

基于 Khatri-Rao 子空间和传播算子的 宽带声源波达方向估计算法

冯大航[†] 鲍明 管鲁阳 谢维 李晓东

(中国科学院声学研究所 噪声与振动重点实验室 北京 100190)

摘要 本文提出基于 Khatri-Rao 子空间和传播算子的宽带声源波达方向估计算法。该算法将声源不同频率处的协方差矩阵变换重排为一个高维矩阵,然后利用传播算子方法估计宽带声源波达方向。该算法计算复杂度介于聚焦 Khatri-Rao 子空间和相干子空间算法之间。仿真和实验结果表明,该算法在降低计算量的同时,估计误差与聚焦 Khatri-Rao 子空间算法相近,远小于相干子空间算法。

关键词 波达方向, 宽带声源, Khatri-Rao 子空间, 传播算子

中图分类号: TB556 O422

文献标识码: A

文章编号: 1000-310X(2012)02-0103-06

Broadband direction-of-arrival estimation based on Khatri-Rao subspace and propagator method

FENG Dahang BAO Ming GUAN Luyang XIE Wei LI Xiaodong

(Key Laboratory for Noise and Vibration, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190)

Abstract A new direction-of-arrival (DOA) estimation method is proposed for uncorrelated wideband sources based on Khatri-Rao (KR) subspace and the propagator method. The proposed method transforms the covariance matrices of different frequency bins into a higher dimensional matrix through KR product, and then the propagator method is applied to estimate the DOA. The complexity of the proposed method is between Focusing Khatri-Rao subspace method (FKR) and coherent signal-subspace method (CSM). The performances of these wideband methods are investigated through computer simulations and experiments. The results show that the root mean square error of DOA estimation from the proposed method is similar to FKR and much lower than CSM.

Key words Direction-of-arrival (DOA), Wideband sound source, Khatri-Rao subspace, Propagator

1 引言

基于传声器阵列的宽带声源测向是语音信

号处理、声呐、无线传感器网络等领域中的重要研究内容之一^[1-2]。该领域,最早提出的是非相干子空间方法(ISM: Incoherent Signal-subspace

2011-11-01 收稿; 2011-12-09 定稿

作者简介: 冯大航 (1984-), 男, 吉林松原人, 博士研究生, 研究方向: 信号检测及宽带声源测向。

鲍明 (1973-), 男, 博士, 副研究员。 管鲁阳 (1979-), 男, 博士, 助理研究员。

谢维 (1987-), 男, 博士研究生。 李晓东 (1966-), 男, 研究员。

[†]通讯作者: 冯大航, E-mail: fengdh@mail.ioa.ac.cn

Method)^[3]。此类方法不能用于相干声源测向，且随信噪比的降低性能急剧下降。

为了克服 ISM 算法的上述两个缺点，Wang 和 Kaveh 提出了相干子空间方法(CSM: Coherent Signal-subspace Method)^[4]。相干子空间方法的关键是聚焦矩阵的设计。根据不同约束准则设计不同的聚焦矩阵从而形成一系列改进算法，如无聚焦损失的旋转信号子空间方法(RSS: Rotational Signal-subspace)^[5]、具有更小估计偏差的双边相关变换法(TCT: Two-sided Correlation Transformation)^[6]等。相干子空间方法可以用于相干声源测向，在低信噪比条件下也有较高的分辨率和较小的估计偏差，但此类方法需要预估声源角度，误差较大的预估角会严重影响此类方法的性能。以上典型的宽带声源波达方向(DOA: Direction-of-Arrival)估计方法都是将宽带声源信号划分成多个窄带信号，然后对每个窄带信号进行独立处理或是窄带上处理结果的平均，没有充分利用声源各频带上的信息，并且上述方法均要求声源数量小于传声器数量。最近，Feng 基于 Ma 对 Khatri-Rao (KR)子空间的研究^[7]，提出聚焦 KR 子空间的宽带声源波达方向估计(FKR: Focusing Khatri-Rao subspace method)算法^[8]，它将不同频带的协方差矩阵变换重排成一个高维矩阵，联合使用了声源各频带上的信息，获得更高的分辨率和更小的估计偏差，并且适用于声源数量多于传声器数量的情况。但该方法需要对一个高维矩阵进行奇异值分解，运算复杂度较高。而在窄带声源测向中，Marcos 等人曾提出传播算子方法^[9]，直接用阵列相关矩阵的线性运算估计噪声子空间，不需要特征值分解，运算优势十分显著。

本文在 FKR 算法的基础上，根据高维矩阵的特点，引入传播算子的概念，提出了一种改进的宽带 DOA 估计算法，记为 FKR-P，该方法避免了对高维矩阵的奇异值分解，降低了 FKR 算法的运算复杂度。

2 宽带声源信号模型

传声器阵列为均匀线阵，阵元个数为 P ，间

距为 d ， M 个宽带声源从不同方向入射到阵列上，声源信号和加性噪声具有相同的带宽，信号入射方向记为 θ_m ， $m=1, \dots, M$ ，如图 1 所示

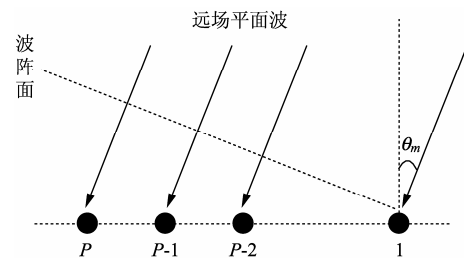


图 1 阵列接收远场信号模型示意图

假定 M 个宽带声源的频率范围都是 $[f_L, f_H]$ ，则频域阵列模型可以表示为

$$\mathbf{X}(f_j) = \mathbf{A}(f_j, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{S}(f_j) + \mathbf{W}(f_j), \quad j=1, 2, \dots, K. \quad (1)$$

其中 K 是互不重叠的子带个数， $f_L \leq f_j \leq f_H$ ， $\mathbf{S}(f_j)$ 和 $\mathbf{W}(f_j)$ 分别为频率 f_j 处的信号谱向量和噪声谱向量， $\mathbf{A}(f_j, \boldsymbol{\theta})$ 为阵列的导向矩阵

$$\mathbf{A}(f_j, \boldsymbol{\theta}) = [\mathbf{a}(f_j, \theta_1) \quad \mathbf{a}(f_j, \theta_2) \quad \dots \quad \mathbf{a}(f_j, \theta_M)]. \quad (2)$$

它的每一列为 $P \times 1$ 的阵列导向矢量

$$\mathbf{a}(f_j, \theta_m) = [1, e^{-i2\pi f_j d \sin \theta_m / c}, \dots, e^{-i2\pi f_j (P-1) d \sin \theta_m / c}]^T. \quad (3)$$

其中 $[\cdot]^T$ 表示转置， c 为空气中声速，取 340 m/s。

假设噪声与信号均值为零且互不相关。噪声 $\mathbf{W}(f_j)$ 为独立同分布的高斯随机向量，其协方差为 $\sigma^2 \mathbf{I}$ 。则根据(1)式，频率 f_j 处的阵列协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(f_j) &= \mathbb{E}[\mathbf{X}(f_j) \mathbf{X}(f_j)^H] \\ &= \mathbf{A}(f_j, \boldsymbol{\theta}) \mathbf{R}_s(f_j) \mathbf{A}^H(f_j, \boldsymbol{\theta}) + \sigma^2 \mathbf{I}. \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\mathbb{E}[\cdot]$ 为期望运算， $[\cdot]^H$ 表示共轭转置， $\mathbf{R}_s(f_j) = \mathbb{E}[\mathbf{S}(f_j) \mathbf{S}(f_j)^H]$ 为信号协方差矩阵。假定 M 个宽带声源互不相关，则信号协方差矩阵 $\mathbf{R}_s(f_j)$ 是对角满秩矩阵，记为 $\mathbf{R}_s(f_j) = \text{diag}(\mathbf{d}_j) = \text{diag}(d_{j1}, d_{j2}, \dots, d_{jM})$ ，其中 d_{jm} 为第 m 个声源在频率 f_j 处的功率。

3 FKR-P 算法原理

FKR-P 算法首先利用聚焦矩阵去掉不同频

带的协方差矩阵对频率的依赖关系, 然后利用 KR 积将变换后的协方差矩阵重排成一个高维矩阵^[8]

$$\mathbf{R} = (\mathbf{A}^*(f_0, \boldsymbol{\theta}) \odot \mathbf{A}(f_0, \boldsymbol{\theta})) \boldsymbol{\Psi} + \text{vec}(\sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{I}_K^T \quad (5)$$

其中 \odot 为 KR 积, f_0 为参考频率, $\boldsymbol{\Psi} = [\mathbf{d}_1, \dots, \mathbf{d}_K] \in \mathbb{C}^{M \times K}$, $\mathbf{I}_K = [1, \dots, 1]^T \in \mathbb{C}^K$, $\mathbb{C}^{M \times K}$ 为 $M \times K$ 维复向量空间。对上式进行正交

投影, 并将相同的行向量删除^[8], 则(5)式可以简化为

$$\mathbf{G} = \mathbf{B} \boldsymbol{\Psi} \mathbf{P}_{I_K}^\perp \quad (6)$$

其中 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{(2P-1) \times K}$, $\mathbf{P}_{I_K}^\perp = \mathbf{I}_K - (1/K) \mathbf{I}_K \mathbf{I}_K^T$ 为正交投影算子, $\mathbf{P}_{I_K}^\perp$ 为 \mathbf{P}_{I_K} 的正交子空间。 $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_1), \dots, \mathbf{b}(\theta_M)] \in \mathbb{C}^{(2P-1) \times M}$ 为新阵列导向矩阵, 它的每一列为

$$\mathbf{b}(\theta) = \left[e^{-\frac{(P-1)i2\pi f_0 d}{c} \sin(\theta)}, \dots, e^{\frac{i2\pi f_0 d}{c} \sin(\theta)}, 1, e^{\frac{i2\pi f_0 d}{c} \sin(\theta)}, \dots, e^{\frac{(P-1)i2\pi f_0 d}{c} \sin(\theta)} \right]^T \quad (7)$$

由(7)式可以看出新阵列导向矢量的有效维数为 $2P-1$, 大于传声器个数, 因此当声源个数多于传声器个数时, 该方法仍然适用。文献[8]已证明该方法可处理的最大声源个数为 $2P-2$ 。

FKR 算法是对(6)式中的矩阵 \mathbf{G} 进行奇异值分解, 得到噪声子空间 \mathbf{U}_n , 根据噪声子空间和导向矢量 $\mathbf{b}(\theta)$ 的正交性质获得宽带声源的 DOA 估计。该算法具有较好的 DOA 估计性能, 但高维矩阵 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{(2P-1) \times K}$ 的奇异值分解导致算法的计算复杂度高。本文根据高维矩阵 \mathbf{G} 的特点, 用传播算子方法替换奇异值分解过程, 降低 FKR 算法的运算复杂度。将导向矩阵 \mathbf{B} 划分成两个子矩阵即

$$\mathbf{B} = \left[\begin{array}{l} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{array} \right] \begin{array}{l} \} M \\ \} 2P-1-M \end{array} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{B}_1 \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 为方阵, $\mathbf{B}_2 \in \mathbb{C}^{(2P-1-M) \times M}$ 。 \mathbf{B}_1 是范德蒙矩阵, 所以它的 M 行是线性独立的。而矩阵 \mathbf{B} 是列满秩的, 则 \mathbf{B}_2 的行向量都可用 \mathbf{B}_1 的 M 个行向量的线性组合表示^[9], 即

$$\mathbf{B}_2 = \mathbf{P} \mathbf{B}_1 \text{ 或 } [\mathbf{P}, -\mathbf{I}_{2P-1-M}] \mathbf{B} = \mathbf{Q} \mathbf{B} = \mathbf{0} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{(2P-1-M) \times M}$ 是传播算子, \mathbf{I}_{2P-1-M} 是单位方阵, $\mathbf{0} \in \mathbb{C}^{(2P-1-M) \times M}$ 是零矩阵。

将(8)式代入(6)式可得

$$\mathbf{G} = \left[\begin{array}{l} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{array} \right] \boldsymbol{\Psi} \mathbf{P}_{I_K}^\perp = \left[\begin{array}{l} \mathbf{B}_1 \boldsymbol{\Psi} \mathbf{P}_{I_K}^\perp \\ \mathbf{B}_2 \boldsymbol{\Psi} \mathbf{P}_{I_K}^\perp \end{array} \right] = \left[\begin{array}{l} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{G}_2 \end{array} \right] \quad (10)$$

其中 $\mathbf{G}_1 \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 和 $\mathbf{G}_2 \in \mathbb{C}^{(2P-1-M) \times K}$, 根据(9)式可知:

$$\mathbf{P} \mathbf{G}_1 = \mathbf{G}_2 \quad (11)$$

在实际应用中, 由于噪声及快拍数的限制, 不能得到 \mathbf{G} 的精确值, 因此不能从(11)式中直接解出传播算子 \mathbf{P} , 但可以通过以下约束条件获得 \mathbf{P} 的估计值

$$J(\mathbf{P}) = \|\mathbf{G}_2 - \mathbf{P} \mathbf{G}_1\|_F^2 \quad (12)$$

其中 $\|\cdot\|_F^2$ 为 Frobenius 范数, 对上式利用最小二乘法求解, 即

$$\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{G}_2 \mathbf{G}_1^H (\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1^H)^{-1} \quad (13)$$

得到传播算子 \mathbf{P} 的估计值后, 根据(9)式可构造 \mathbf{Q} 矩阵, 则新算法的空间谱为:

$$J(\theta) = \frac{1}{\mathbf{b}(\theta)^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \mathbf{b}(\theta)} \quad (14)$$

4 算法具体步骤

- (1) 将阵列接收到的信号 $\mathbf{x}(n)$ 均分成 L 段。
- (2) 对每一段数据进行 FFT 变换得到阵列的频域数据 $\mathbf{X}_l(f_j)$, $1 \leq l \leq L$, $f_L \leq f_j \leq f_H$ 。
- (3) 估计每个频率处的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}(f_j) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{X}_l(f_j) \mathbf{X}_l(f_j)^H$ 。
- (4) 构造高维矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$, 并进行正交投影及相

同行取平均操作获得 \hat{G} [8]。

(5) 根据(10)式将 \hat{G} 划分成两个子矩阵 \hat{G}_1 和 \hat{G}_2 ，再根据(13)式计算传播算子 \hat{P} 的估计值。

(6) 根据(9)式构造 Q 矩阵，并计算空间谱 $J(\theta) = \frac{1}{b(\theta)^H Q^H Q b(\theta)}$ ，通过对空间谱进行一维搜索得到 M 个局部峰值，即为宽带声源的 DOA 估计。

5 算法复杂度分析

RSS、FKR 和 FKR-P 算法均需要进行聚焦，主要区别是聚焦后采取了不同的操作导致运算量有所差异。聚焦后，RSS 算法将变换后的 K 个协方差矩阵取平均获得一个统一的协方差矩阵 $\bar{R} \in \mathbb{C}^{P \times P}$ ，对 \bar{R} 进行特征值分解，运算量为 $O(P^3)$ ；FKR 算法将 K 个协方差矩阵向量化并重排成一个高维矩阵 $G \in \mathbb{C}^{(2P-1) \times K}$ ，然后对 G 进行奇异值分解，运算量为 $O[(2P-1)^2 K]$ ；FKR-P 算法同样是构造高维矩阵 G ，但接下来是将矩阵 G 分解成两个子矩阵 $G_1 \in \mathbb{C}^{M \times K}$ 和 $G_2 \in \mathbb{C}^{(2P-1-M) \times K}$ ，利用最小二乘法来求解，运算量为 $O[M(2P-1)K]$ [9]。通常选取的频带数大于声源数，即 $K > P$ ，FKR-P 算法的运算量要大于 RSS 算法，但相对于 FKR 算法，运算量降低 $O[M/(2P-1)]$ 倍。尤其当传声器个数多、声源个数少时，FKR-P 算法的运算量将远小于 FKR 算法。

6 性能分析

6.1 仿真实验

假设阵列为 4 元均匀线阵，间距为宽带声源中心频率所对应波长的一半，宽带声源为零均值高斯白噪声，中心频率为 1000 Hz，带宽为中心频率的 40%，声源在不同的频带具有不同的功率。聚焦的参考频率选为中心频率。在频域，声源被均匀划分成 33 个频带，每个频带的快拍数为 100。噪声为时间和空间上都不相关的高斯信号。在仿真试验中，每个结果为 500 次蒙特卡洛试验的平均值，试验中信噪比定义为

$$\text{SNR} = \frac{\sum_{j=1}^K \sum_{m=1}^M \mathbb{E} \left\{ |S_m(f_j)|^2 \right\}}{M \times \sum_{j=1}^K \mathbb{E} \left\{ |W(f_j)|^2 \right\}} \quad (15)$$

图 2 是当信噪比为 10 dB 时，3 种算法的空间谱图。从图中可以看出 FKR-P 算法比 RSS 算法的空间谱峰值更高，更尖锐，而且更接近真实的入射角度，但比 FKR 算法略差。

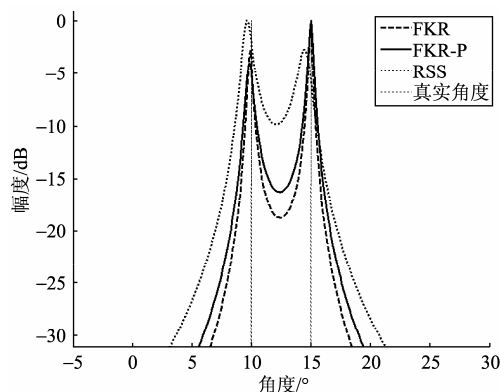


图 2 3 种算法的空间谱图

DOA 估计均方根误差是衡量 DOA 估计算法性能的一个重要指标，其定义为

$$\theta_{\text{mse}} = \sqrt{\mathbb{E} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |\theta_m - \hat{\theta}_m|^2 \right\}} \quad (16)$$

下面研究比较三种算法的 DOA 估计均方根误差。假定 3 个不相关的宽带声源入射到阵列，入射角为 $\theta = [-20^\circ, 0^\circ, 20^\circ]$ 。每次试验中 3 种算法使用相同的预估角度。预估角度选取的原则为在真实角度上加方差为 σ_θ^2 的零均值高斯噪声 [10]，即

$$\theta_0 \sim N(\theta, \sigma_\theta^2 \mathbf{I}) \quad (17)$$

在实际中，我们无法用这种方法获得预估角，应先采用低分辨率的传统波束形成算法进行一次粗估获得预估角。本次实验采用 θ_0 做为预估角度是为了得到各种算法对预估角依赖程度的一个统计性能。图 3 和图 4 分别是 3 种算法在 $\sigma_\theta^2 = 1^\circ$ 和 $\sigma_\theta^2 = 3^\circ$ 时 DOA 估计的均方根误差随信噪比变化曲线。从图中可以看出，RSS 算法对预估角度的依赖程度最大，当 σ_θ^2 从 1° 增加到 3° 时，RSS 算法的 DOA 估计均方根误差大约

增加了 2° , 而 FKR 和 FKR-P 算法只增加了约 0.1° 。由此可见, 在预估角度误差较大时, RSS 算法性能急剧下降, 而 FKR 算法和 FKR-P 算法仍能得到较精确的 DOA 估计值, 因此这两种算法对预估角度误差的容忍度较高。但 FKR-P 算法的性能仍不如 FKR 算法, 在不同信噪比下, 其均方根误差比 FKR 算法都高出约 0.1° , 说明 FKR-P 算法运算量的减少是以略微增大均方根误差为代价的。

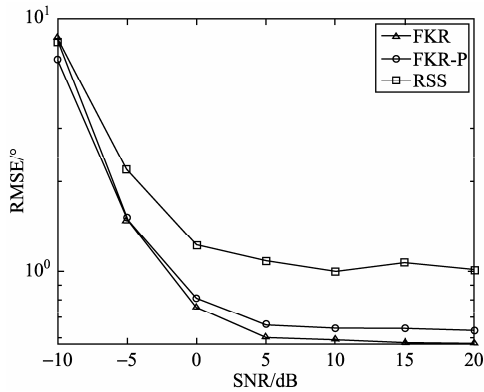


图 3 当 $\sigma_0^2 = 1^\circ$ 时, 3 种算法 DOA 估计均方根误差随信噪比变化曲线

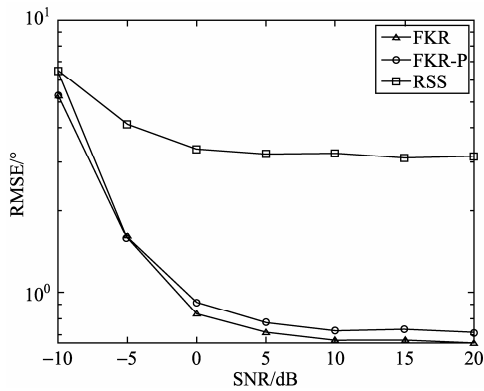


图 4 当 $\sigma_0^2 = 3^\circ$ 时, 3 种算法 DOA 估计均方根误差随信噪比变化曲线

下面研究当声源个数多于传声器个数时, 3 种算法的 DOA 估计性能。假定 5 个不相关宽带声源入射到阵列, 入射角度为 $\theta = [-32^\circ, -18^\circ, 2^\circ, 20^\circ, 35^\circ]$ 。此时, RSS 算法已经失效, 图 5 中只给出了 FKR 算法和 FKR-P 算法的估计均方根误差随信噪比变化曲线。从图中可以看出两种算法的估计误差都随着信噪比的增加而减小。尽管 FKR-P 算法比 FKR 算法的均方根误差要大, 但仍能估计 5 个声源的方向。

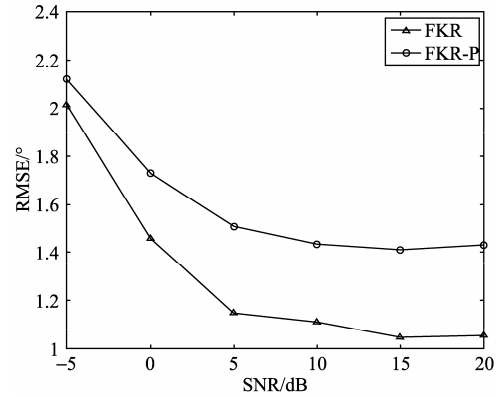


图 5 当声源个数多于传声器个数时 FKR 算法和 FKR-P 算法的 DOA 估计均方根误差随信噪比变化曲线

6.2 实验数据分析

为了测试算法在实际使用中的性能, 设计了半消声室实验。在半消声室中, 使用 SONY SIR-1000i、16 通道数字录音机以 48kHz 采样率进行录音。传声器阵列为 4 个 B&K4189 传声器组成的间距为 0.2m 的均匀线阵。声源为两个普通音箱, 他们同时播放不同的音乐, 音乐信号的频率为 0~20 kHz, 两个声源相对于线阵的入射角分别为 0° 和 10° 。计算时选取 680~1020 Hz, 并等间隔的抽取了 29 个频带, 聚焦频率选为中心频率 850 Hz。

图 6 是 3 种算法的历程图。从图中可以看出 RSS 算法估计误差较大, 而 FKR 和 FKR-P 算法估计结果相近, 大多数时刻两者估计结果重合, 且都比 RSS 算法更接近真实角度。图 7 是图 6 中某个时刻 3 种算法的空间谱图。从图中可以看出 FKR-P 算法的峰值虽没有 FKR 算法尖锐, 但两者的 DOA 估计结果相近, 且不论从峰值尖锐程度还是 DOA 估计偏差上均优于 RSS 算法。

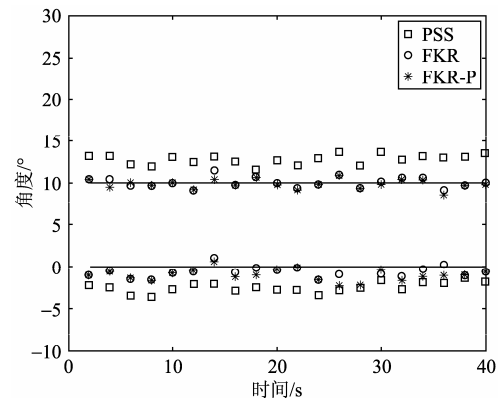


图 6 3 种算法的空间方位历程图

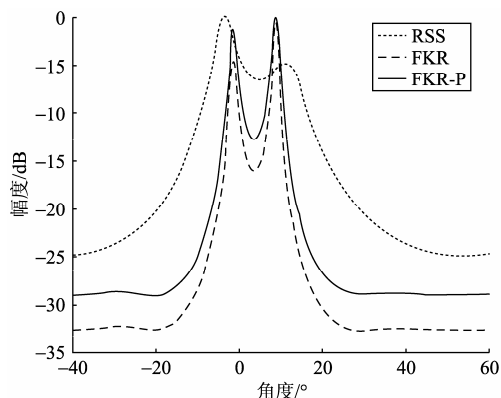


图7 3种算法的空间谱图

图8是当声源个数为4时, FKR和FKR-P算法的空间谱图。4个声源相对于线阵的入射角度分别为 -15° 、 0° 、 20° 和 40° , 其他条件同上。此时RSS算法已经失效, 而FKR和FKR-P算法仍能给出4个声源的波达方向估计, 从图中可以看出, FKR-P算法和FKR算法估计结果相近。

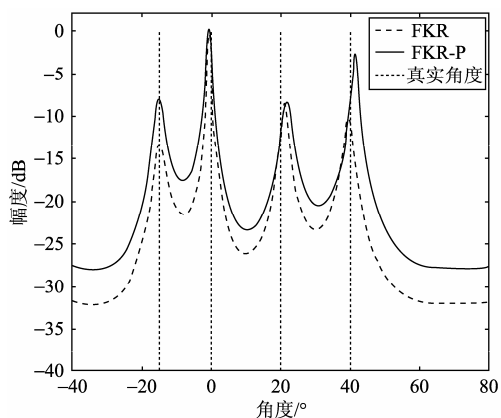


图8 4个声源时FKR和FKR-P 2种算法的空间谱图

7 结论

本文通过引入传播算子的概念对聚焦Khatri-Rao子空间的宽带声源波达方向估计计算

法进行了改进, 降低了该算法的运算量。尽管新算法的DOA估计均方误差略大于该算法, 但仍远小于相干子空间方法。同时它也继承了这一算法的一些优点, 如对预估角的误差容忍度更高以及当声源个数多于传声器个数时仍然适用等。以上结果通过计算机仿真和实际数据进行了验证。

参考文献

- [1] KRIM H, VIBERG M. Two decades of array signal processing research: the parametric approach[J]. IEEE Magazine Signal Process, 1996, 13(4): 67-94.
- [2] CHEN J C, YAO K, HUDSON R E. Source localization and beamforming[J]. IEEE Magazine Signal Process, 2002, 19(2): 30-39.
- [3] WAX M, SHAN T, KAILATH T. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods[J]. IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, 1984, 32(8): 817-827.
- [4] WANG H, KAVEH M. Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wideband sources[J]. IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, 1985, 33(4): 823-831.
- [5] HUNG H, KAVEH M. Focussing matrices for coherent signal-subspace processing[J]. IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process, 1988, 36(8): 1272-1281.
- [6] VALAEE S, KABAL P. Wideband array processing using a two-sided correlation transformation[J]. IEEE Trans. Signal Process, 1995, 43(1): 160-172.
- [7] MA W K, HSIEH T H, CHI C Y. DOA estimation of quasi-stationary signals with less sensors than sources and unknown spatial noise covariance: a Khatri-Rao subspace approach[J]. IEEE Trans. Signal Process, 2010, 58(4): 2168-2180.
- [8] FENG D, BAO M, Ye Z, et al. A novel wideband DOA estimator based on Khatri-Rao subspace approach[J]. Signal Process, 2011, 91(10): 2415-2419.
- [9] MARCOS S, MARSAL A, Benidir M. The propagator method for source bearing estimation[J]. Signal Process, 1995, 42(2): 121-138.
- [10] YOON Y S, KAPLAN L M, MCCLELLAN J H. TOPS: new DOA estimator for wideband signals[J]. IEEE Trans. Signal Process, 2006, 54(6): 1977-1989.