

脉冲噪声环境下改进的顽健循环时延估计算法

刘洋¹, 邱天爽², 李景春³

(1. 内蒙古大学 电子信息工程学院, 内蒙古 呼和浩特 010021;

2. 大连理工大学 电子信息与电气工程学部, 辽宁 大连 116024; 3. 国家无线电监测中心, 北京 100037)

摘要: 研究了脉冲噪声环境下循环平稳信号的时延估计问题, 针对脉冲噪声环境中基于传统二阶谱相关函数的时延估计方法性能退化问题, 提出了基于分数低阶循环谱的改进顽健算法。相对于传统算法, 新算法对脉冲噪声、高斯噪声、干扰信号都具有较好的抑制作用。仿真结果证明了算法的有效性和顽健性。

关键词: 循环平稳; 时延估计; α 稳定分布; 分数低阶循环谱

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)06-0184-07

Modified robust time delay estimation algorithm based on cyclostationarity in impulsive noise

LIU Yang¹, QIU Tian-shuang², LI Jing-chun³

(1. College of Electronic Information Engineering, Inner Mongolia University, Huhhot 010021, China;

2. Faculty of Electronic Information and Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

3. The State Radio Monitoring Center, Beijing 100037, China)

Abstract: The problem of time delay estimation (TDE) for cyclostationary signals in the presence of α -stable distribution impulsive noise and interfering signals was addressed. Since the conventional algorithms based on the second-order cyclic spectral correlation function degenerated severely in impulsive noise environment, a novel robust algorithm based on the fractional lower-order spectrum was proposed. Compared with conventional spectra analysis methods, this novel method could suppress Gaussian noise, non-Gaussian impulsive noise and interfering signals more effectively. Simulation results demonstrate the effectiveness and robustness of the novel algorithm.

Key words: cyclostationarity; time delay estimation; α -stable distribution; fractional lower-order cyclic spectrum

1 引言

目标定位是通信、雷达、声纳等系统的一个重要问题。在诸多的定位方法中, 基于信号时间延迟估计 (TDE, time delay estimation) 的方法因具有明显优势而得到了广泛应用^[1]。因此, 研究有效的时延估计算法对于提高目标定位的精度具有重要意义。研究表明: 通信、雷达、声纳系统中的许多信号都是一类特殊的非平稳信号。它们的非平稳特性表现为特定阶次的统计特性周期变化, 这类信号称为循环平稳信号^[2]。利用循环平稳特性对信号进行分析、处理的方法具有传统信号处理方法所不具备的优点, 在信号检测、系统

识别、参数估计等领域获得了成功的应用^[3-8]。

文献[5~8]深入地研究了循环平稳信号的时延估计问题, 提出了基于信号循环平稳特性的时延估计方法。这些方法通过适当选择不同循环频率处二阶循环统计量的切片来实现时延估计, 具有信号选择特性, 提高了算法对噪声和干扰的抑制能力。其中, 谱相干算法 SPECCOA (spectral coherence alignment) 具有较好的应用效果^[5,7-9]。为了进一步提高循环时延估计算法性能, 文献[10]对 SPECCOA 算法进行了改进, 提出了广义谱相干 GSPECCOA (generalized spectral coherence alignment) 算法。GSPECCOA 算法充分利用了谱相关函数中的时延信息, 提高了算法对高斯噪声

收稿日期: 2012-02-22; 修回日期: 2012-06-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61172108, 61139001); 内蒙古大学高层次人才基金资助项目 (135110)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61172108, 61139001); SPH-IMUL (135110)

和干扰信号的抑制能力。但是，该方法由于存在估计项干扰问题而限制了算法的应用。此外，近年来的研究发现：无线通信中的电磁噪声、雷达杂波、水声信号等表现出短时大幅度脉冲特性，这些信号更适合用 α 稳定分布模型来表示^[11-15]。由于稳定分布噪声不存在有限的二阶矩，因此，在脉冲噪声环境中，GSPECCOA 和 SPECCOA 等传统基于二阶循环统计量的时延估计方法必然出现性能退化。为了解决脉冲噪声环境中传统时延估计算法性能退化的问题，文献[11]提出了基于分数低阶统计量的顽健时延估计算法。虽然分数低阶时延估计算法能够抑制脉冲噪声，但是这类方法无法抑制与信号频谱重叠的干扰信号。针对这些情况，本文提出了分数低阶谱相关函数的概念，并将其应用于循环平稳信号的时延估计问题。在研究 GSPECCOA 算法特性的基础上提出了改进算法。仿真结果表明，本文提出的算法能够抑制脉冲噪声、高斯噪声和干扰信号对循环平稳信号的影响，有效地改善了时延估计性能。

2 脉冲噪声对循环时延估计算法的影响

设 2 个传感器接收信号的模型为

$$x_i(t) = A_i s(t - D_i) + n_i(t), \quad i = 1, 2 \quad (1)$$

其中， $s(t)$ 为感兴趣的循环平稳信号； $n_i(t)$ 为不感兴趣信号，包括干扰和噪声； A_i 为接收信号的幅度衰减； D_i 为源信号到达传感器的时间延迟； $D = D_2 - D_1$ 为待估计的时间延迟。为了便于分析，在信号模型中假定信号 $s(t)$ 与噪声 $n_i(t)$ 统计独立，且具有不同的循环平稳特性。

Gardner 教授的研究团队对循环平稳信号的时延估计问题进行了深入的研究，提出了一种基于信号二阶循环平稳特性的时延估计方法。其中，应用效果较好的是 SPECCOA 算法^[6,7]。文献[10]在 SPECCOA 算法的基础上提出了改进的 GSPECCOA 算法，其时延估计函数为

$$\hat{D} = \arg \max_{\tau} \operatorname{Re} \left[\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} S_{11}^{\epsilon}(f)(S_{12}^{\epsilon}(f))^* e^{j2\pi(f-\epsilon/2)\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^{\epsilon}(f)(S_{11}^{\epsilon}(f))^* e^{j2\pi(f+\epsilon/2)\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^{\epsilon}(f)(S_{22}^{\epsilon}(f))^* e^{j2\pi(f-\epsilon/2)\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^{\epsilon}(f)(S_{12}^{\epsilon}(f))^* e^{j4\pi f\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{22}^{\epsilon}(f)(S_{21}^{\epsilon}(f))^* e^{j2\pi(f+\epsilon/2)\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{22}^{\epsilon}(f)(S_{11}^{\epsilon}(f))^* e^{j2\pi f\tau} df \end{aligned} \right] \quad (2)$$

在式(2)中，谱相关函数 $S_{mk}^{\epsilon}(f)$ 是循环相关函数 $R_{mk}^{\epsilon}(\tau)$ 的傅里叶变换

$$R_{mk}^{\epsilon}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E[x_m(t + \tau/2)x_k(t - \tau/2)] e^{-j2\pi\epsilon t} dt \quad (3)$$

$$= \langle x_m(t + \tau/2)x_k(t - \tau/2) e^{-j2\pi\epsilon t} \rangle$$

其中， ϵ 称为循环频率， $\langle \cdot \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} (1/T) \int_{-T/2}^{T/2} (\cdot) dt$ 表示时间平均，则

$$S_{mk}^{\epsilon}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{mk}^{\epsilon}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (4)$$

理论研究和实际测量发现，自然界及许多工程领域的噪声均存在脉冲特性，可以采用具有厚拖尾的 α 稳定分布过程来描述。 α 稳定分布是唯一一类满足广义中心极限定理的分布。与高斯过程相比其概率密度函数具有较厚的拖尾，是最适合描述现实环境噪声的模型之一^[12]。但是，一个特征指数为 α ($\alpha \leq 2$) 的稳定分布过程只存在有限的小于特征指数 α 的矩。因此，许多传统时延估计算法在稳定分布噪声条件下性能退化严重。从式(3)可以看出，循环相关函数是二阶相关函数傅里叶级数展开的系数。如果信号中含有 $\alpha < 2$ 的脉冲噪声，其二阶相关函数将会发散，即 $E[x_m(t + \tau/2)x_k(t - \tau/2)] \rightarrow \infty$ 。这将导致二阶循环相关函数和循环谱在脉冲噪声条件下发散， $R_{mk}^{\epsilon}(\tau) \rightarrow \infty$ 且 $S_{mk}^{\epsilon}(f) \rightarrow \infty$ 。图 1 是相同广义信噪比(-3dB)的高斯噪声 ($\alpha = 2$) 和脉冲噪声 ($\alpha = 1.6$) 的条件下，载波为 $f_1 = 0.1/T_s$ ，码率为 $\epsilon_1 = 0.005/T_s$ 的 QPSK 信号的二阶谱相关函数。显然，传统的二阶循环统计量具有一定的局限性，不适用于脉冲噪声环境。虽然 GSPECCOA 算法充分利用了信号谱相关函数中含有的时延信息，提高了对高斯噪声和干扰的抑制能力，但是该方法在脉冲噪声条件下必然会出现性能退化甚至失效。

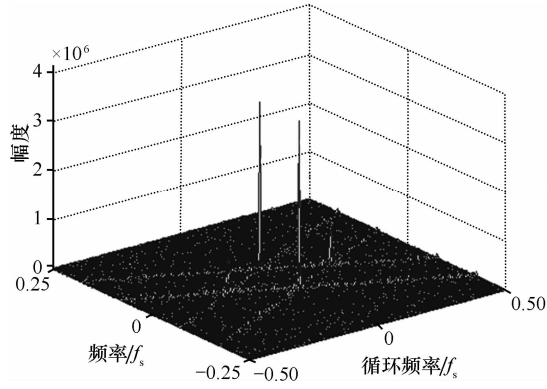
3 广义谱相干算法性能分析及改进的顽健循环时延估计算法

3.1 广义谱相干算法性能分析

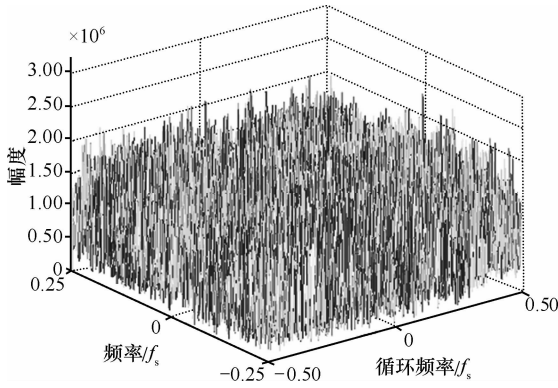
值得注意的是，GSPECCOA 算法不仅无法抑制脉冲噪声的影响，而且其估计函数存在的缺陷也影响了算法的性能。将式(1)代入式(3)，假设 $A_i = 1$ ，由于 $n_i(t)$ 与 $s(t)$ 具有不同的循环平稳特性，则

$$R_{mk}^{\epsilon}(\tau) = R_s^{\epsilon}(\tau + D_k - D_m) e^{-j\pi\epsilon(D_k + D_m)} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4)可得



(a) 高斯噪声



(b) 脉冲噪声

图 1 高斯噪声和脉冲噪声环境中 QPSK 信号的循环谱

$$S_{mk}^e(f) = S_s^e(f) e^{-j2\pi(f+\varepsilon/2)D_m} e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)D_k} \quad (6)$$

其中, $S_s^e(f)$ 是信号 $s(t)$ 的循环谱。将式(6)代入式(2), 当 ε 为信号 $s(t)$ 的循环频率时, 令

$$\begin{aligned} b_1(\tau) &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_{11}^e(f) (S_{12}^e(f))^* e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)\tau} df \right] \\ &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_s^e(f)|^2 e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)(\tau-D)} df \right] \end{aligned} \quad (7a)$$

$$\begin{aligned} b_2(\tau) &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^e(f) (S_{11}^e(f))^* e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)\tau} df \right] \\ &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_s^e(f)|^2 e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)(\tau-D)} df \right] \end{aligned} \quad (7b)$$

$$\begin{aligned} b_3(\tau) &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^e(f) (S_{22}^e(f))^* e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)\tau} df \right] \\ &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_s^e(f)|^2 e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)(\tau-D)} df \right] \end{aligned} \quad (7c)$$

$$\begin{aligned} b_4(\tau) &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^e(f) (S_{12}^e(f))^* e^{j4\pi f \tau} df \right] \\ &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_s^e(f)|^2 e^{j4\pi f(\tau-D)} df \right] \end{aligned} \quad (7d)$$

$$\begin{aligned} b_5(\tau) &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_{22}^e(f) (S_{21}^e(f))^* e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)\tau} df \right] \\ &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_s^e(f)|^2 e^{j\pi\varepsilon(\tau-D)} e^{j2\pi f(\tau+D)} df \right] \end{aligned} \quad (7e)$$

$$\begin{aligned} b_6(\tau) &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} S_{22}^e(f) (S_{11}^e(f))^* e^{j2\pi f \tau} df \right] \\ &= \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_s^e(f)|^2 e^{j2\pi\varepsilon(\tau-D)} df \right] \end{aligned} \quad (7f)$$

从式(7)的结果可知, GSPECCOA 算法的前 4 项满足 $b_i(\tau) \leq b_i(D)$, $i=1,2,3,4$, 当且仅当 $\tau=D$ 时等号成立。因此, 这 4 个估计项均在 $\tau=D$ 时取得极大值, 通过峰值检测即可得到正确的时延估计结果。通过对估计项 $b_5(\tau)$ 做进一步整理, 可得 $b_5(\tau) = \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |S_s^e(f)|^2 e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)(\tau+D)} e^{-j2\pi\varepsilon D} df \right]$ 。显然, 对于任意的时间延迟 $D=D_2-D_1$, 满足 $b_5(\tau) \leq b_5(-D)$, 当且仅当 $\tau=-D$ 时等号成立。这表明, GSPECCOA 算法的第 5 项在 $\tau=-D$ 处取得极大值, 所以该项得到错误的时延估计结果。进一步地, GSPECCOA 算法的第 6 项满足 $b_6(\tau) \leq b_6(D)$, 说明该项在 $\tau=D$ 取得极大值。但是, 对于确定的循环频率 ε 和时间延迟 D , $b_6(\tau)$ 表达式中的 $e^{j2\pi\varepsilon(\tau-D)}$ 是与频率 f 无关而是关于 τ 的周期函数。只要满足 $\varepsilon(\tau-D)=k$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $b_6(\tau)$ 即可取得极大值 $b_6(D)$ 。所以, GSPECCOA 算法估计函数的第 6 项在满足 $\varepsilon(\tau-D)=k$, $k=0, \pm 1, \pm 2, \dots$ 条件的 τ 处会出现周期性的峰值, 无法获得准确的时延值。

图 2 为式(7)中 GSPECCOA 算法全部估计项的时延估计结果。其中, 信号是载波为 $f_2 = 0.2/T_s$, 码率为 $\varepsilon_2 = 0.0625/T_s$ 的 BPSK 信号。仿真中信号的时延值 $D = 20T_s$, 循环频率为 $\varepsilon = \varepsilon_2$ 。由图 2 可知, GSPECCOA 算法中的前 4 项在 $\tau = 20T_s$ 处出现峰值, 可以得到正确的估计结果。相反, 第 5 项在 $\tau = -20T_s$ 处出现峰值, 得到错误的时延估计结果。虽然第 6 项在 $\tau = 20T_s$ 时出现峰值, 但是其存在的周期性峰值会对时延值的判别造成影响。上述结果表明, GSPECCOA 算法中的后两项无法得到准确的时延估计结果, 影响了算法的整体性能, 与理论推导相符。

3.2 改进的顽健循环时延估计算法

针对 GSPECCOA 算法存在的问题, 本文提出了一种基于分数低阶循环谱的顽健循环时延估计 (RGSPECCOA, robust generalized spectral coherence

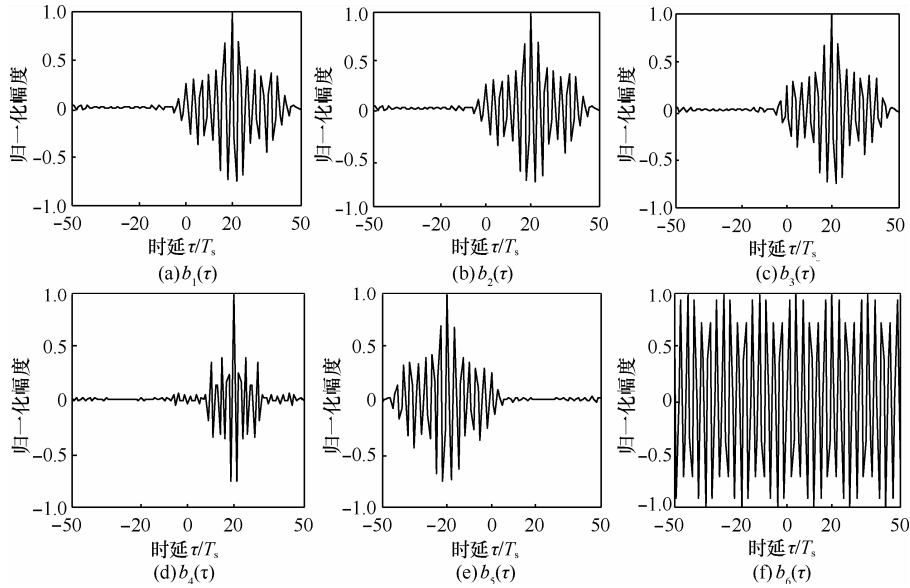


图 2 GSPECCOA 算法时延估计项的估计结果

alignment)算法。研究表明,基于分数低阶统计量的信号处理方法是抑制 α 稳定分布脉冲噪声的有效技术手段^[11~15]。文献[14]对几种分数低阶统计量抑制脉冲噪声的性能进行了研究,结果表明相位分数低阶矩(PFLOM, phased fractional lower-order moment) 具有较好的抑制效果。任意实数 z 的相位分数低阶矩定义为 $z^{<k>} = |z|^{k-1} z$ ($0 < k \leq 2$), 用极坐标表示为 $z^{<k>} = r^k e^{j\theta}$ ($z = r e^{j\theta}$)。显然, PFLOM 只是改变了变量的幅度,而保持其相位信息不变。因此, PFLOM 不影响信号的循环平稳特性。利用这一性质,定义分数低阶循环相关函数为

$$R_{mk}^{\epsilon, F}(\tau) = \langle (x_m(t + \tau/2))^{<a>} (x_k(t - \tau/2))^{} e^{-j2\pi\epsilon\tau} \rangle \quad (8)$$

其中, $a > 0, b < a/2, \langle \cdot \rangle$ 表示时间平均, $(x_m(t + \tau/2))^{<a>}$ 和 $(x_k(t - \tau/2))^{}$ 为非线性 PFLOM 运算。对 $R_{mk}^{\epsilon, F}(\tau)$ 做傅立叶变换得到分数低阶谱相关函数为

$$S_{mk}^{\epsilon, F}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{mk}^{\epsilon, F}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (9)$$

PFLOM 可以有效地抑制信号中的脉冲成分,因此,分数低阶循环相关函数和分数低阶谱相关函数能够在脉冲噪声环境中检测信号的循环平稳特性。特别地,当分数低阶因子 $a = b = 1$ 时,分数低阶循环相关函数和分数低阶循环谱退化为二阶循环相关函数和循环谱;当循环频率 $\epsilon = 0$ 时,分数低阶循环相关函数和分数低阶谱相关函数退化为广义分数低阶相关函数和分数低阶谱。图 3 是相同广义信噪比(-3 dB)的高斯噪声 ($\alpha = 2$) 和脉冲噪声

($\alpha = 1.6$) 条件下,载波为 $f_2 = 0.2/T_s$, 码率为 $\epsilon_2 = 0.0625/T_s$ 的 BPSK 信号的分数低阶循环谱 ($a = b = 0.5$)。从图 3 可以看出,本文提出的分数低阶循环谱对高斯噪声和脉冲噪声均有较好的抑制效果,是循环平稳信号分析和处理的有效工具。

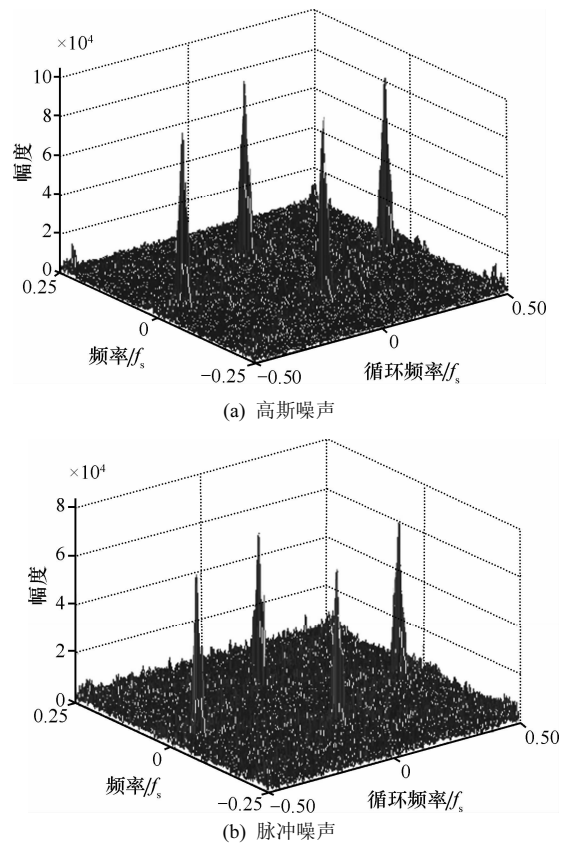


图 3 高斯噪声和脉冲噪声环境中 BPSK 信号的分数低阶循环谱

为了提高循环时延估计算法对脉冲噪声的抑制能力, 本文采用分数低阶循环统计量检测信号的循环平稳特性。将式(1)代入式(8)和式(9)中, 假设 $A_i = 1$, 则

$$S_{mk}^{\varepsilon, F}(f) = S_s^{\varepsilon, F}(f) e^{-j2\pi(f+\varepsilon/2)D_m} e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)D_k} \quad (10)$$

将式(10)代入 $\int_{-\infty}^{\infty} S_{mk}^{\varepsilon, F}(f)(S_{ij}^{\varepsilon, F}(f))^* df$ 中, 则

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} S_{mk}^{\varepsilon, F}(f)(S_{ij}^{\varepsilon, F}(f))^* df \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |S_s^{\varepsilon, F}(f)|^2 e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)(D_i - D_m)} e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)(D_k - D_j)} df \quad (11) \end{aligned}$$

式(11)是可以用于时延估计的分数低阶谱相关函数的组合。为了估计时间延迟, 利用式(11)可以将信号的时延估计问题转化为优化求解问题, 则

$$D = \arg \max_{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} S_{mk}^{\varepsilon, F}(f)(S_{ij}^{\varepsilon, F}(f))^* \varphi(\tau) df \quad (12)$$

其中, 根据 $m, k, i, j \in \{1, 2\}$ 的不同取值, $\varphi(\tau)$ 分别为 $e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)\tau}$, $e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)\tau}$, $e^{j4\pi f\tau}$ 。为了充分利用信号的分数低阶循环平稳特性, 获得高精度的时延估计值, 考虑全部 $m, k, i, j \in \{1, 2\}$ 的情况, 本文提出了一种改进的顽健算法, 其时延估计函数为

$$\hat{D} = \arg \max_{\tau} \operatorname{Re} \left[\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} S_{11}^{\varepsilon, F}(f)(S_{12}^{\varepsilon, F}(f))^* e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^{\varepsilon, F}(f)(S_{11}^{\varepsilon, F}(f))^* e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^{\varepsilon, F}(f)(S_{22}^{\varepsilon, F}(f))^* e^{j2\pi(f-\varepsilon/2)\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{21}^{\varepsilon, F}(f)(S_{12}^{\varepsilon, F}(f))^* e^{j4\pi f\tau} df + \\ & \int_{-\infty}^{\infty} S_{22}^{\varepsilon, F}(f)(S_{12}^{\varepsilon, F}(f))^* e^{j2\pi(f+\varepsilon/2)\tau} df \end{aligned} \right] \quad (13)$$

该函数包含了式(12)中可以进行时延估计的全部估计项。与 GSPECCOA 算法相比, 式(13)的估计项均在 $\tau = D$ 时取得极大值, 可以得到正确的估计结果。新算法利用分数低阶谱相关函数检测信号的循环平稳特性, 能够同时抑制脉冲噪声、高斯噪声和干扰信号对时延估计的影响, 提高了时延估计性能。图 4 为 RGSPECCOA 算法估计函数中 5 个估计项的时延估计结果。仿真中信号是与图 2 参数相同的 BPSK 信号, 循环频率 $\varepsilon = \varepsilon_2$, $a = b = 0.5$ 。

4 仿真分析

仿真中感兴趣的信号为 QPSK 信号, 信号的载频为 $f_c = 0.2/T_s$, 码率 $\varepsilon_k = 0.05/T_s$, 采样间隔 $T_s = 10^{-7}$ s, 时延 $D = 48T_s$ 。本文采用广义信噪比 $G\text{SNR} = 10\lg(\sigma_s^2/\gamma)$ 来刻画信号与噪声的功率比^[11], 其中, σ_s^2 为信号功率, γ 是稳定分布噪声的分散系数。

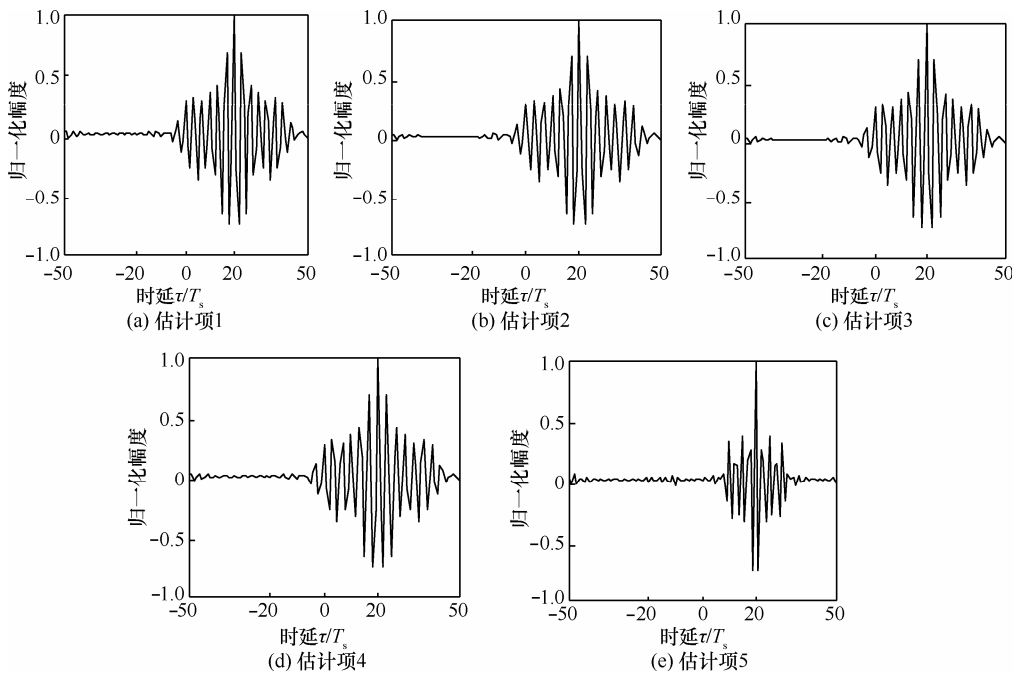


图 4 RGSPECCOA 算法时延估计项的估计结果

实验 1 实验中干扰信号是与 $s(t)$ 载波相同，带宽 $B = 0.1875f_s$ ，时延 $\tau = 58T_s$ ，信干比 $SIR = -3\text{ dB}$ 的 AM 信号^[6,8]。图 5 和图 6 分别是本文提出的 RGSPECCOA 算法、GSPECCOA 算法以及分数低阶协方差 FLOC(fractional lower-order covariance)算法^[11]在广义信噪比 $GSNR = -3\text{ dB}$ 的高斯噪声环境($\alpha = 2$)和脉冲噪声环境($\alpha = 1.8$)中 20 次独立实验的时延估计结果。仿真中循环频率选为 ε_k ，PFLOM 因子 $a = b = 0.2$ 。由图 5 可以看出，在高斯噪声条件下，GSPECCOA 算法和本文提出的 RGSPECCOA 算法都可以准确地估计出信号的时间延迟，本文提出的改进算法估计效果比原算法要好。但是，从图 6 可以看出，在脉冲噪声条件下，GSPECCOA 算法性能退化严重，出现了多个峰值(如图 6(a)所示)，无法得到正确的估计结果。对比观察图 5 和图 6 的仿真结果不难发现，分数低阶 FLOC 算法对高斯噪声和脉冲噪声均具有较好的抗干扰性。但是，FLOC 算法无法抑制与信号频谱重叠的干扰对时延估计的影响，估计结果的峰值均出现在干扰信号的时延 $\tau = 58T_s$ 处(如图 5(b)和图 6(b)所示)。本文提出的改进算法与 GSPECCOA 算法和 FLOC 算法相比，很好地抑制了高斯噪

声、脉冲噪声和干扰信号，准确地估计出了信号的时延值。

实验 2 实验中干扰信号由 5 个具有不同载波和带宽的 AM 信号组成^[6]，参数如表 1 所示。干扰信号的信干比均为 0 dB 。仿真中循环频率选为 ε_k ，PFLOM 因子 $a = b = 0.2$ 。图 7 是 GSPECCOA 算法和本文提出的 RGSPECCOA 算法在不同广义信噪比脉冲噪声($\alpha = 1.85$)条件下，时延估计精度随数据长度的变化关系。仿真中的 CRLB 采用文献[6]的公式计算。从图 7 可以看出，2 种算法的估计精度随着数据长度的增加而提高。但是，本文提出的改进算法对脉冲噪声和干扰信号的抑制能力明显优于原算法。

干扰	载频(f_c)	带宽(B)	时延(T_s)
1	0.156	0.04	28
2	0.203	0.05	68
3	0.266	0.045	78
4	0.313	0.04	38
5	0.375	0.08	58

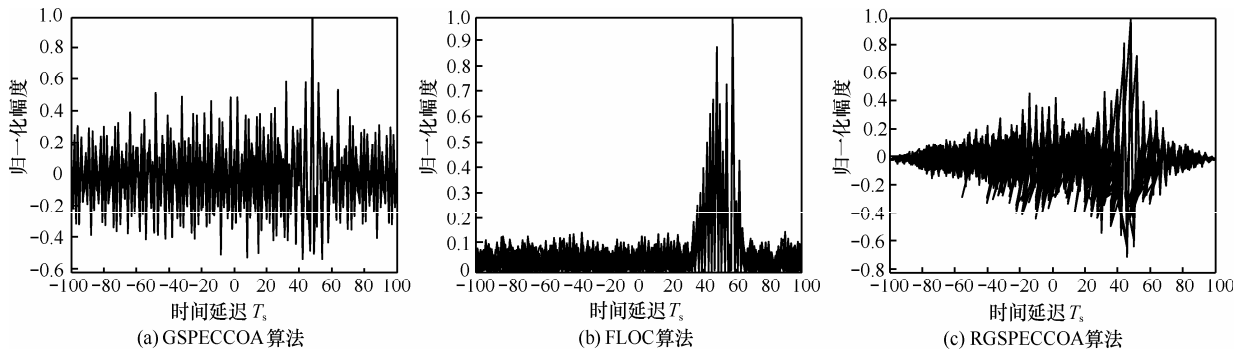
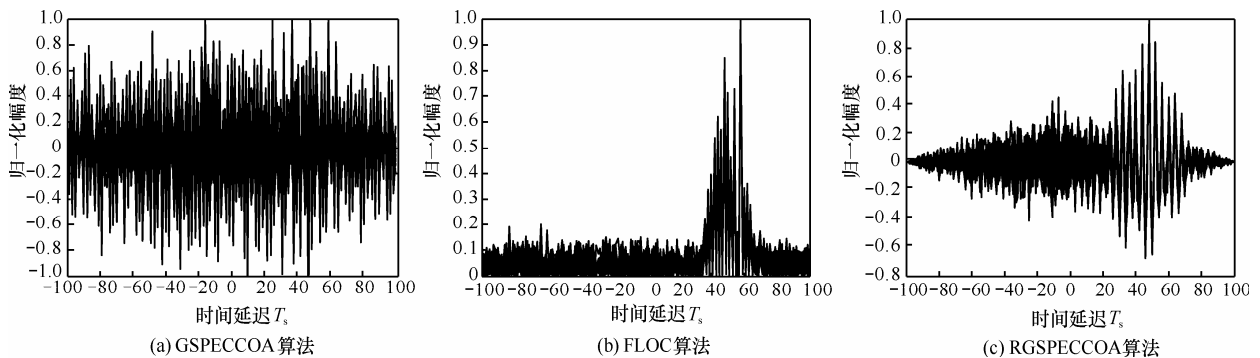


图 5 高斯噪声和干扰环境中 3 种算法时延估计结果



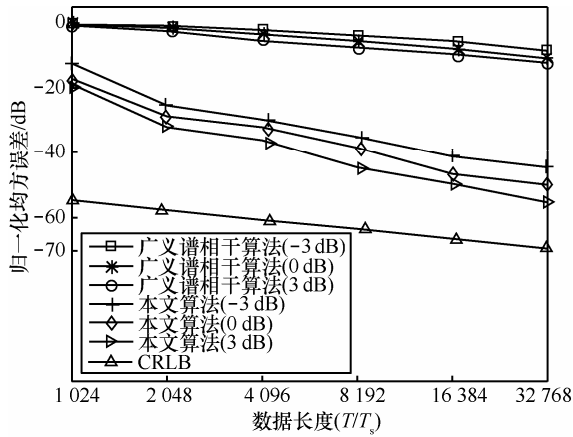


图 7 2 种算法时延估计精度随数据长度变化关系

实验 3 实验中干扰信号是载波频率与 QPSK 信号相同, $f_i = 0.2f_s$, 码率 $\varepsilon_1 = 0.025f_s$, 时延 $\tau_1 = 58T_s$ 的 BPSK 信号。仿真中循环频率选为 ε_k , 信干比为 0 dB。由于稳定分布噪声不具有大于特征指数 α 的有限阶矩, 所以 PFLOM 因子 ($a > 0, b \leq \alpha/2$) 可以影响分数低阶算法对脉冲噪声的抑制能力^[11,14]。图 8 是在相同广义信噪比 ($GSNR = 5 \text{ dB}$)、不同特征指的数脉冲噪声条件下, RGSPECCOA 算法 1000 次独立实验时延估计精度随 PFLOM 因子 a 的变化情况 ($a = b$)。从图 8 中可知, 当满足 $a \leq 0.4$ 时, 本文提出的算法能够有效地抑制脉冲噪声。但是, 当 $a > 0.4$ 时, 本文提出算法性能下降明显。特别是当 $a = 1$ 时, 由于分数低阶循环统计量退化为二阶循环统计量, 因此算法性能退化严重。

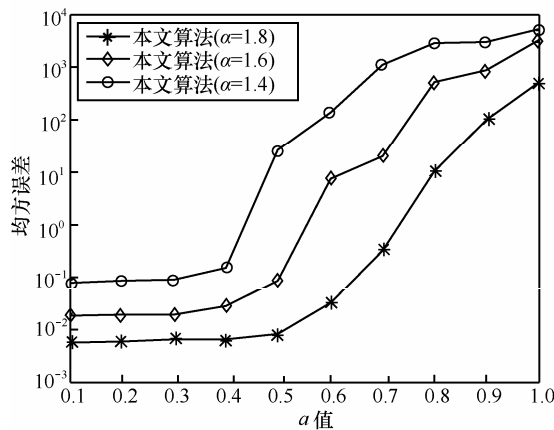


图 8 RGSPECCOA 算法对不同 PFLOM 因子 a 的时延估计精度

5 结束语

本文研究了 α 稳定分布噪声条件下循环平稳信号的时延估计问题。针对传统的基于二阶循环统

计量的时延估计方法性能退化问题, 提出了基于分数低阶循环统计量的顽健循环时延估计方法。该方法充分利用了信号的分数低阶循环平稳特性, 能够较好地抑制高斯噪声、脉冲噪声和干扰信号对参数估计的影响。仿真结果表明, 本文提出的算法在高斯噪声和脉冲噪声环境下时延估计效果均得到了改善, 提高了循环平稳信号的时延估计性能, 该算法是一种顽健的方法。

参考文献:

- [1] WEI H W, PENG R, WAN Q, *et al.* Multidimensional scaling analysis for passive moving target localization with TDOA and FDOA measurements[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1677-1688.
- [2] GARDNER W A, NAPOLITANO A, PAURA L. Cyclostationarity: half a century of research[J]. Signal Processing, 2006, 86(4):639-697.
- [3] FENG Z P, ZUO M J, HAO R J, *et al.* Gear damage assessment based on cyclic spectral analysis[J]. IEEE Transactions on Reliability, 2011, 60(1):21-32.
- [4] 张昊晔, 包志华, 张士兵. 基于循环谱能量的自适应频谱检测算法[J]. 通信学报, 2011, 32(11):95-103.
ZHANG H Y, BAO Z H, ZHANG S B. Adaptive spectrum sensing algorithm based on cyclostationary spectrum energy[J]. Journal on Communications, 2011, 32(11):95-103.
- [5] GARDNER W A, CHEN C K. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, part I: theory and method[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(5):1168-1184.
- [6] CHEN C K, GARDNER W A. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, part II: algorithms and performance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(5):1185-1197.
- [7] HUANG Z T, ZHOU Y Y, JIANG W L. Joint estimation of doppler and time-difference-of-arrival exploiting cyclostationary property[J]. IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation, 2002, 149(4):161-165.
- [8] HUANG Z T, ZHOU Y Y. Multi-cycle estimator for time-difference of arrival (TDOA) and its performance[J]. IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation, 2006, 153(5):381-388.
- [9] TEPLITSKY M, YEREDOR A. TDOA estimation for cyclostationary sources: new correlations-based bounds and estimators[A]. 2009 IEEE International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing[C]. 2009.3309-3312.
- [10] FONG G, GARDNER W A, SCHELL S V. An algorithm for improved signal-selective time-difference estimation for cyclostationary signals[J]. IEEE Signal Processing Letters, 1994, 1(2):38-40.
- [11] MA X Y, NIKIAS C L. Joint estimation of time delay and frequency delay in impulsive noise using fractional lower order statistics[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(11):2669-2687.
- [12] PARK J, SHEVLYAKOV G, KIM K. Maximin distributed detection in the presence of impulsive alpha-stable noise[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(6):1687-1691.
- [13] NIRANJAYAN S, BEAULIEU N C. BER optimal linear combiner for signal detection in symmetric alpha-stable noise: small values of alpha[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(3): 886-890.

(下转第 200 页)

作者简介:



韩挺 (1984-), 男, 吉林四平人, 北京邮电大学博士生, 主要研究方向为计算机网络与信息安全。



杨义先 (1961-), 男, 四川盐亭人, 博士, 北京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为信息安全、网络安全、密码密码学、数字信号处理、神经网络等。



罗守山 (1962-), 男, 安徽合肥人, 北京邮电大学教授、博士生导师, 主要研究方向为信息安全、密码学理论、安全多方计算等。



程工 (1972-), 男, 北京人, 国家计算机网络应急技术处理协调中心高级工程师, 主要研究方向为互联网信息安全。



辛阳 (1977-), 男, 山东烟台人, 北京邮电大学副教授, 主要研究方向为信息安全和密码学。



吴潇 (1982-), 男, 湖南株洲人, 国家计算机网络应急技术处理协调中心高级工程师, 主要研究方向为移动互联网信息管理、互联网信息安全。

(上接第 190 页)

[14] BELKACEMI H, MARCOS S, PAURA L. Robust subspace-based algorithm for joint angle/doppler estimation in non-Gaussian clutter[J]. Signal Processing, 2007, 87(4):1547-1558.

[15] 兰天, 邱天爽, 杨娇. 脉冲噪声环境下循环 ESPRIT 新方法[J]. 通信学报, 2010, 31(9):88-93.
LAN T, QIU T S, YANG J. New cyclic-ESPRIT algorithms in impulsive noise environment[J]. Journal on Communications, 2010, 31(9): 88-93.



邱天爽 (1954-), 男, 江苏海门人, 博士, 大连理工大学教授、博士生导师, 主要研究方向为数字信号处理理论与应用、非平稳非高斯信号处理和生物医学信号处理等。

作者简介:



刘洋 (1981-), 男, 辽宁黑山人, 博士, 内蒙古大学副教授, 主要研究方向为非平稳信号处理、通信信号处理等。



李景春 (1966-), 男, 河北宁晋人, 博士, 国家无线电监测中心总工程师、教授级高工, 主要研究方向为电磁兼容与无线电监测新技术等。