

基于虚拟阵列空间平滑的相干信号 DOA 估计

张 聪¹, 胡谋法², 卢焕章²

(1. 西南电子电信技术研究所, 四川成都 610041; 2. 国防科学技术大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 针对相干共轭循环平稳信号的 DOA 估计问题, 提出了一种基于虚拟阵列前后向空间平滑的方法. 该方法利用特定阵元输出间共轭循环相关函数的多时延采样, 构造出与真实线阵阵元具有一一对应关系的虚拟阵列, 并将空间平滑技术应用于该虚拟阵列实现了相干信号 DOA 估计. 理论分析和仿真结果均表明, 与 FBSS-CCMUSIC 算法和 CCHAM 算法相比, 本文方法避免了最优时延选择问题, 并获得了更高的 DOA 估计精度, 同时, 对信号不同入射方向也具有较好的稳健性. 此外, 该方法也可推广用于具有循环平稳特性的信号.

关键词: 阵列信号处理; 波达方向; 循环平稳; 相干; 空间平滑

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0929-05

Virtual Array-Based Spatial Smoothing Method for Direction Finding of Coherent Signals

ZHANG Cong¹, HU Mou-fa², LU Huan-zhang²

(1. Southeast Research Institute of Electronic and Telecommunication Technology, Chengdu, Sichuan 610041, China;

2. School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: This paper investigates the direction-of-arrival (DOA) estimation of coherent sources with conjugate cyclostationary properties. A virtual array-based forward backward spatial smoothing method is proposed. By properly applying multiple lag conjugate cyclic correlation functions of specified sensor outputs, a virtual array is constructed first. Based on which, the spatial smoothing technique is then introduced to estimate the DOAs of all the signals of interest. Theoretical analysis and experimental results demonstrate that, compared with the FBSS-based Conjugate Cyclic MUSIC and Conjugate Cyclic Hankel Approximation method, the proposed algorithm not only avoids the optimal lag choosing problem, but also achieves better performance in estimation accuracy. Besides, this method is robust against the difference in signal DOAs. In addition, the proposed method can also be applied to the signals with cyclostationary properties.

Key words: array signal processing; direction-of-arrival; cyclostationarity; coherent; spatial smoothing

1 引言

通信、雷达和声纳等系统中的绝大多数人工调制信号都具有循环平稳特性^[1]. 利用信号的这种时域特性进行波达方向(Direction of Arrival; DOA)估计能够获得常规 DOA 估计算法无法达到的性能优势, 如选择性测向能力、较强的干扰(噪声)抑制能力以及突破阵元数限制的多信号处理能力^[1-4]. 然而, 经典的循环平稳 DOA 估计算法(如 Cyclic MUSIC^[2]等)都采用了信号源独立的假设, 不能用于信号相干的场合^[5]. 空间平滑(Spatial Smoothing SS)技术是一种常用的去相干预处理方法^[5,6]. 将空间平滑技术与现有循环平稳 DOA 估计算法相结合可以实现相干循环平稳信号的 DOA 估计^[7,8], 典型的算法如基于空间平滑的 Cyclic MUSIC (SS-CMUSIC). 然而, 现有的这类循环平稳空间平滑方法基本都存在由时延选择导致的稳健性问题^[3]. 文献[9, 10]提出

的线性预测矩阵构造类方法虽然能通过一段时延内循环累积量的多点采样避免时延选择问题, 但是却存在计算量大且在低信噪比环境下 DOA 估计性能较差的缺点.

上述 DOA 估计方法都利用了信号的循环平稳特性, 而许多信号(如二进制相移键控(BPSK)信号等)不仅具有循环平稳性还具有共轭循环平稳性^[1,3], 某些信号甚至仅具有共轭循环平稳特性^[11]. 针对这类信号, 目前的处理方法主要有两种. 一种是对现有算法的扩展应用: 对于大多数窄带循环平稳信号 DOA 估计算法而言, 可通过用共轭循环相关函数替代循环相关函数的方法进行扩展以适用于共轭循环平稳信号的处理^[12]. 然而, 扩展后的算法并不能摆脱原算法本身的缺点, 例如, 基于空间平滑的 Conjugate Cyclic MUSIC 算法仍存在 SS-CMUSIC 算法的最优时延选择问题. 另外一种是针对共轭循环相关矩阵独有特点而提出的算法, 如 Lee 提出的

共轭循环平稳 Hankel 近似算法 (Conjugate Cyclic Hankel Approximation method: CCHAM)^[13]. 该算法根据阵列输出共轭循环相关矩阵具有 Hankel 结构的特点, 构造出具有 Hankel 结构且不存在秩亏损的空间平滑协方差阵, 进而实现了相干共轭循环平稳信号的 DOA 估计. 但是, 该算法也同样存在最优时延选择的问题.

针对相干共轭循环平稳信号 DOA 估计问题, 本文提出了一种基于虚拟阵列前后向空间平滑 (Virtual Array-based Forward Backward Spatial Smoothing: VA-FBSS) 的方法. 该方法首先利用特定阵元输出间多时延采样的共轭循环相关函数, 构造出与真实阵元具有一一对应关系的虚拟阵列, 然后, 将空间平滑方法应用于该虚拟阵列, 获得了秩等于感兴趣信号个数的空间平滑协方差矩阵, 进而在来波信号相干的情况下也能估计出所有感兴趣信号的 DOA. 另外, 该方法不仅适用于共轭循环平稳信号, 对循环平稳信号也同样适用, 文中对此情况进行了讨论.

2 虚拟阵列构造

考虑传感器阵列由 M 个全向天线阵元组成, 各阵元以间距 D 排成线阵. 不失一般性, 假设所有信源与天线阵列都位于同一平面内, 并且空间中共有 K 个远场窄带信源以平面波形式入射. 入射信号中, 只有 K_α 个感兴趣信号 (Signal of Interest: SOI) 在循环频率 α 处具有共轭循环平稳特性, 而其它信号在该循环频率处不具有共轭循环平稳性, 为干扰. 用 $s_k(t)$ 表示参考阵元 (取线阵中第一个阵元) 接收到的第 k 个感兴趣信号, 且其对应入射角度为 θ_k , $k=1, \dots, K_\alpha$. 假设这 K_α 个信号中共有 d 个信号是相干的, 且 $s_k(t) = \beta_k s_1(t)$ ($k=1, \dots, d$), 其中 β_k ($\beta_k \neq 0$ 且 $\beta_1 = 1$) 为 $s_k(t)$ 相对于 $s_1(t)$ 的复衰减系数. 同时, $s_1(t), s_{d+1}(t), \dots, s_{K_\alpha}(t)$ 之间互不共轭循环相关.

第 i 个阵元输出信号可表示为

$$x_i(t) = \sum_{k=1}^{K_\alpha} s_k(t + (i-1)\tau_{Dk}) + n_i(t), \quad i=1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中, $\tau_{Dk} = D \sin(\theta_k) / c$, c 为光速; $n_i(t)$ 包含第 i 个阵元接收到的干扰和输出噪声. $n_i(t)$ 在 α 处不具有共轭循环平稳特性, 并且与感兴趣信号互不共轭循环相关.

根据式(1)中的阵元输出信号模型, 可得 $x_p(t)$ 与 $x_1(t)$ ($p=1, 2, \dots, M$) 的共轭循环互相关 $R_{x_p x_1}^\alpha(\tau)$ 为^[3]

$$\begin{aligned} R_{x_p x_1}^\alpha(\tau) &= \langle x_p(t + \tau/2) x_1(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha\tau} \rangle_t \\ &= \langle \sum_{k=1}^{K_\alpha} s_k(t + \tau/2 + (p-1)\tau_{Dk}) \cdot \sum_{l=1}^{K_\alpha} s_l(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha\tau} \rangle_t \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)中, $\langle \cdot \rangle_t = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cdot dt$, 而且因为干扰和噪声在 α 处不具有共轭循环平稳性, 且与感兴趣信号互不共轭循环相关, 所以上式中不含 $n_i(t)$ 项. 又依据 $s_1(t), s_{d+1}(t), \dots, s_{K_\alpha}(t)$ 之间互不共轭循环相关的假设, 可将式(2)化简为

$$\begin{aligned} R_{x_p x_1}^\alpha(\tau) &= \sum_{k=1}^d \sum_{l=1}^d \beta_l \beta_k \langle s_1(t + \frac{\tau}{2} + (p-1)\tau_{Dk}) \cdot s_1(t - \tau/2) \cdot e^{-j2\pi\alpha\tau} \rangle_t \\ &\quad + \sum_{k=d+1}^{K_\alpha} \langle s_k(t + \tau/2 + (p-1)\tau_{Dk}) \cdot s_k(t - \tau/2) \cdot e^{-j2\pi\alpha\tau} \rangle_t \end{aligned} \quad (3)$$

记 $\gamma = \sum_{l=1}^d \beta_l$, 则上式可再简化为

$$\begin{aligned} R_{x_p x_1}^\alpha(\tau) &= \sum_{k=1}^d \gamma \beta_k R_{s_1 s_1}^\alpha(\tau + (p-1)\tau_{Dk}) e^{j\pi\alpha(p-1)\tau_{Dk}} \\ &\quad + \sum_{k=d+1}^{K_\alpha} R_{s_k s_k}^\alpha(\tau + (p-1)\tau_{Dk}) e^{j\pi\alpha(p-1)\tau_{Dk}} \end{aligned} \quad (4)$$

而 $R_{s_p s_k}^\alpha(\tau + (p-1)\tau_{Dk})$ 又可以表示为

$$\begin{aligned} R_{s_p s_k}^\alpha(\tau + (p-1)\tau_{Dk}) &= \langle s_k(t + \tau/2 + (p-1)\tau_{Dk}/2) \cdot s_k(t - \tau/2 - (p-1)\tau_{Dk}/2) e^{-j2\pi\alpha\tau} \rangle_t \end{aligned} \quad (5)$$

此处考虑远场窄带信号的假设, 采用近似

$$s_k(t \pm (p-1)\tau_{Dk}/2) \approx s_k(t) e^{\pm j2\pi f_0(p-1)\tau_{Dk}/2} \quad (6)$$

其中, f_0 为信号载频. 则不难得到

$$R_{s_p s_k}^\alpha(\tau + (p-1)\tau_{Dk}) \approx R_{s_p s_k}^\alpha(\tau) \quad (7)$$

此时, 式(4)可近似表示为

$$\begin{aligned} R_{x_p x_1}^\alpha(\tau) &\approx \sum_{k=1}^d \gamma \beta_k R_{s_1 s_1}^\alpha(\tau) e^{j\pi\alpha(p-1)\tau_{Dk}} \\ &\quad + \sum_{k=d+1}^{K_\alpha} R_{s_k s_k}^\alpha(\tau) e^{j\pi\alpha(p-1)\tau_{Dk}} \end{aligned} \quad (8)$$

将所有 $R_{x_p x_1}^\alpha(\tau)$ 构成如下矢量

$$\mathbf{R}_{X_{x_1}}^\alpha(\tau) = [R_{x_1 x_1}^\alpha(\tau), R_{x_2 x_1}^\alpha(\tau), \dots, R_{x_M x_1}^\alpha(\tau)]^T \quad (9)$$

其中, $[\cdot]^T$ 为转置运算. 再结合式(8)可得

$$\mathbf{R}_{X_{x_1}}^\alpha(\tau) = \mathbf{A} \mathbf{R}_S^\alpha(\tau) \quad (10)$$

其中, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_{K_\alpha}]$,

$$\mathbf{a}_k = [1, \dots, e^{j\pi\alpha(M-1)\tau_{Dk}}]^T, \quad k=1, \dots, K_\alpha;$$

$$\mathbf{R}_S^\alpha(\tau) = [\gamma \beta_1 R_{s_1 s_1}^\alpha(\tau), \dots, \gamma \beta_d R_{s_1 s_1}^\alpha(\tau),$$

$$R_{s_{d+1} s_{d+1}}^\alpha(\tau), \dots, R_{s_{K_\alpha} s_{K_\alpha}}^\alpha(\tau)]^T.$$

对 $\mathbf{R}_{X_{x_1}}^\alpha(\tau)$ 以等间隔 T_s 采样, 构造 $M \times W$ 维伪数据矩阵

$$\mathbf{X}^\alpha = [\mathbf{R}_{X_{x_1}}^\alpha(0), \mathbf{R}_{X_{x_1}}^\alpha(T_s), \dots, \mathbf{R}_{X_{x_1}}^\alpha((W-1)T_s)] \quad (11)$$

其中, W 为伪快拍数, 且 W 的选取应满足^[3]: $\tau < WT$, 时, $R_{x_p x_1}^{\alpha}(\tau)$ 非零且变化明显. 此时, 由式(10)可得

$$\mathbf{X}^{\alpha} = \mathbf{A}\mathbf{S}^{\alpha} \quad (12)$$

其中, $\mathbf{S}^{\alpha} = [\mathbf{R}_S^{\alpha}(0), \mathbf{R}_S^{\alpha}(T_s), \dots, \mathbf{R}_S^{\alpha}((W-1)T_s)]$. 不难发现, 式(12)与直接进行窄带信号近似所得的阵列输出矢量 $\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N}_{oise}$ 具有相似的形式^[2], 只不过 \mathbf{X}^{α} 中不含噪声项 \mathbf{N}_{oise} , 且 \mathbf{A} 中的载频不同. 因此, 可以将 \mathbf{X}^{α} 看作为 M 元虚拟阵列的阵列输出矢量.

虚拟阵列输出 \mathbf{X}^{α} 的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_X^{\alpha} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{SS}^{\alpha}\mathbf{A}^H \quad (13)$$

其中, \mathbf{R}_{SS} 为 \mathbf{S}^{α} 的协方差矩阵. 假设 $R_{s_k s_k}^{\alpha}(\tau)$ ($k=1, d+1, \dots, K_{\alpha}$) 之间不相干, 则 \mathbf{R}_{SS} 的秩为 $K_{\alpha} - d + 1$. 那么, 由式(13)可知, \mathbf{R}_X^{α} 的秩为 $K_{\alpha} - d + 1$, 小于感兴趣信号个数, 因此是秩亏损的. 针对这种情况, 下一节将提出一种协方差矩阵秩恢复的有效方法.

3 基于虚拟阵列前后向空间平滑的算法

基于前一节构造出的虚拟阵列, 本节引入空间平滑解相干技术, 提出一种基于虚拟阵列前后向空间平滑的相干信号 DOA 估计算法.

为简单起见, 这里先考虑感兴趣信号全都相干, 即 $K_{\alpha} = d$ 的情况. 假设传感器阵列为 N 元均匀线阵, 那么利用第 2 节中的虚拟阵列构造方法将能获得一个 N 元虚拟线阵.

将 N 元虚拟线阵划分成 L ($L = N - M + 1$) 个 M 元前向平滑子阵, 其中第 l 个子阵阵列输出矢量为 $[\mathbf{R}_{x_p x_1}^{\alpha}(\tau), \mathbf{R}_{x_{l+1} x_1}^{\alpha}(\tau), \dots, \mathbf{R}_{x_{l+M-1} x_1}^{\alpha}(\tau)]^T$. 则由式(10)可得第 l 个子阵阵列输出为

$$\mathbf{X}^{(l)\alpha} = \mathbf{A}\mathbf{D}^{(l-1)}\tilde{\mathbf{S}}^{\alpha} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{D} = \text{diag}\{e^{j\pi\alpha d}, \dots, e^{j\pi\alpha d}\}$, \mathbf{D}^l 为 $d \times d$ 维对角阵 \mathbf{D} 的 l 次方; 且 $\tilde{\mathbf{S}}^{\alpha} = \gamma\boldsymbol{\beta}[\mathbf{R}_{s_1 s_1}^{\alpha}(0), \dots, \mathbf{R}_{s_1 s_1}^{\alpha}((W-1)T_s)]$, $\boldsymbol{\beta} = [\beta_1, \dots, \beta_d]^T$. $\mathbf{X}^{(l)\alpha}$ 的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_X^{(l)\alpha} = \mathbf{A}\mathbf{D}^{(l-1)}\tilde{\mathbf{R}}_{SS}\mathbf{D}^{(1-l)}\mathbf{A}^H \quad (15)$$

其中, $\tilde{\mathbf{R}}_{SS}$ 为 $\tilde{\mathbf{S}}^{\alpha}$ 的协方差矩阵.

将由 L 个子阵获得的 $\mathbf{R}_X^{(l)\alpha}$ 求平均, 构造 $M \times M$ 维前向空间平滑协方差矩阵 \mathbf{R}^f 如下

$$\mathbf{R}^f = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{R}_X^{(l)\alpha} = \mathbf{A} \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{D}^{(l-1)} \tilde{\mathbf{R}}_{SS} \mathbf{D}^{(1-l)} \right) \mathbf{A}^H \quad (16)$$

考虑到前后向空间平滑协方差矩阵具有如下形式^[6]

$$\mathbf{R}^b = (\mathbf{R}^f + \mathbf{J}(\mathbf{R}^f)^* \mathbf{J}) / 2 = \mathbf{A}\bar{\mathbf{S}}\mathbf{A}^H \quad (17)$$

其中, $\bar{\mathbf{S}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{D}^{(l-1)} (\tilde{\mathbf{R}}_{SS} + \mathbf{D}^{(1-N)} \tilde{\mathbf{R}}_{SS}^* \mathbf{D}^{(N-1)}) \mathbf{D}^{(1-l)}$; \mathbf{J} 为反对角矩阵, 且反对角元素全为 1. 因此, 利用与文献[6]类似的推导过程可得到以下结论: 只要平

滑子阵数目 $L \geq d/2$, $\bar{\mathbf{S}}$ 就是非奇异的, 从而有 \mathbf{R}^b 的秩等于感兴趣信号个数 d . 另外, 由于子空间方法在估计信号来波方向时要求子阵阵元数大于信号个数, 因此只要满足 $M > d$ 且 $L \geq d/2$, 即可通过对 \mathbf{R}^b 的奇异值分解以及谱峰搜索等处理步骤估计出所有信号的 DOA. 也就是说, 当存在 d 个感兴趣相干信号时, 本文方法所需阵阵元数应不少于 $\lceil 3d/2 \rceil$, 其中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整. 对于更一般的情况 ($K_{\alpha} > d$) 则要求 $2L \geq d$ 且 $M > K_{\alpha}$, 详细推导过程可参见文献[6].

将 VA-FBSS 算法实现步骤总结如下:

Step 1 设置平滑子阵阵元数 M 和子阵个数 L , 并满足 $M > K_{\alpha}$ 且 $2L \geq d$, 其中 $L = N - M + 1$.

Step 2 计算阵元输出共轭循环相关函数 $R_{x_p x_1}^{\alpha}(\tau)$, $\tau = 0, T_s, \dots, (W-1)T_s$, $p = 1, \dots, N$;

Step 3 计算 L 个 $\mathbf{R}_X^{(l)\alpha}$ ($l = 1, \dots, L$), 并根据式(16)构造前向空间平滑协方差矩阵 \mathbf{R}^f ;

Step 4 根据式(17)构造前后向空间平滑协方差矩阵 \mathbf{R}^b ;

Step 5 对 \mathbf{R}^b 奇异值分解, 并采用谱峰搜索的方法估计信号 DOA.

VA-FBSS 方法也可以推广用于具有循环平稳特性的信号. 需要注意的是, 针对具有循环平稳特性的信号, 通过阵元输出循环相关函数构造出的虚拟阵列导向矢量变为

$$\tilde{\mathbf{a}}_k = [1, e^{j2\pi(f_0 + \alpha/2)\tau_{dk}}, \dots, e^{j2\pi(f_0 + \alpha/2)(M-1)\tau_{dk}}]^T$$

与式(10)中的虚拟导向矢量 \mathbf{a}_k 在中心频率上有所区别.

4 仿真实验及结果分析

本节通过 3 组仿真实验对 VA-FBSS 算法的 DOA 估计性能进行验证, 并与基于前后向空间平滑的 CCMUSIC (FBSS-CCMUSIC) 算法以及 CCHAM 算法进行比较. 传感器阵列为 8 元均匀线阵. 采样率 $F_s = 24\text{MHz}$ ($F_s = \frac{1}{T_s}$), 采样点数为 4096, 阵列噪声为高斯白噪声. 采用 BPSK 信号作为感兴趣信号, 它在 $\alpha = 2f_0 + kf_b$ 处具有二阶共轭循环平稳性, 其中 f_0 为信号载频, f_b 为波特率, k 取任意整数, 且实验中 $f_0 = 20\text{MHz}$, $f_b = 0.5\text{Mbaud/s}$.

实验 1 算法稳健性比较

设定有 3 个相干的感兴趣信号分别以 -20° 、 0° 和 20° 入射. $\text{SNR} = 10\text{dB}$. 采用 FBSS-CCMUSIC、CCHAM 和 VA-FBSS 三种算法进行 DOA 估计. 循环频率取为 $2f_0 + f_b$. 为了验证 FBSS-CCMUSIC 和 CCHAM 算法的估计性能对时延 τ 的依赖性, 实验中分别采用了 $\tau = 24T_s$ 和 $\tau = 0$ 的两种不同时延值, 其中 $\tau = 24T_s$ 为此循环频率下的

最优时延取值. VA-FBSS 算法的伪采样点数 W 分别取为 50 和 20. 图 1 给出了两组不同参数取值下各算法进行 100 次 Monte Carlo 仿真得到空间谱的平均. 由图 1 可以看出, FBSS-CCMUSIC 和 CCHAM 算法在 τ 取最优时延值 $24T_s$ 时能够正确估计出所有感兴趣信号的 DOA, 但是在 $\tau = 0$ 时, 算法性能严重下降, 甚至失效. 而 VA-FBSS 算法在伪采样点数 W 的不同取值下均获得了较好的 DOA 估计性能. 此实验结果说明, FBSS-CCMUSIC 和 CCHAM 算法的性能严重依赖于时延 τ 的选取, 而 VA-FBSS 算法则避免了该问题, 能够获得较稳定的参数估计性能.

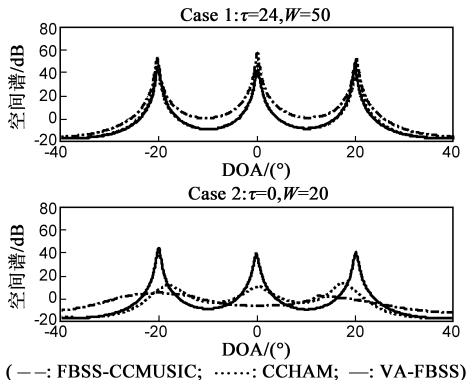


图1 3个相干信号同时入射的空间谱

实验 2 信号从不同角度入射时算法的 DOA 估计性能比较

设定只有一个感兴趣信号入射. 循环频率 $\alpha = 2f_0 + f_b$, 伪快拍数 W 为 50, 时延 τ 取为最优值 $24T_s$. $SNR = 5\text{dB}$. Monte Carlo 仿真次数为 200. 图 2 给出了入射角度从 -60° 到 60° 变化时, 各算法 DOA 估计结果的误差均值. 由图 2 可以看出, FBSS-CCMUSIC 和 CCHAM 算法估计结果的误差均值较为接近, 并且都随着入射角度远离 0° 而显著增加, 但 VA-FBSS 算法估计结果的误差均值几乎不变, 都接近于 0. 该实验结果表明, 相对于 FBSS-CCMUSIC 和 CCHAM 两种算法而言, VA-FBSS 算法对信号不同入射方向的估计性能具有更好的稳健性.

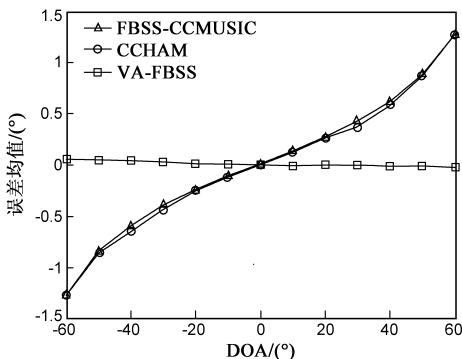


图2 不同入射角度的DOA估计误差均值

实验 3 不同信噪比下算法 DOA 估计精度比较

考虑空间中仅有一个感兴趣信号以 15° 入射. SNR 由 0dB 变化至 20dB , 其余仿真参数同实验 2. 图 3 给出了各算法角度估计的均方根误差 (RMSE) 随 SNR 变化的曲线. 由该仿真结果可以看出, 随着 SNR 的增加, VA-FBSS 算法 DOA 估计结果的 RMSE 显著降低, 并且明显低于 FBSS-CCMUSIC 算法和 CCHAM 算法, 这说明 VA-FBSS 算法具有更高的 DOA 估计精度.

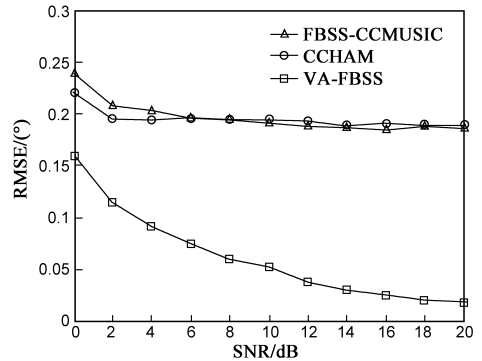


图3 RMSE随SNR变化的曲线

由以上 3 组实验可知, 与 FBSS-CCMUSIC 和 CCHAM 算法相比, VA-FBSS 算法不仅避免了最优时延选择问题, 并且获得了更高的估计精度, 同时, 对不同入射方向的来波信号也具有较好的稳健性. 因此, VA-FBSS 算法的 DOA 估计性能更优.

5 结束语

本文提出了一种基于虚拟阵列前后向空间平滑的 DOA 估计方法. 该方法利用了信号的时域共轭循环平稳特性, 因而继承了一般循环平稳类算法所具有的选择性测向能力以及较强的杂波 (干扰) 抑制等能力. 同时, 该方法通过多时延采样避免了最优时延选择问题, 对具有不同循环平稳特性的信号以及多信号具有更好的适应性. 另外, 与 FBSS-CCMUSIC 和 CCHAM 算法相比, 本文方法不仅具有更高的 DOA 估计精度, 而且对信号的不同入射方向也具有较好的稳健性. 因此, 在强杂波干扰及来波信号之间相干的情况下, VA-FBSS 算法具有更好的应用价值和前景.

参考文献:

- [1] W A Gardner, A Napolitano, L Paura. Cyclostationarity: half a century of research[J]. Signal Processing, 2006, 86(4): 639 - 697.
- [2] S V Schell, R A Calabreta, W A Gardner. Cyclic MUSIC algorithms for signal-selective DOA estimation[A]. Proceedings of International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP) [C]. Glasgow, UK, 1989, vol 4, 2278 - 2281.

- [3] G H Xu, T Kailath. Direction of arrival estimation via exploitation of cyclostationarity—a combination of temporal and spatial processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7):1775 – 1786.
- [4] Huiqin Yan, H Howard Fan. Improved cyclic and conjugate cyclic MUSIC[A]. Proceedings of Sensor Array and Multi-channel Signal Processing Workshop[C]. IEEE Press, 2004. 289 – 293.
- [5] T Shan, M W, T K. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1985, 33(4): 806 – 811.
- [6] S Unnikrishna Pillai, B H K. Forward/backward spatial smoothing techniques for coherent signal identification[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1989, 37(1):8 – 15.
- [7] Z Liu, J Wang. Unitary cyclic DOA algorithms for coherent cyclostationary signals[J]. International Journal of Information and System Sciences, 2005, 1(1):23 – 28.
- [8] Jiang Hong, S W, H L. Multipath direction finding in both multiplicative noise and additive noise environments via exploitation of cyclostationarity[A]. Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on Emerging Technologies; Frontiers of Mobile and Wireless Communication[C]. IEEE Press, 2004, Vol 2:765 – 768.
- [9] Jingmin Xin, Akira Sano. Linear prediction approach to direction estimation of cyclostationary signals in multipath environment[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(4):710 – 720.
- [10] Jingmin Xin, Akira Sano. Directions-of-arrival estimation of cyclostationary signals in multipath propagation environment [A]. Proceedings of the 11th IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal Processing[C]. IEEE Press, 2001. 524 – 527.
- [11] G Gelli, L Izzo. Minimum-redundancy linear arrays for cyclostationarity-based source location [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(10):2605 – 2608.
- [12] Hui C, Yongliang W, Buhong W. The pre-processing method based on signal conjugate cyclostationary[A]. Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium[C]. IEEE Press, 2003, 3:280 – 283.
- [13] Yung-Ting Lee, Ju-Hong Lee. Direction-finding methods for cyclostationary signals in the presence of coherent sources [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2001, 49(12):1821 – 1826.

作者简介:



张 聪 女, 1980 年 8 月出生于黑龙江哈尔滨. 博士, 工程师, 主要从事阵列信号处理及空间谱估计的有关研究.

E-mail: dacydacy@163.com



卢焕章 男, 教授、博士生导师. 1963 年 11 月出生于湖南桃源. 主要从事自动目标识别、雷达信号处理、空间谱估计等方面的研究工作.