕士学位,2003 年于西安交通大学获得博士学位,现为南京信息工程大学教授、博士生导师,主要研究方向为气象仪器设计与计量,信号检测与处理等。

E-mail:xinghy@nuist.edu.cn

Xing Hongyan (Corresponding author) received his B. Sc. degree from Taiyuan University of Technology in 1983, M. Sc. degree from Jilin University in 1990 and Ph. D. degree from Xi-an Jiaotong University in 2003. Now, he is a professor and Ph. D. supervisor in Nanjing University of Information Science and Technology. His main research interests include design and metering of meteorological instruments, and signal detection and processing etc.

王海峰,2020 年于南京信息工程大学获得学士学位,现为南京信息工程大学研究生,主要研究方向为微弱信号检测。

E-mail:wanghf1997@qq.com

Wang Haifeng received his B. Sc. degree from Nanjing University of Information Science & Technology in 2020. Now he is a M. Sc. candidate at Nanjing University of Information Science & Technology. His main research interest includes weak signal detection.