第 38 卷 第 2 期 计 算 机 工 程 2012 年 1 月
Vol.38 No.2 Computer Engineering January 2012

·开发研究与设计技术· 文章编号：1000—3428(2012)02—0284—04 文献标识码：A 中图分类号：TN911.7

α 稳定分布噪声下的空间时频 DOA 估计

汪海滨[a]，查代奉[b]，龙俊波[b]

(九江学院 a. 信息科学与技术学院；b. 电子工程学院，江西 九江 332005)

摘 要：当信号中存在 α 稳定分布噪声时，传统空间时频多重信号分类(STF-MUSIC)算法的空间波达方向(DOA)估计性能会降低甚至失效。为此，利用分数低阶矩(FLOM)代替二阶协方差矩阵，定义分数低阶矩空间时频分布矩阵(FLOM-STFDM)。对 FLOM-STFDM 进行特征分解，得到适用于稳定分布噪声环境的空间时频 TF-FLOM-MUSIC 算法，分析该算法的信噪比及误差估计，并给出算法实现步骤。仿真结果表明，TF-FLOM-MUSIC 算法可有效降低 DOA 估计的均方误差，提高估计的分辨率和平滑性。

关键词：空间时频分布矩阵；多重信号分类算法；α 稳定分布；分数低阶统计量；波达方向估计

Spatial Time-frequency DOA Estimation Under α Stable Distribution Noise

WANG Hai-bin[a], ZHA Dai-feng[b], LONG Jun-bo[b]

(a. College of Information Science and Technology; b. College of Electronic Engineering, Jiujiang University, Jiujiang 332005, China)

【**Abstract**】The performance of Direction of Arrival(DOA) estimation based on conventional Spatial Time-frequency Multiple Signal Classification(STF-MUSCI) degenerates in α stable distribution environment. A new Time-frequency Fractional Lower Order Moment MUSIC(TF-FLOM-MUSIC) method is proposed, second covariance matrix is substituted by Fractional Lower Order Matrix(FLOM) and Fractional Lower Order Moment Spatial Time-frequency Distribution Matrix(FLOM-STFDM) is defined, FLOM-STFDM is decomposed in the method. DOA estimation Mean Squared Error(MSE) and Generalized Signal Noise Ratio(GSNR) are analyzed and algorithm steps are summarized. Simulation results show that TF-FLOM- MUSIC algorithm can reduce effectively DOA estimation MSE and improve estimation resolution.

【**Key words**】Spatial Time-frequency Distribution Matrix(STFDM); Multiple Signal Classification(MUSIC) algorithm; α stable distribution; Fractional Low Order Statistic(FLOS); Direction of Arrival(DOA) estimation

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2012.02.096

1 概述

在阵列信号处理中，多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)算法是分析平稳信号的一种常用算法，它可实现信源波达方向(Direction of Arrival, DOA)的超分辨估计、信源的频率估计等。对于非平稳信号时频分布是有力的分析工具，它描述信号的频率、能量随时间变化的分布过程，已经被广泛应用在各信号处理领域，如雷达、声纳、生物工程等。为使 MUSIC 算法能适用于非平稳信号领域，文献[1-2]把时频分布引入矩阵信号处理中，提出空间时频的概念。传统的相关矩阵只能用在稳定信号的 DOA 估计中，空间时频矩阵和传统的相关矩阵不同，它是一个时变的矩阵，适合于稳定信号，而且时变的非稳定信号也适用，已经被广泛应用在非平稳信号的 DOA 估计和盲源分离等领域。文献[3]用伪 Wigner-Ville 分布(PWVD)构成空间时频分布矩阵，提出一种空间时频多重信号分类(STF-MUSIC)估计方法，并对调频信号的子空间和噪声子空间做了详细分析。STF-MUSIC 算法有效地提高了 DOA 估计的分辨率,相比传统的 MUSIC 算法，其信噪比最高可提高 L 倍(L 为 PWVD 加矩形窗的长度)。

在非平稳信号处理领域中，如雷达、声纳、地震、生物工程存在一种具有显著脉冲的噪声，这类噪声服从 α 稳定分布[4-6]。当信号中存在 α 稳定分布噪声时，传统的 MUSIC 算法的性能会降低甚至失效。因此，文献[7]用分数低阶共变矩阵取代协方差矩阵，提出一种韧性的适用于稳定分布环境的 ROC-MUSIC 算法。文献[8]在文献[7]的基础上提出一种简化的分数低阶矩空间时频矩阵(FLOM-STFDM)算法，估计效果和 ROC-MUSIC 算法相当，但减少了计算量。

在 α 稳定分布噪声环境下，传统的时频分布不适用，文献[3]提出的空间时频多重信号分类(STF-MUSIC)算法性能较低甚至不能工作，文献[9]用分数低阶协方差代替二阶协方差矩阵，提出基于稳定分布的分数低阶协方差 WVD 算法。本文用分数低阶矩空间时频矩阵(FLOM-STFDM)取代 STFDM，提出一种 TF-FLOM-MUSIC 算法。

2 ROC-MUSIC 算法和 FLOM-MUSIC 算法

雷达中 r 个均匀线阵的阵元接收到 q 个带噪的窄带信号($r>q$)，第 k 个天线接收到的数据可以写成如下模型形式：

$$\boldsymbol{y}_k(t)=\sum_{n=1}^{q}\boldsymbol{A}_{kn}\boldsymbol{s}_n(t)+\boldsymbol{v}_k(t), k=1,2,\cdots,r \tag{1}$$

r 个接收天线可写成如下矩阵形式：

$$\boldsymbol{y}(t)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t)+\boldsymbol{v}(t) \tag{2}$$

其中，$\boldsymbol{y}(t)=[y_1(t),y_2(t),\cdots,y_r(t)]^{\mathrm{T}}$ 为接收整列；$\boldsymbol{A}=[\boldsymbol{a}_1,\boldsymbol{a}_2,\cdots,\boldsymbol{a}_q]$ 为 $r\times q$ 信号方向矩阵；$\boldsymbol{a}_q=[1,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(d_2/\lambda)\sin(\theta_q)},\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(d_2/\lambda)\sin(\theta_q)},\cdots,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi(d_q/\lambda)\sin(\theta_q)}]^{\mathrm{T}}$ 为第 q 个信号的入射向量；d_q 为第 1 个天线到

基金项目：国家自然科学基金资助项目(60772037)；江西省自然科学基金资助项目(2009GES0068)；江西省教育厅科技基金资助项目(GJJ10266)；江西省卫生厅科技计划基金资助项目(20092076)

作者简介：汪海滨(1980－)，女，讲师、硕士，主研方向：阵列信号处理；查代奉，副教授、博士；龙俊波，讲师、硕士

收稿日期：2011-04-07 **E-mail：**29757916@qq.com

第 q 个天线的距离；λ 为载波波长；θ_q 为第 q 个信号入射角度，是所估计的 DOA；$\boldsymbol{s}(t)=[s_1(t),s_2(t),\cdots,s_q(t)]^{\mathrm{T}}$ 为 $q\times 1$ 的信号向量；$\boldsymbol{v}(t)=[v_1(t),v_2(t),\cdots,v_r(t)]^{\mathrm{T}}$ 为加性噪声向量。假设信号与信号之间独立，信号与噪声之间相互独立。

当 $\boldsymbol{v}(t)$ 为高斯噪声时，采用传统 MUSIC 算法对式(2)求自相关矩阵，再对其进行矩阵奇异值分解(SVD)后进行 DOA 估计。

当 $\boldsymbol{v}(t)$ 为 α 稳定分布噪声时，传统 MUSIC 算法性能降低甚至失效，此时可用 ROC-MUSIC 或 FLOM-MUSIC 算法代替传统 MUSIC 算法，ROC-MUSIC 算法是用分数低阶共变取代自相关构成共变矩阵，计算如式(3)所示，具体方法参考文献[7]：

$$P_{\text{ROC-MUSIC}}(\theta)=\frac{1}{\sum\limits_{i=q+1}^{r}\left|\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\boldsymbol{v}_i\right|^2} \tag{3}$$

FLOM-MUSIC 算法是 ROC-MUSIC 算法的简化，它是用 FLOM 矩阵代替共变矩阵，FLOM-MUSIC 算法的 DOA 估计式同式(3)，具体方法参考文献[8]。

3　TF-FLOM-MUSIC 算法及其实现

3.1　TF-MUSIC 算法

时频分布是非平稳信号分析的有力工具，它描述信号的频率、能量随时间变化的分布过程，已被广泛应用在各信号处理领域。一个信号 $\boldsymbol{x}(t)$ 的矩形窗 PWVD 时频分布离散为：

$$PWVD_{\boldsymbol{x}}(t,f)=\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}\boldsymbol{x}(t+\tau)\boldsymbol{x}^*(t-\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{4}$$

其中，L 为矩形窗的长度；$*$ 表示共轭。将式(2)代入式(4)并把共轭变为共轭转置，得到空间伪 WVD(SPWVD)[3]：

$$\boldsymbol{D}_{\boldsymbol{yy}}(t,f)=\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}\boldsymbol{y}(t+\tau)\boldsymbol{y}^{\mathrm{H}}(t-\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{5}$$

TF-MUSIC 算法利用 STFDM 代替传统的 MUSIC 算法中协方差矩阵，再进行 SVD 求 DOA 估计，DOA 估计为：

$$P_{\text{MUSIC}}^{tf}(\theta)=\frac{1}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\hat{\boldsymbol{G}}^{tf}(\hat{\boldsymbol{G}}^{tf})^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\theta)} \tag{6}$$

TF-MUSIC 算法可实现对接收到的多个信号中某个信号的单独矩阵提取，相当于一个空间带通滤波器，在 2 个近角度信号 DOA 估计时体现良好的性能，分辨率高于传统 MUSIC 算法。

3.2　TF-FLOM-MUSIC 算法

当 $\boldsymbol{v}(t)$ 为稳定分布噪声时，接收序列 $\boldsymbol{y}(t)$ 二阶和高阶矩不存在，式(5)、式(6)不再适用。寻求适合 α 稳定分布噪声的时频分布，文献[7]定义一种分数低阶协方差 WVD：

$$FLOC-WVD_{\boldsymbol{x}}(t,f)=2\sum_{\tau}x(t+\tau)^{<P>}\boldsymbol{x}^{-<P>}(t-\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{7}$$

其中，$<P>$ 表示 P 阶矩，$s^{<P>}=|s|^P\operatorname{sign}(s)$ (s 为实信号)，$s^{<P>}=|s|^{P-1}\cdot s^*$ (s 为复信号)，$s^{-<P>}=(s^*)^{<P>}=(s^{<P>})^*$，$*$ 表示共轭，$1<P<\alpha\leqslant 2$，α 为稳定分布噪声的特征指数。

本文根据 FLOM 思想定义一个信号的分数低阶矩时频分布：

$$FLOM-WVD_{\boldsymbol{x}}(t,f)=2\sum_{\tau}\boldsymbol{x}(t+\tau)\boldsymbol{x}^{<P-1>}(t-\tau)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{8}$$

根据式(5)和式(8)的过程，同样定义一个信号 $x(t)$ 空间时频分数低阶矩伪 WVD 为：

$$\begin{aligned}&STF-FLOM-PWVD_{\boldsymbol{x}}(t,f)=\\&\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}\boldsymbol{x}(t+\tau)[\boldsymbol{x}^{<P-1>}(t-\tau)]^{\mathrm{T}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau}=\\&\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}\boldsymbol{x}(t+\tau)[|\boldsymbol{x}(t-\tau)|^{P-2}\boldsymbol{x}^*(t-\tau)]^{\mathrm{T}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau}\end{aligned} \tag{9}$$

将式(2)代入式(9)，并在两边取数学期望，得到分数低阶矩空间时频分布矩阵(FLOM-STFDM)：

$$\boldsymbol{Z}(t,f)=\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Lambda}^{tf}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{\gamma}^{tf}\boldsymbol{I} \tag{10}$$

其中：

$$\boldsymbol{\Lambda}^{tf}=\operatorname{diag}[\Lambda_{11}^{tf},\Lambda_{22}^{tf},\cdots,\Lambda_{rr}^{tf}]$$

$$\boldsymbol{\gamma}^{tf}=\operatorname{diag}[\gamma_{11}^{tf},\gamma_{22}^{tf},\cdots,\gamma_{rr}^{tf}]$$

$$\boldsymbol{\Lambda}_{rr}^{tf}=\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}E\left\{s_r(t+\tau)\left|\sum_{b=1}^{r}s_b(t-\tau)+\boldsymbol{v}_r(t-\tau)\right|^{P-2}\cdot[\sum_{n=1}^{r}s_b(t-\tau)+\boldsymbol{v}_r(t-\tau)]^*\right\}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{\gamma}_{rr}^{tf}=\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}E\left\{v_r(t+\tau)\left|\sum_{b=1}^{r}s_b(t-\tau)+\boldsymbol{v}_r(t-\tau)\right|^{P-2}\cdot[\sum_{n=1}^{r}s_b(t-\tau)+\boldsymbol{v}_r(t-\tau)]^*\right\}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{12}$$

四维矩阵 FLOM-STFDM 的计算式如下：

$$\boldsymbol{Z}(t,f)=\{\boldsymbol{Z}_{nl}(t,f),n,l=1,2,\cdots,r\} \tag{13}$$

$$\boldsymbol{Z}_{nl}(t,f)=\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}E\left\{\boldsymbol{x}_n(t+\tau)|\boldsymbol{x}_l(t-\tau)|^{P-2}\boldsymbol{x}_l^*(t-\tau)\right\}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{14}$$

对于非平稳信号 $\boldsymbol{s}(t)$ (本文以调频信号为例)，q 个信号能量在时频平面上是沿瞬时频率分布，那么对第 q 个信号沿瞬时频率能量最高的 $(t_i,f_{t_i}^i)$ 点选出矩阵 $\boldsymbol{Z}(t_i,f_{t_i}^i)$ 构成新的矩阵，其中，$i=1,2,\cdots,N-L+1$；$f_{t_i}^i$ 为 t_i 时刻信号的瞬时频率。对 $N-L+1$ 个 $\boldsymbol{Z}(t_i,f_{t_i}^i)$ 求平均，得到第 q 个信号单独的矩阵：

$$\boldsymbol{Z}_q(t,f)=\frac{1}{N-L+1}\sum_{i=1}^{N-L+1}\boldsymbol{Z}(t_i,f_{t_i}^i) \tag{15}$$

对 $\boldsymbol{Z}_q(t,f)$ 进行特征分解，将分解后的 r 个特征值按降序排列，得到最大的特征值对应的特征向量为 $\boldsymbol{v}_1$，令 $\boldsymbol{V}_q=\{v_{r-1},v_{r-2},\cdots,v_r\}$，则第 q 个信号的 TF-FLOM-MUSIC 算法 DOA 估计为：

$$P_{\text{TF-FLOM-MUSIC}}(\theta)=\frac{1}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\boldsymbol{V}_q(\boldsymbol{V}_q)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}(\theta)},\ -90^{\circ}\leqslant\theta\leqslant 90^{\circ} \tag{16}$$

对 q 个信号进行上述过程，得到 q 个信号的 DOA 估计。TF-FLOM-MUSIC 算法适用范围为 $1<\alpha$，当稳定分布噪声脉冲性特别强时，即 $1<\alpha<1$ 时，FLOM 没有定义，此时可用分数低阶协方差(FLOC)代替 FLOM 构成分数低阶协方差空间时频分布矩阵：

$$\boldsymbol{Z}_{nl}^{C}(t,f)=\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}E\left\{[x_n(t+\tau)]^{<P>}[x_n(t-\tau)]^{-<P>}\right\}\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{17}$$

3.3　TF-FLOM-MUSIC 算法的实现步骤

TF-FLOM-MUSIC 算法的具体描述如下：

(1) 根据式(14)或式(17)求 $\boldsymbol{Z}_{nl}(t,f)$ (FLOM-STFDM)或 $\boldsymbol{Z}_{nl}^{C}(t,f)$ (FLOC-STFDM)估计(本文只求 $\boldsymbol{Z}_{nl}(t,f)$，求 $\boldsymbol{Z}_{nl}^{C}(t,f)$ 的方法类似)。根据 $N(N>r)$ 次快拍数据，$\boldsymbol{Z}_{nl}(t,f)$ 估计为：

$$\hat{\boldsymbol{Z}}=\left\{\hat{\boldsymbol{Z}}_{nl},n,l=1,2,\cdots,r\right\} \tag{18}$$

$$\hat{\boldsymbol{Z}}_{nl}=\sum_{\tau=-(L-1)/2}^{(L-1)/2}x_n(t+\tau)|x_l(t-\tau)|^{P-2}x_l^*(t-\tau)\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}4\pi f\tau} \tag{19}$$

(2)沿第 1 个信号的瞬时时频点选取 $N-L+1$ 个 $\hat{\boldsymbol{Z}}_1(t_i,f_{t_i}^i)$ 估计，对这 $N-L+1$ 个矩阵求平均，得到第 1 个信号的独立矩阵 $\hat{\boldsymbol{Z}}_1(t,f)$ 估计。

(3)对 $\hat{\boldsymbol{Z}}_1(t,f)$ 进行特征分解，求得后 $r-1$ 个较小的特征值

对应的特征向量 $V=\{v_{r-1},v_{r-2},\cdots,v_r\}$。

(4)把第 1 个信号的方向向量 $\boldsymbol{a}(\theta)$ 及步骤(3)求得的 V 代入式(16)进行谱估计，谱峰对应的角度 θ_1 是第 1 个信号的 DOA 估计。

(5)重复步骤(2)~步骤(4)得到 q 个信号的 DOA 估计。

4 实验仿真与分析

假设雷达 8 个均匀天线阵列接收到 256 次带 SαS 噪声的 2 个复线性调频信号 $s(1)$ 和 $s(2)$ 的快拍数据，信号的入射角度分别为 θ_1 和 θ_2。

$$s(1)=\exp\left[-0.004(n-80)^2-0.025\mathrm{j}(n-80)^2+\mathrm{j}\omega_1(n-80)\right] \tag{20}$$

$$s(2)=\exp\left[-0.004(n-120)^2-0.025\mathrm{j}(n-120)^2+\mathrm{j}\omega_2(n-120)\right] \tag{21}$$

其中，$\omega_1=1.57$；$\omega_2=1.2$；$n=1:256$，信号和 SαS 噪声的信噪比用广义信噪比(GSNR)表示，$G_{\mathrm{GSNR}}=10\times\lg(E\{|s(t)|^2\}/\gamma^{\alpha})$。

定义信号的混合均方误差(MSE)，K 为 Monte-Carlo 实验次数：

$$M_{\mathrm{MSE}}=\frac{1}{2K}\sum_{k=1}^{K}(\hat{\theta}_1-\theta_1)^2+\frac{1}{2K}\sum_{k=1}^{K}(\hat{\theta}_2-\theta_2)^2 \tag{22}$$

4.1 均方误差比较

假设 $\theta_1=-20°$、$\theta_2=20°$，稳定分布噪声环境下(α=1.5、G_{GSNR}=15 dB)，图 1 是加入 $\alpha=1.5$ 的 SαS 噪声，不同 GSNR 下 TF-MUSIC、FLOM-MUSIC(P=1.3)、TF-FLOM-MUSIC (P=1.3、L=128)3 种算法的均方误差(MSE)比较。可以看出 GSNR 从 18 dB~24 dB 时，3 种算法 MSE 差距较小，当 GSNR 低于 14 dB 时，TF-FLOM-MUSIC 算法 MSE 明显低于其他 2 种算法。图 2 是 G_{GSNR}=15 dB，取不同 P 时 FLOM-MUSIC 和 TF-FLOM-MUSIC 法 MSE 比较。

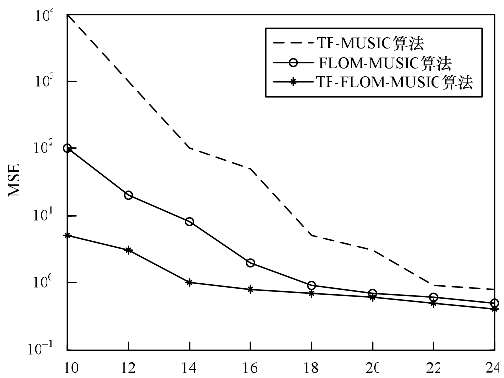


图 1 当 α=1.5、P=1.3、L=128 时的均方误差比较

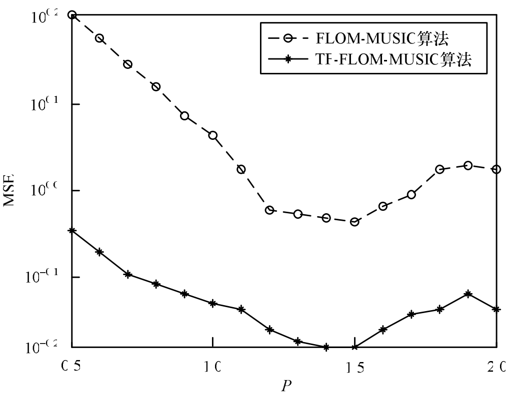
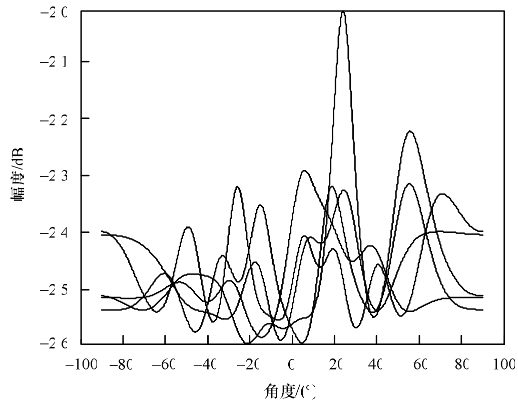


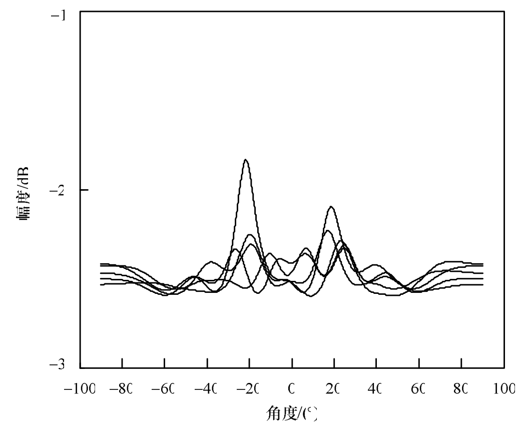
图 2 当 α=1.5、G_{GSNR}=15 dB、L=128 时的均方误差比较

4.2 DOA 估计性能比较

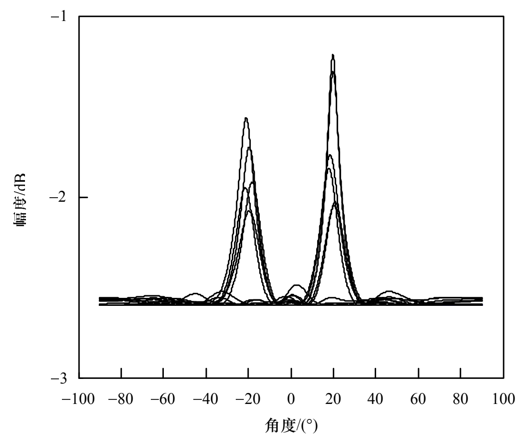
图 3 是 SαS 噪声(α=1.5)下，G_{GSNR}=10 dB、θ_1=−20°、θ_2=20°，TF-MUSIC、FLOM-MUSIC、TF-FLOM-MUSIC 3 种算法对 2 个信号角度的估计仿真(5 次独立实验)。可以看出，低广义信噪比下 TF-FLOM-MUSIC 算法较好地估计出了信号的 DOA，而 TF-MUSIC 和 FLOM-MUSIC 算法失效。



(a)TF-MUSIC 算法的 DOA 估计



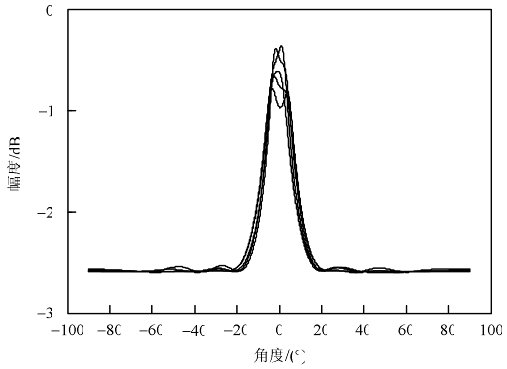
(b)P=1.3 时 FLOM-MUSIC 算法的 DOA 估计



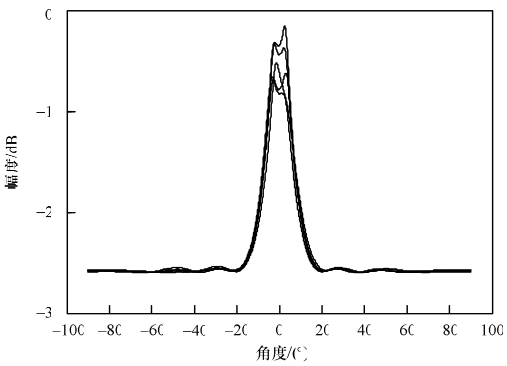
(c)P=1.3、L=128 时 TF-FLOM-MUSIC 算法的 DOA 估计

图 3 G_{GSNR}=10 dB、θ_1=−20°、θ_2=20° 时算法的 DOA 估计

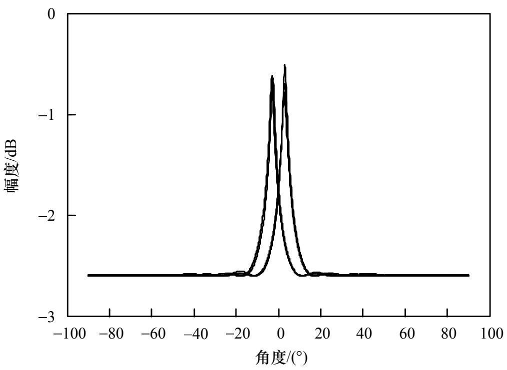
图 4 是 SαS 噪声(α=1.5)下，G_{GSNR}=20 dB，$\theta_1=-3°$，$\theta_2=3°$，TF-MUSIC、FLOM-MUSIC、TF-FLOM-MUSIC 3 种算法对 2 个近距离角度信号进行估计仿真(5 次独立实验)。TF-MUSIC、FLOM-MUSIC 算法不能分辨出 θ_1 和 θ_2，TF-FLOM-MUSIC 算法能独立地对 2 个信号角度进行估计，清晰估计出 θ_1 和 θ_2，体现了良好的分辨能力。



(a)TF-MUSIC 算法的 DOA 估计



(b)P=1.3 时 FLOM-MUSIC 算法的 DOA 估计



(c)P=1.3、L=128 时 TF-FLOM-MUSIC 算法的 DOA 估计

图 4 G_{GSNR}=20 dB、θ_1=−3°、θ_2=3° 时算法的 DOA 估计

5 结束语

在稳定分布噪声环境下，分数低阶矩空间时频矩阵(FLOM-STFDM)体现了各个信号(调频信号)在相同时刻、不同的频率分布特性。利用 FLOM-STFDM 取代 TF-MUSIC 算法中的 STFDM 和 FLOM-MUSIC 算法中的 FLOM 矩阵，估计误差明显减小，TF-FLOM-MUSIC 算法为近距离角度信号和低广义信噪比 DOA 估计提供了一种新的途径。

参考文献

[1] Belouchrani A, Amin M. Blind Source Separation Based on Time-frequency Signal Representation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(11): 2888-2897.

[2] Belouchrani A, Amin M. Time-frequency MUSIC[J]. IEEE Signal Processing Letters, 1999, 6(5): 109-110.

[3] Zhang Yimin, Mu Weifeng, Amin M. Subspace Analysis of Spatial Time-frequency Distribution Matrices[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(4): 747-759.

[4] Shao M, Nikias C L. Signal Processing with Fractional Lower Order Moments Instable Processed and Their Applications[J]. Proceedings of the IEEE, 1993, 81(7): 986-1010.

[5] 江金龙, 查代奉, 梁宁利. 脉冲噪声环境下的韧性匹配滤波检测方法[J]. 计算机工程, 2010, 36(14): 256-258.

[6] 龙俊波, 查代奉, 姜玉林. 基于α稳定分布自共变的雷达回波频率谱估计[J]. 计算机应用, 2009, 29(12): 3224-3226.

[7] Tsakalides P, Nikias L. The Robust Covariation-based MUSIC (ROC-MUSIC) Algorithm for Bearing Estimation in Impulsive Noise Environments[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(7): 1623-1633.

[8] Liu Tsung-Hsien, Jerry M M. A Subspace-based Direction Finding Algorithm Using Fractional Lower Order Statistics[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(8): 1605-1613.

[9] David W G, Juan G G. Robust Time-frequency Representations for Signals in α Stable Noise Using Fractional Lower-order Statistics[C]//Proc. of Signal Processing Workshop on Higher-order Statistics. [S. l.]: IEEE Press, 1997: 415-419.

编辑 陆燕菲

(上接第 283 页)

参考文献

[1] Gallager R G. Low Density Parity Check Codes[J]. IRE Trans. on Information Theory, 1962, 8(1): 21-28.

[2] MacKay D J C, Neal R M. Near Shannon Limit Performance of Low Density Parity-check Codes[J]. Electronics Letters, 1996, 32(18): 1645-1646.

[3] MacKay D J C. Good Error-correcting Codes Based on Very Sparse Matrices[J]. IEEE Trans. on Information Theory, 1999, 45(2): 399-432.

[4] Fossorier M P C. Quasi-cyclic Low Density Parity Check Codes from Circulant Permutation Matrices[J]. IEEE Trans. on Information Theory, 2004, 50(8): 1788-1793.

[5] Gabidulin E, Moinian A, Honary B. Generalized Construction of Quasi-cyclic Regular LDPC Codes Based on Permutation Matrices[C]//Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory. Seattle, USA: IEEE Press, 2006: 679-683.

[6] Lin Shu, Song Shumei, Zeng Lingqi, et al. Construction of Non-binary Quasi-cyclic LDPC Codes: A Finite Field Approach[J]. IEEE Trans. on Communication, 2008, 56(4): 545-554.

[7] Lan Lan, Zeng Lingqi, Ying Yi, et al. Construction of Quasi-cyclic LDPC Codes for AWGN and Binary Erasure Chanels: A Finite Field Approach[J]. IEEE Trans. on Information Theory, 2007, 53(7): 2429-2458.

[8] Jiang Xueqin, Lee Moon-Ho. Large Girth Non-binary LDPC Codes Based on Finite Fields and Euclidean Geometries[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2009, 16(6): 521-524.

[9] 周水红, 端木春江, 黄志亮, 等. 高性能准循环 LDPC 码构造方法的改进[J]. 计算机工程, 2010, 36(1): 277-279, 282.

[10] 潘旭洲, 刘荣科, 王 潇. 基于多进制 LDPC 码的分布式视频编码[J]. 计算机工程, 2011, 37(17): 245-247.

[11] 彭世章, 赵泽茂, 包建荣, 等. 一种低复杂度的准循环 LDPC 码构造[J]. 计算机工程, 2011, 37(13): 83-85.

编辑 张正兴