中国科学: 信息科学 2016 年 第 46 卷 第 7 期: 899–912
SCIENTIA SINICA Informationis

《中国科学》杂志社
SCIENCE CHINA PRESS

论 文

基于空域信道跳变抗干扰 DOA 估计方法

郭素霞[1], 李翔宇[1], 金梁[1]*, 刘璐[1], 季新生[1][2]

① 国家数字交换系统工程技术研究中心, 郑州 450002
② 东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096
* 通信作者. E-mail: liangjin@263.net

收稿日期: 2015–11–11; 接受日期: 2015–12–28; 网络出版日期: 2016–06–20
国家自然科学基金 (批准号: 61471396, 61501516, 61521003)、国家高技术研究发展计划 (863 计划) (批准号: 2014AA01A704)、军内科研项目 (批准号: 20140128) 和东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助课题 (课题编号: 2013D09) 资助项目

摘要 针对信源与干扰来波方向接近时, 传统子空间估计方法 “秩亏” 导致 DOA 失效的问题, 通过引入可控的人工跳空信道及跳空图案, 使信源在一个码元周期内的等效空域信道动态变化, 以加大信源和干扰的信道特征差异, 从而有效规避干扰的影响, 解决了信源和干扰 DOA 估计的分辨问题. 由于 N 次跳变可等效地在空域衍生出 N 对虚拟阵列, 因此可成倍扩展虚拟阵列数及子空间维度, 提高了 DOA 估计的分辨性能. 仿真结果验证了该算法的有效性.

关键词 抗干扰 DOA 估计 空域跳变 跳空图案 虚拟阵列

1 引言

无线信号由于其信道的开放性和信号的叠加性极易受到自然和人为的干扰 [1], 而抗干扰性能是无线通信系统的一个重要指标. 民用上, 未来 5G 移动通信系统 [2] 中, 由于用户密集度越来越高, 其来波方向 (direction of arrival, 简称 DOA) 越来越接近, 他们之间互干扰也会越来越突出. 军事上, 敌对干扰源不仅可在时域、频域上对信源实施干扰, 还可能在空域的角度上对准信源实施干扰. 因此, 当信源和干扰的来波方向在空间上逐渐接近时, DOA 估计分辨率的问题变得突出.

特征空间法是最经典和最常用的超分辨 DOA 估计方法, 其中有代表性的是由 Schmidt 等提出的 MUSIC 方法 [3,4] 和 Paulraj 等提出的 ESPRIT 方法 [5,6] 以及后来国内学者殷勤业等提出的 DOA 矩阵法 [7,8]. 该类方法充分利用了空域角谱特征, 突破了传统的 Rayleigh 限, 表现出良好的分辨力. 但当信源来波方向附近有干扰时, 该类方法的性能严重下降. 剖析其原因: 对于远场直达径传播模型, 信源和干扰入射角越接近, 两者空域信道越相似; 从空间谱角度看, 入射角越接近, 两者的空间角度谱越相似, 导致空域信道矩阵出现病态, 经典 DOA 方法失效 (“秩亏”—— 从数学的表象反映了上述物理本质).

为解决该问题, 许多学者通过各种信号处理手段提高 DOA 分辨力, 虚拟阵列扩展 [9~13] 和对角线加载 [14] 是其中两类具有代表性的方法. 文献 [9] 通过时空联合处理的阵列扩展方法, 构造了具有对称

引用格式: 郭素霞, 李翔宇, 金梁, 等. 基于空域信道跳变抗干扰 DOA 估计方法. 中国科学: 信息科学, 2016, 46: 899–912, doi: 10.1360/N112015-00272

结构的虚拟阵列, 扩展了阵列的等效阵列孔径, 使得估计性能都大大提高. 但该方法受限于特定的阵列结构, 其扩展阵列的虚拟阵元也受实际阵元约束. 有学者发现阵列处理中四阶累积量由于对 Gauss 过程的不敏感性和阵元合成功能, 应用于空间谱估计能提高测向精度. 文献 [10] 提出一种 MUSIC-like 方法, 利用阵列输出的全部四阶累积量代替协方差矩阵进行方向估计, 由于四阶累积量在物理意义上相当于扩展了阵列, 因此提高了估计精度. 文献 [11] 对四阶方法深入分析, 推导出一种基于四阶累积量的阵列扩展方法, 研究了其虚拟阵的结构. 但该方法需满足四阶累积量不相干的约束条件, 否则估计性能严重下降. 文献 [12] 提出了一种与 MUSIC-like 方法类似的阵列扩展方法, 通过对阵列输出的四阶累积量重新排序, 得到与文献 [11] 不同的扩展方法. 以上四阶累积量方法均可扩大阵列口径, 增加虚拟阵元数, 但因扩展受到阵列结构的约束, 对分辨力提高有限. 文献 [13] 根据空域稀疏性提出了一种 MIMO 嵌套阵形设计方法, 有效扩展了嵌套阵的自由度, 有效解决了空间间隔较近目标的 DOA 估计, 但该方法构造嵌套阵阵元总数最多只能为收发天线之积, 且最优阵形配置通常不存在. 对角加载技术 [14] 由 Calson 于 1988 年提出, 通过对协方差矩阵进行对角加载来减少特征值的散布程度, 合适的加载电平可以有效降低自适应波束副瓣高度, 达到抑制干扰的目的, 若加载电平不合适, 不仅不能控制副瓣高度, 还会影响干扰的抑制能力. 为了确定加载电平, 许多学者提出了很多方法 [15~17], 但目前为止对加载电平的设置还没有统一的指导框架.

现有文献均将信源和干扰视为同等地位, 虽然可通过各种处理手段提高信源 DOA 分辨力, 但代价很大且改善效果有限. 考虑到信源一般有先验知识可利用, 本文从空域信道的角度出发, 通过跳空的方式提升信源和干扰的信道差异, 解决干扰环境下信源 DOA 估计精度问题. 殷勤业等 [18,19] 将跳空的思想应用于物理层安全, 解决了信息传输的安全保密问题. 该思想同样可以引入到抗干扰方面. 考虑到很多场合信源信号是配合的, 我们可以通过 "跳空图案" 在空域信道上叠加人工信道, 使之与干扰的空域信道不再相似. 跳空图案可以作为先验知识区分信号和干扰, 这和跳频抗干扰有非常类似之处, 都是通过跳信道来区别干扰和信号; 不同之处在于, 跳变的信道资源不一样, 跳频跳的是频域信道资源, 而跳空跳的是空域信道资源.

为简化并不失一般性, 本文以均匀线阵为模型, 空域跳变后结合子空间方法加以阐述, 小节安排如下: 先假设单信源单干扰每码元跳变 1 次详细阐述, 然后推广至多源多干扰多跳的情况. 从推导过程中看出, 本方法可推广到其他阵列流形以及 DOA 估计方法, 具有较好的普适性. 文中用到的符号和算子说明如下: $[\ ]^{\mathrm{T}}$ 表示矩阵或向量转置; $[\ ]^{\mathrm{H}}$ 表示矩阵共轭转置; $\mathrm{E}[\cdot]$ 表示取期望.

2 信号模型与特征空间法

2.1 信号模型

考虑空间 N 个阵元构成的均匀线性阵列, 阵列间距为 d, 阵元各向同性. 远场有一个辐射源 $s_s(t)$, 以平面波入射其波达方向为 θ_s, 另有一远场干扰源 $s_j(t)$, 同样以平面波入射波达方向 θ_j. θ_s,θ_j 是以线阵轴法线为参考的入射角度, 且 $s_s(t)$ 和 $s_j(t)$ 均为载波为 ω_0 的非相关窄带信号, 如图 1 所示.

设 $s_s(t)$ 和 $s_j(t)$ 到阵元 n 的空域信道分别表示为 h_{sn}, h_{jn}, 用 $\boldsymbol{r}(t)$ 表示 t 时刻阵列快拍接收数

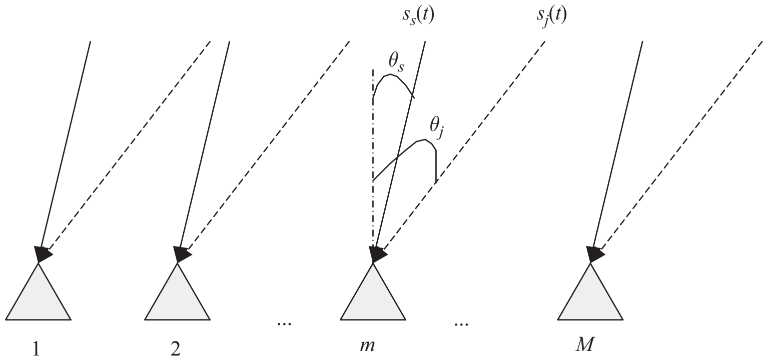


图 1 相近入射角下远场均匀线阵 DOA 估计示意图

Figure 1 The far field ULA DOA estimation schematic with incident angle

据, 则

$$\boldsymbol{r}(t)=\begin{bmatrix} r_1(t)\\ r_2(t)\\ \vdots\\ r_N(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} h_{s1} & h_{j1}\\ h_{s2} & h_{j2}\\ \vdots & \vdots\\ h_{sN} & h_{jN}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} s_s(t)\\ s_j(t)\end{bmatrix}+\begin{bmatrix} n_1(t)\\ n_2(t)\\ \vdots\\ n_N(t)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} h_s & h_j\end{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)+\boldsymbol{n}(t)=\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}(t)+\boldsymbol{n}(t), \tag{2.1}$$

其中 $\boldsymbol{r}(t)=[\,r_1(t)\ r_2(t)\ \cdots\ r_N(t)\,]^{\mathrm{T}}$ 是阵列天线 $N\times 1$ 维接收数据矢; $\boldsymbol{s}(t)=[\,s_s(t)\ s_j(t)\,]^{\mathrm{T}}$ 为信号源和干扰源的输出信号; $\boldsymbol{n}(t)=[\,n_1(t)\ n_2(t)\ \cdots\ n_N(t)\,]^{\mathrm{T}}$ 表示 $N\times 1$ 维接收阵元噪声矢量, 阵列噪声假定为时域和空域均独立的 Gauss 白噪声, $n_i(t)$ $(i=1,2,\ldots,N)$ 的均值为 0, 方差为 σ^2.

信源和干扰的空域信道分别为

$$\boldsymbol{h}_s=\boldsymbol{h}(\theta_s)=\begin{bmatrix} h_{s1} & h_{s2} & \cdots & h_{sN}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \tag{2.2}$$

$$\boldsymbol{h}_j=\boldsymbol{h}(\theta_j)=\begin{bmatrix} h_{j1} & h_{j2} & \cdots & h_{jN}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}. \tag{2.3}$$

$\boldsymbol{H}(\theta)=[\,\boldsymbol{h}_s\ \boldsymbol{h}_j\,]=[\,\boldsymbol{h}(\theta_s)\ \boldsymbol{h}(\theta_j)\,]$ 为 $N\times 2$ 维的空域信道矩阵. 在图 1 模型下, 不考虑信道衰落复系数, 信源和干扰的空域信道形式相同, 以第一个阵元为参考阵元, 空域信道矢量用 $\boldsymbol{h}(\theta)$ 表示,

$$\boldsymbol{h}(\theta)=\begin{bmatrix} 1 & \cdots & \exp(-\mathrm{j}\theta_n) & \cdots & \exp(-\mathrm{j}\theta_N)\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \tag{2.4}$$

其中 $\theta_n=\frac{(n-1)2\pi d\sin\theta}{\lambda}$, θ 为入射角, d 为两阵元间距, λ 为信号波长, $\mathrm{j}=\sqrt{-1}$, 若选择不同的阵列模型, 则 $\boldsymbol{h}(\theta)$ 的表达式不同.

2.2 特征空间法

窄带远场接收信号 $\boldsymbol{r}(t)$ 的表达式可以写成

$$\boldsymbol{r}(t)=\boldsymbol{H}\boldsymbol{s}(t)+\boldsymbol{n}(t). \tag{2.5}$$

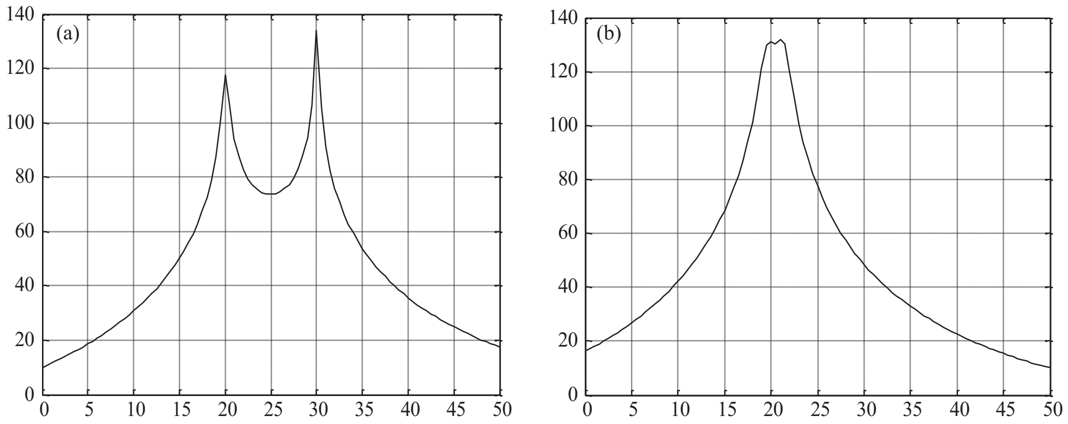


图 2　特征空间方法角度兼并现象

Figure 2　Angle merger phenomenon of subspace method. (a) Source's incident angle of 20°, 30° of jammer; (b) source's incident angle of 20°, 22° of jammer

设阵列接收数据协方差矩阵为 $\boldsymbol{R}$, 则

$$\boldsymbol{R}=\mathrm{E}[\boldsymbol{r}(t)\boldsymbol{r}(t)^{\mathrm{H}}]=\boldsymbol{H}\mathrm{E}[\boldsymbol{s}(t)\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{H}}]\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}+\sigma^2\boldsymbol{I}_N=\boldsymbol{H}\boldsymbol{R}_s\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}+\sigma^2\boldsymbol{I}_N, \tag{2.6}$$

其中 $\boldsymbol{R}_s$ 是 $s_s(t)$ 和 $s_j(t)$ 的自相关矩阵, $\boldsymbol{H}\boldsymbol{R}_s\boldsymbol{H}^{\mathrm{H}}$ 是信号和干扰对应的阵列接收数据协方差矩阵, $\sigma^2\boldsymbol{I}_N$ 为复 Gauss 白噪声协方差矩阵. 对协方差矩阵 $\boldsymbol{R}$ 进行特征空间分解, 构造其空间谱, 实现对信源和干扰的 DOA 估计.

从式 (2) 和 (3) 可以看出, 当 $\theta_s\neq\theta_j$ 时信道矩阵 $\boldsymbol{H}(\theta)$ 列满秩, 其值域构成了 M 维观测空间, 而 $\boldsymbol{h}(\theta_s)$, $\boldsymbol{h}(\theta_j)$ 构成了该子空间的一组非正交基. 当干扰和信源来波方向逐渐接近时, 两者的空域信道也逐步接近, 即空域特征矢量相似度增加, 即当 $|\theta_s-\theta_j|<\varepsilon$, ε 很小时, 有

$$h_{s1}/h_{j1}\approx h_{s2}/h_{j2}\approx\cdots\approx h_{sN}/h_{jN}, \tag{2.7}$$

此时空域信道矩阵出现病态, $\boldsymbol{H}$ 的两个特征值中 λ_1 很大, 而 $\lambda_2\to 0$, $\mathrm{rank}(\boldsymbol{H})\to 1$, 信号和干扰的谱峰出现混叠, 信源和干扰的 DOA 无法区分开来, 这一现象称之为 “角度兼并” 现象, 如图 2 所示, 当干扰从 30° 接近到 22° 时空间谱逐步变为不可分.

显然, 常规特征空间 DOA 方法存在以下两个主要问题: (1) 当两源角度趋向一致时, 阵列空域特征相似度增加, 导致空域信道矩阵出现秩亏, DOA 估计时出现角度兼并现象; (2) 因多源空域信道具有相同的表达式形式, 导致各源与其角度估计值之间存在配对模糊问题.

3　基于空域信道跳变 DOA 估计算法

3.1　基本原理

从第 2 节可知, 传统特征空间 DOA 法的问题根源在于: 信源和干扰入射角相近时, 空域特征趋于一致, 而特征空间法本质上是从空域特征来分辨信号的, 所以方法失效. 在很多场合下期望信号是配合信号, 因此可以叠加一个动态变化的等效人工信道使其空域特征与干扰不一致.

当信源和干扰入射角相近时, 它们的自然空域信道数学表达式见式 (2.2) 和 (2.3), 其空域特征相似, 现在信源的自然信道上叠加一个人工信道, 即乘以复系数 ω 后空域信道变为 $\omega\boldsymbol{h}(\theta_s)$,

$$\omega\boldsymbol{h}(\theta_s)=\begin{bmatrix}\omega h_{s1} & \omega h_{s2} & \cdots & \omega h_{sN}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}. \tag{3.1}$$

由式 (2.7) 和 (3.1) 可知仅仅静态叠加无法改善其相似度, 在一个码元周期内人工信道必须动态变化, 使其叠加后的空域信道也是动态变化的, 才能区别于干扰的空域信道. 人工信道的动态变化及其变化规律 (集合 $\{\boldsymbol{W}\}$) 称为跳空图案, 在一个码元周期内根据跳空图案变化多次就能够构造出与干扰完全不同的空域信道. 经过跳空处理, 秩亏的空域信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 就能回归到列满秩的矩阵. 下面详细解释一个码元周期内人工信道动态变化一次即跳变 1 次提升信源和干扰的空域特征差异的过程.

设收发两端同步并共享跳变图案 $\{\boldsymbol{W}\}$, 即双方按照约定的跳变时间和跳变规则进行跳变处理. 假设一个码元周期内自然空域信道不变, 发送端在一个码元周期 T 内信号 $s_s(t)$ 根据跳空图案跳变 1 次, 跳变时间间隔为 τ, t 时刻加权值为 $\omega^{(1)}$, $t+\tau$ 时刻加权值为 $\omega^{(2)}$, t 和 τ 满足 $kT<t+\tau<(k+1)T$ ($k=0,1,2,\ldots$). 相应地接收端阵列天线在 t 和 $t+\tau$ 时刻的接收信号分别为

$$\boldsymbol{r}(t)=\begin{bmatrix}h_{s1} & h_{j1}\\ h_{s2} & h_{j2}\\ \vdots & \vdots\\ h_{sN} & h_{jN}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega^{(1)}s_s(t)\\ s_j(t)\end{bmatrix}+\boldsymbol{n}(t)=\begin{bmatrix}\omega^{(1)}\boldsymbol{h}_s & \boldsymbol{h}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}s_s(t)\\ s_j(t)\end{bmatrix}+\boldsymbol{n}(t), \tag{3.2}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}(t+\tau)&=\begin{bmatrix}h_{s1} & h_{j1}\\ h_{s2} & h_{j2}\\ \vdots & \vdots\\ h_{sN} & h_{jN}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\omega^{(2)}s_s(t+\tau)\\ s_j(t+\tau)\end{bmatrix}+\boldsymbol{n}(t+\tau)\\ &=\begin{bmatrix}\omega^{(2)}\boldsymbol{h}_s & \boldsymbol{h}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}s_s(t+\tau)\\ s_j(t+\tau)\end{bmatrix}+\boldsymbol{n}(t+\tau),\end{aligned} \tag{3.3}$$

由于信号和干扰均是载波为 ω_0 的窄带信号, 有 $s_s(\tau)\approx \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}s_s(t)$ 和 $s_j(t+\tau)\approx \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}s_j(t)$, 式 (3.3) 可写成

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}(t+\tau)&=\begin{bmatrix}\omega^{(2)}\boldsymbol{h}_s & \boldsymbol{h}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}s_s(t)\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}s_j(t)\end{bmatrix}+\boldsymbol{n}(t+\tau)\\ &=\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\omega^{(2)}\boldsymbol{h}_s & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{h}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}s_s(t)\\ s_j(t)\end{bmatrix}+\boldsymbol{n}(t+\tau).\end{aligned} \tag{3.4}$$

将一个码元周期经过一次跳变后两时刻的接收数据信息 $\boldsymbol{r}(t)$ 和 $\boldsymbol{r}(t+\tau)$ 重新排列为

$$\begin{aligned}\widetilde{\boldsymbol{r}}(t)&=\begin{bmatrix}\boldsymbol{r}(t)\\ \boldsymbol{r}(t+\tau)\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\omega^{(1)}\boldsymbol{h}_s & \boldsymbol{h}_j\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\omega^{(2)}\boldsymbol{h}_s & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{h}_j\end{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)+\begin{bmatrix}\boldsymbol{n}(t)\\ \boldsymbol{n}(t+\tau)\end{bmatrix}\\ &=\begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{h}}_s & \tilde{\boldsymbol{h}}_j\end{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)+\begin{bmatrix}\boldsymbol{n}(t)\\ \boldsymbol{n}(t+\tau)\end{bmatrix}=\tilde{\boldsymbol{H}}\boldsymbol{s}(t)+\widetilde{\boldsymbol{n}}(t),\end{aligned} \tag{3.5}$$

其中 $\tilde{\boldsymbol{h}}_s = [\,\omega^{(1)}\boldsymbol{h}_s \ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\omega^{(2)}\boldsymbol{h}_s]^{\mathrm{T}}$ 是经过一次跳变后信源的 $2N\times 1$ 维等效空域信道, $\tilde{\boldsymbol{h}}_j = [\boldsymbol{h}_j \ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{h}_j]^{\mathrm{T}}$ 是干扰的 $2N\times 1$ 维等效空域信道, $\tilde{\boldsymbol{H}} = [\,\tilde{\boldsymbol{h}}_s \ \tilde{\boldsymbol{h}}_j\,]$ 是跳变后等效信道矩阵, $\tilde{\boldsymbol{n}}(t) = [\,\boldsymbol{n}(t) \ \boldsymbol{n}(t+\tau)\,]^{\mathrm{T}} = [n_1(t),\ldots,n_M(t),n_1(t+\tau),\ldots,n_M(t+\tau)]^{\mathrm{T}}$ 表示 $2N\times 1$ 维接收阵元的 Gauss 白噪声, Gauss 白噪声采样值与时间无关, 因此 $\tilde{\boldsymbol{n}}(t)$ 各元素服从均值为 0, 方差为 σ^2 的 Gauss 分布.

从式 (3.5) 发现, 只要 $\omega^{(1)} \neq \omega^{(2)}$, 经过跳空后信源的阵列流形和阵列排布发生了很大的变化, 与干扰的阵列流形完全不相似. 此时 $s_s(t)$, $s_j(t)$ 对应的虚拟阵列流形如下.

信源阵列流形 $s_s(t)$:

$$\tilde{\boldsymbol{h}}_s = \left[\omega^{(1)}h_{s1} \ \omega^{(1)}h_{s2} \ \cdots \ \omega^{(1)}h_{sN} \ \omega^{(2)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}h_{s1} \ \omega^{(2)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}h_{s2} \ \cdots \ \omega^{(2)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}h_{sN}\right]; \tag{3.6}$$

干扰阵列流形 $s_j(t)$:

$$\tilde{\boldsymbol{h}}_j = \left[h_{j1} \ h_{j2} \ \cdots \ h_{jN} \ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}h_{j1} \ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}h_{j2} \ \cdots \ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}h_{jN}\right]. \tag{3.7}$$

从等效的角度审视式 (3.6) 和 (3.7), 可理解为在一个码元周期内信号加权跳变, 对阵列接收端而言, 可等效为信号没有变化, 而对应信号的接收阵列发生了变化, 由原来一个阵列接收两个信号变为两个不同的虚拟阵列分别接收两个信号.

基于式 (3.6) 和 (3.7) 信源和干扰的等效阵列流形, 结合传统特征空间法, 就可以实施 DOA 估计. 设跳变 1 次后接收数据 $\tilde{\boldsymbol{r}}(t)$ 的协方差矩阵为 $\tilde{\boldsymbol{R}}$, 对 $\tilde{\boldsymbol{R}}$ 进行 SVD 分解可得噪声子空间 $\mathrm{span}(\tilde{\boldsymbol{U}}_N)$. 以 MUSIC 方法为例, 信源和干扰对应的伪空间谱分别为

$$\begin{cases} P_{s\mathrm{MUSIC}} = \frac{1}{\|\tilde{\boldsymbol{U}}_N^{\mathrm{H}}\tilde{\boldsymbol{h}}_s\|_2^2}, \\ P_{j\mathrm{MUSIC}} = \frac{1}{\|\tilde{\boldsymbol{U}}_N^{\mathrm{H}}\tilde{\boldsymbol{h}}_j\|_2^2}. \end{cases} \tag{3.8}$$

由式 (3.8) 通过谱峰搜索即可得信号源和干扰 DOA 的估计.

由上述分析可知, 信源信号在一个码元周期内只要 $\omega^{(1)} \neq \omega^{(2)}$, 信源和干扰的等效阵列流形就会不再类似, 在实际中实现难度并不高.

因此, 在远场直达径场景下, 对于传统特征空间法而言, 由于信源, 干扰入射阵列的阵列流形结构相同, 只是入射角不同, DOA 估计是用同一个阵列流形结构进行谱峰搜索得到它们的估计值, 所以当入射角接近时由于噪声的影响, 很难准确估计 DOA 值. 而本文方法信源与干扰的等效阵列流形不同, 用不同的阵列流形分别进行谱峰搜索, 这与传统特征空间法截然不同, 这是本文方法能够更好得区分来向相近的信源和干扰的本质原因. 其实基于已知的跳变权值, 即使信源和干扰来向完全相同, 本文方法也能完全分辨开来, 而且还可以实现信号与角度的自然配对, 解决了传统 DOA 估计中的配对模糊问题.

3.2 算法过程

从基本原理分析过程可得本文方法的基本步骤如下:

(1) 构造共享的跳空图案和跳变规则 $\{\boldsymbol{W}\}$, 在收发两端共享并同步;

(2) 信号源在一个符号周期内按照 $\{\boldsymbol{W}\}$ 对信源码元进行加权跳变发射;

(3) 在接收端同步接收数据 $\tilde{\boldsymbol{r}}(t)$, 并计算协方差矩阵 $\tilde{\boldsymbol{R}}$, 对 $\tilde{\boldsymbol{R}}$ 进行特征分解, 用小特征值对应的特征矢量为基矢量构成噪声子空间 $\tilde{\boldsymbol{U}}_N$;

(4) 由式 (3.6) 和 (3.7) 获得信号源的等效阵列流形矢量;

(5) 结合特征空间法构造空间谱函数, 搜索谱峰进行 DOA 估计.

4　多源多干扰多跳算法推广

考虑空间 N 个阵元构成的某种阵列模型, 有 M 个信源, J 个干扰源, 不考虑跳空, 在一个码元周期内 t 时刻阵列接收信号 (不考虑各阵元处的 Gauss 白噪声) 为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}(t) &= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \cdots & h_{M1} & g_{11} & g_{21} & \cdots & g_{J1} \\ h_{12} & h_{22} & \cdots & h_{M2} & g_{12} & g_{22} & \cdots & g_{J2} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{1N} & h_{2N} & \cdots & h_{MN} & g_{1N} & g_{2N} & \cdots & g_{JN} \end{bmatrix} \\ &\quad \cdot \begin{bmatrix} s_1(t) & s_2(t) & \cdots & s_M(t) & j_1(t) & j_2(t) & \cdots & j_J(t) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{n}(t) \\ &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{H}_s & \boldsymbol{G}_j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} + \boldsymbol{n}(t),\end{aligned} \tag{4.1}$$

其中信源和干扰的空域信道矩阵分别为

$$\boldsymbol{H}_s = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \cdots & h_{M1} \\ h_{12} & h_{22} & \cdots & h_{M2} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{1N} & h_{2N} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix}, \tag{4.2}$$

$$\boldsymbol{G}_j = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{21} & \cdots & g_{J1} \\ g_{12} & g_{22} & \cdots & g_{J2} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{1N} & g_{2N} & \cdots & g_{JN} \end{bmatrix}. \tag{4.3}$$

信源信号和干扰信号矢量为

$$\boldsymbol{s}(t) = \begin{bmatrix} s_1(t) & s_2(t) & \cdots & s_M(t) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \tag{4.4}$$

$$\boldsymbol{j}(t) = \begin{bmatrix} j_1(t) & j_2(t) & \cdots & j_J(t) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}. \tag{4.5}$$

当多个信源或者信源与干扰入射角度相近时, 它们的空域特征趋于一致, 特征空间分解时空域信道特征矩阵出现秩亏, 分解的子空间无法真实反映信号子空间, 估计的来波方向可能是多个信源或者信源与干扰的来波方向的叠加, 即出现谱峰混叠. 为此我们在一个码元周期内让信源的信号发生多次跳变, 各信源的跳空图案不同, 让它们的等效空域信道都不相同. 设在第 k 个码元周期 T 内均匀跳 $P-1$ 次, 每次跳变时间间隔为 τ, t 和 τ 满足 $kT < t + p\tau < (k+1)T$ $(p = 0, 1, 2, \ldots, P-1)$. 设跳变

$P-1$ 次的跳空图案为

$$\boldsymbol{W}=\begin{bmatrix}\omega_{11} & \omega_{12} & \cdots & \omega_{1M}\\ \omega_{21} & \omega_{22} & \cdots & \omega_{2M}\\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots\\ \omega_{P1} & \omega_{P2} & \cdots & \omega_{PM}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{\omega}_1 & \boldsymbol{\omega}_2 & \cdots & \boldsymbol{\omega}_P\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}. \tag{4.6}$$

由式 (4.1) 可知 t 时刻 M 个信源叠加人工信道 $\boldsymbol{\omega}_1$ 后, 阵列的接收信号为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}(t)&=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s & \boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\omega}_1\circ\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_1^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},\end{aligned} \tag{4.7}$$

其中 $\circ$ 表示 Hadamard 积. 第 1 跳 $t+\tau$ 时刻 M 个信源叠加人工信道 $\boldsymbol{\omega}_2$ 后阵列的接收信号为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}(t+\tau)&=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s & \boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\omega}_2\circ\boldsymbol{s}(t+t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t+t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_2^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_2^{\mathrm{T}} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.\end{aligned} \tag{4.8}$$

第 p $(p=1,2,\ldots,P-1)$ 跳 $t+\tau$ 时刻阵列的接收信号为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{r}(t+p\tau)&=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s & \boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{\omega}_p\circ\boldsymbol{s}(t+(p-1)\tau)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t+(p-1)\tau)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s & \boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}(\boldsymbol{\omega}_p\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(p-1)\tau})\circ\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(p-1)\tau}\boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(p-1)\tau}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_p^{\mathrm{T}} & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(p-1)\tau}\boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}.\end{aligned} \tag{4.9}$$

将第 k 个码元周期内 $P-1$ 跳阵列接收信号重新排布得

$$\begin{aligned}\tilde{\boldsymbol{r}}(t)&=\begin{bmatrix}\boldsymbol{r}(t) & \boldsymbol{r}(t+\tau) & \cdots & \boldsymbol{r}(t+P\tau)\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_1 & \boldsymbol{G}_j\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_2 & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{G}_j\\ \vdots & \vdots\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(P-1)\tau}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_P & \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(P-1)\tau}\boldsymbol{G}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\\ &=\begin{bmatrix}\tilde{\boldsymbol{H}}_s & \tilde{\boldsymbol{G}}_j\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}}=\tilde{\boldsymbol{H}}\begin{bmatrix}\boldsymbol{s}(t)^{\mathrm{T}} & \boldsymbol{j}(t)^{\mathrm{T}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}},\end{aligned} \tag{4.10}$$

其中

$$\tilde{\boldsymbol{H}}_s=\begin{bmatrix}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_1\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_2\\ \vdots\\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(P-1)\tau}\boldsymbol{H}_s\circ\boldsymbol{\omega}_P\end{bmatrix}, \tag{4.11}$$

$$\tilde{\boldsymbol{G}}_j = \begin{bmatrix} \boldsymbol{G}_j \\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0\tau}\boldsymbol{G}_j \\ \vdots \\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}\omega_0(P-1)\tau}\boldsymbol{G}_j \end{bmatrix}, \tag{4.12}$$

$$\tilde{\boldsymbol{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{\boldsymbol{H}}_s \ \tilde{\boldsymbol{G}}_j \end{bmatrix}. \tag{4.13}$$

$\tilde{\boldsymbol{H}}_s$ 是经过 P 次跳变后信源的 $NP \times M$ 维等效信道矩阵, $\tilde{\boldsymbol{G}}_j$ 是跳变后干扰的 $NP \times J$ 维等效信道矩阵. 由式 (4.11) 和 (4.12) 可知只要跳变权值满足

$$\omega_{ij}/\omega_{kl} \begin{cases} = 1, & i = k,\ j = l, \\ \neq 1, & \text{else}, \end{cases} \tag{4.14}$$

则信源每跳一次相当于增加一倍虚拟阵列, P 次跳变增加了 $P-1$ 倍的虚拟阵列, 其等效信道矩阵 $\tilde{\boldsymbol{H}}_s$ 和 $\tilde{\boldsymbol{G}}_j$ 可认为是接收阵列扩展 P 倍后对应的信源和干扰的信道矩阵, 原来各信源对应同一类的阵列流形经过跳变后其对应不同类的等效阵列流形, 因此该方法不但提高了 DOA 估计的分辨能力, 还实现了 DOA 的自然配对.

为将信源、干扰分辨开来, 等效信道矩阵 $\tilde{\boldsymbol{H}}$ 需要满足

$$NP > (M + J). \tag{4.15}$$

当天线阵元数 N 和干扰源数 J 固定时, 传统的特征空间法最多可估计 $N-J-1$ 个信源, 而由式 (4.15) 的关系式可知, 本文方法则可以通过设计更多的跳空次数 P, 在抑制干扰的前提下, 大大提高可估信源数. 但由于每跳空一次, 会增加一倍的频谱资源, 因此在 P 满足式 (4.15) 的条件下应尽可能小. 特别地, 当阵列只有两个阵元即 $N = 2$ 时, 传统特征空间法只能估计一个信源的 DOA, 而且无法抗干扰, 但本文方法理论上通过设置合适的跳空次数 P, 可以估计更多的源, 源数最多可达 $2P-J-1$. 这是一个有趣的结论, 在实际工程中当布设阵元数有严格限制, 却需要对更多的源进行处理时, 本文方法有理论上的参考价值.

由以上分析可知, 本文方法通过不同的跳空图案改变了信源之间的等效空域信道, 通过跳和不跳改变了信源和干扰之间的等效空域信道, 将入射角接近时秩亏的信道矩阵 $\boldsymbol{H}$ 通过信源信号的加权跳变纠正为列满秩的等效信道矩阵 $\tilde{\boldsymbol{H}}$, 从而使病态的 DOA 估计问题回归至常规问题.

5 仿真实验与结果分析

本节通过仿真验证本文算法的分辨能力和阵列扩展能力, 最后简单分析了算法的计算复杂度. 仿真均采用均匀线阵, 阵元间距半波长, 干扰和信源信号均为窄带非相关信号, 载波频率均为 ω_0, 噪声为复 Gauss 白噪声, 仿真 1 和 2 中采用 $N = 3$ 个阵元, 仿真 3 采用 $N = 2$ 个阵元.

5.1 仿真与分析

仿真实验 1. 信源与干扰 DOA 估计的分辨力. 假设有 $M = 2$ 个窄带源, 其一为信源, 另一为干扰源, 信源和干扰两者非相干. 设信源信号以 20° 入射, 干扰源信号分别以 15° 和 19° 入射, 信源的

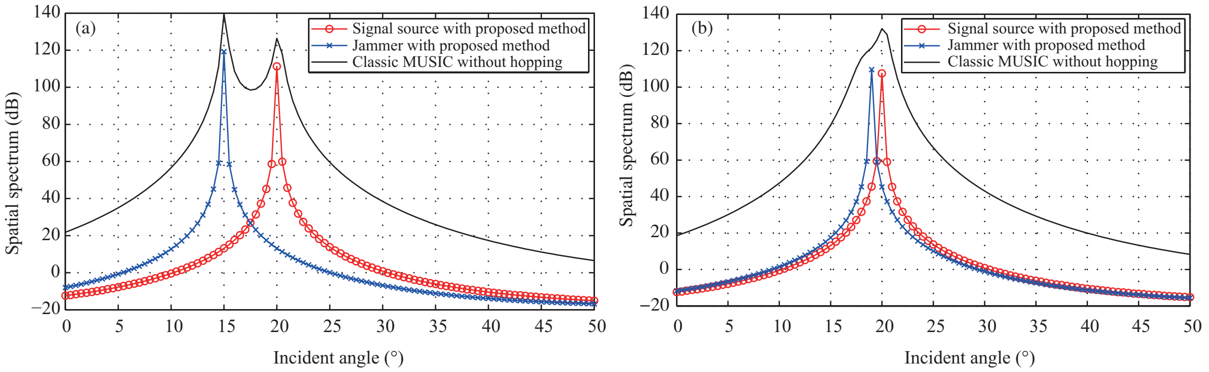


图 3　(网络版彩图) 本文方法与经典 MUSIC 算法的分辨力对比

Figure 3　(Color online) Resolution comparison of proposed method with classical MUSIC algorithm. (a) Source's incident angle of 20°, 15° of jammer; (b) source's incident angle of 20°, 19° of jammer

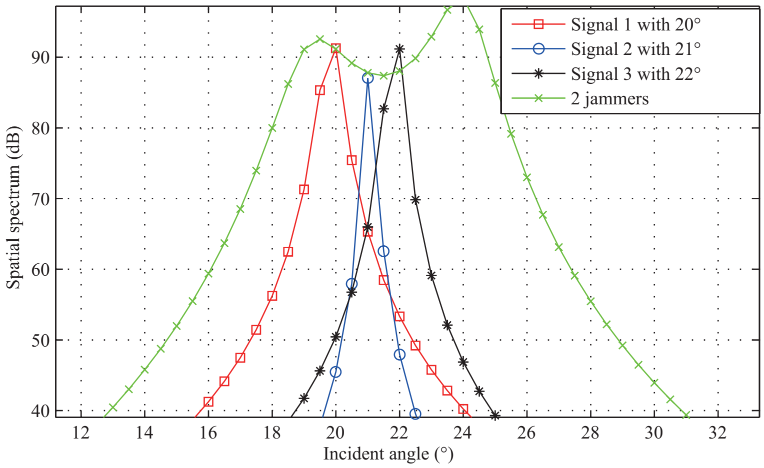


图 4　(网络版彩图) 三信源两干扰源下 3 阵元跳变两次 DOA 估计结果

Figure 4　(Color online) DOA estimation results with two hops of three array elements

SNR 和干扰的 INR 均为 10 dB, 快拍数 $S=200$. 本文方法在一个码元周期内跳变 1 次, 本文方法和传统 MUSIC 方法 DOA 估计仿真结果如图 3. 从图 3(a) 可看出, 当干扰以 15° 入射时, MUSIC 算法一个谱曲线图中出现两个谱峰, 说明已将信源与干扰分辨开来; 本文方法将干扰和信源分别在两个谱曲线图中以尖锐的谱峰出现, 估计值基本与入射角度无偏差. 当干扰逐渐靠近信源当以 19° 入射时, MUSIC 算法谱曲线只有一个谱峰, 无法将信源和干扰分辨开来, 出现角度兼并现象, 而本文算法依然将两者分辨开来, 如图 3(b).

仿真实验 2. 虚拟阵列提升的自由度. 设有 $M=5$ 个窄带源, 3 个为信源, 2 个为干扰源. 设信源信号分别以 $(20°, 21°, 22°)$ 入射, 干扰源信号以 $(19°, 24°)$ 入射, 信源的 SNR 和干扰的 INR 均为 20 dB, 快拍数 $S=1024$. 信源在一个码元周期内跳变 2 次, 本文方法 DOA 估计结果如图 4. 传统上, 3 副天线只能识别出 2 个源的 DOA, 但本文方法跳空 2 次就能识别出 3 信源 2 干扰源的来波方向, 验证了本文方法在阵元较少的情况下可通过空域跳变虚拟增加阵元实现更多源的 DOA 估计.

仿真实验 3. 两阵元的阵列扩展能力. 本实验采用 2 阵元的阵列天线, 设置 2 组仿真数据. 第

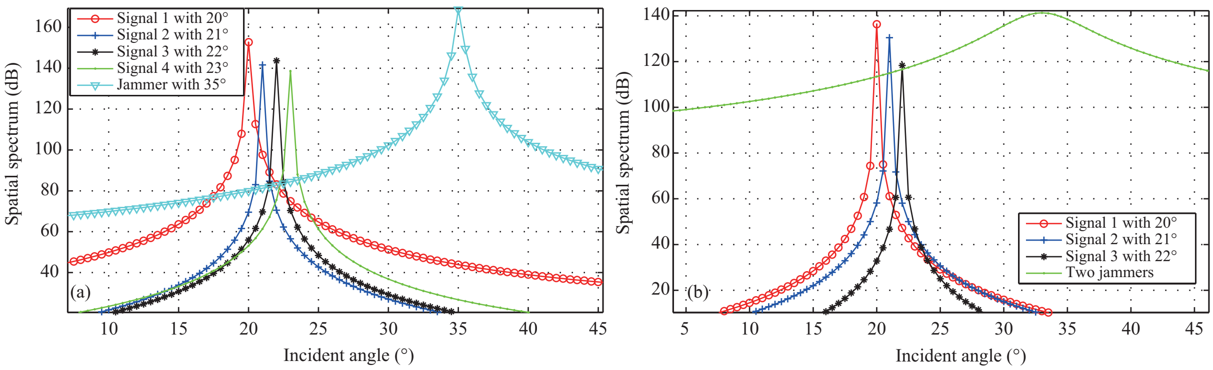


图 5　(网络版彩图) 两阵元跳空阵列扩展能力验证

Figure 5　(Color online) Array expansion capability verification of spatial hopping with two elements. (a) DOA estimation results of four sources and a jammer; (b) DOA estimation results of three sources and two jammers

1 组设置 4 个可控信源, 1 个干扰源, 信源分别以 $(20°, 21°, 22°, 23°)$ 入射, 干扰源以 35° 入射; 第 2 组设置 3 个可控信源, 2 个干扰源, 信源分别以 $(20°, 21°, 22°)$ 入射, 干扰源以 $(28°, 35°)$ 入射. 信源的 SNR 和干扰的 INR 均为 20 dB, 快拍数 $S = 1024$. 信源在 1 个码元周期内跳变 2 次, 本文方法 DOA 估计结果如图 5. 从结果可知, 利用 2 个阵元, 可准确地估计出信源的 DOA, 当只有一个干扰源时可估计出干扰的 DOA, 若干扰超过 1 个, 则无法正确估计其 DOA, 这是因为本文方法并没有改变干扰的空域信道特征, 对干扰而言并没有增加虚拟阵列. 所以本文方法是通过改变信源的空域信道达到提升信源间、信源与干扰之间的空域信道差异的目的, 当阵元较少时空域跳变可以增加可控信源 DOA 估计的数量, 而无法增加干扰源 DOA 估计的数量.

仿真实验 4. 跳空图案对系统性能的影响.　仿真设置条件同实验 2. 实验 2 的跳空图案采用随机矩阵, 为对比不同的跳空图案对系统性能的影响, 本实验将跳空图案分别设置为随机矩阵和正交矩阵. 如图 6 所示, 当信源 SNR 为 20 dB 时, 跳空图案分别为随机矩阵和正交矩阵的仿真结果如图 6(a) 和 (b), 可看出在高 SNR 时, 两种矩阵都能精确估计出信源的 DOA; 当信源 SNR 为 0 dB 时, 跳空图案分别为随机矩阵和正交矩阵的仿真结果如图 6(c) 和 (d), 可看出在低 SNR 时, 跳空图案为正交矩阵时其性能要超过随机矩阵的性能. 因此, 在高信噪比时, 只要保证跳空图案满秩, 系统即可表现出良好的性能, 但在低信噪比下, 需要进一步优化跳空图案. 优化设计跳空图案是本文方法的一项重要内容, 限于篇幅, 本文仅仅提出思想和基本框架, 具体设计在另文中详细介绍.

5.2　计算复杂度

DOA 估计算法的计算量主要集中在谱峰构造和谱峰搜索两部分, 本文算法可分为两个步骤, 第 1 步通过跳空提升空域信道分辨率, 第 2 步结合经典 MUSIC 算法估计 DOA, 本文方法和 MUSIC 算法采用相同的谱峰搜索算法. 在不考虑谱峰搜索过程计算量的前提下, 经典 MUSIC 算法估计样本协方差矩阵的计算复杂度为 $\circ(N^2S)$, 特征值分解的复杂度为 $\circ(N^3)$, 需要的总运算量约为 $\circ(N^2S+N^3)$; 本文方法经过 P 次跳空后等效为阵元数扩展为原来的 P 倍, 需要的总运算量约为 $\circ((PN)^2S+(PN)^3)$, 其中 N, S 和 P 分别为阵元数、快拍数和跳空次数, 因此本文方法的计算复杂度略高于经典 MUSIC 算法.

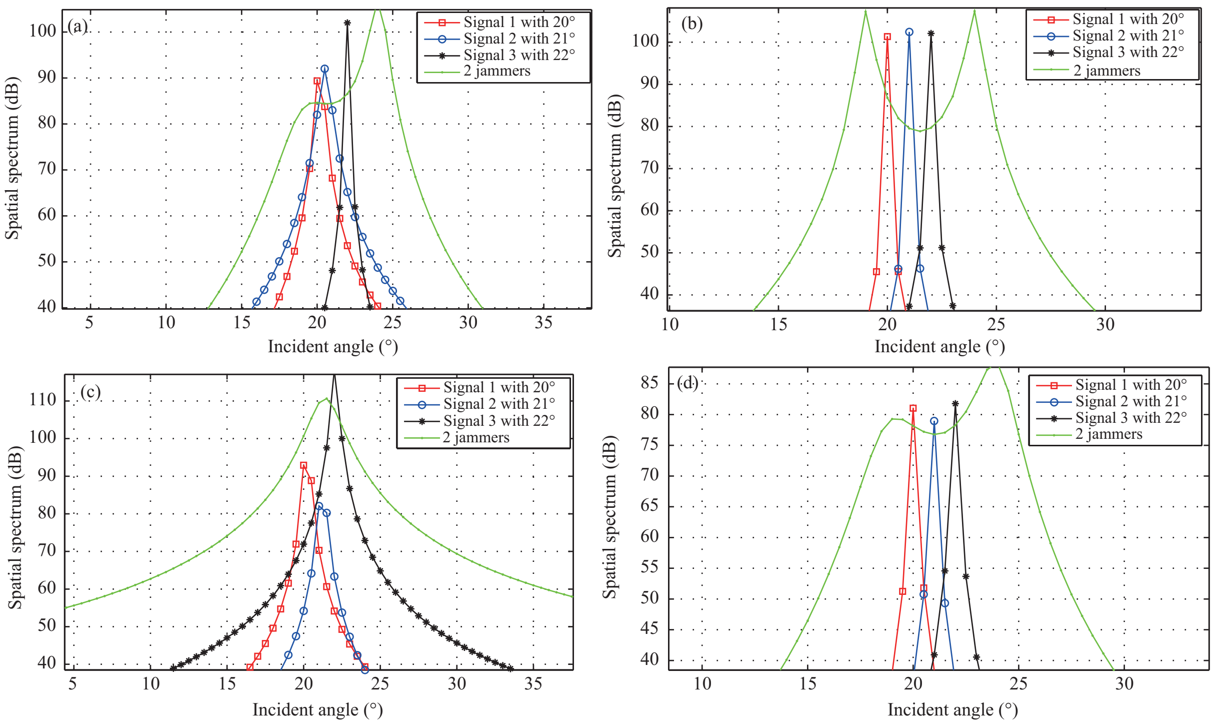


图 6　(网络版彩图) 跳空图案在不同信噪比/干噪比条件下对系统性能的影响

Figure 6　(Color online) The influence on system performance of hopping pattern under different SNR/INR. (a) SNR = 20 dB, $\boldsymbol{W}$ is a random matrix; (b) SNR = 20 dB, $\boldsymbol{W}$ is an orthogonal matrix; (c) SNR = 0 dB, $\boldsymbol{W}$ is a random matrix; (d) SNR = 0 dB, $\boldsymbol{W}$ is an orthogonal matrix

6　结束语

信源和干扰来波方向接近时, 直达径占主导地位时它们空域信道的相似性导致了其空间谱的相似性, 此时信道特征矩阵出现秩亏, 传统特征空间法估计 DOA 时呈现病态现象. 针对该问题, 本文利用信源信号的配合性和可控性, 提出一种基于空域信道跳变的 DOA 估计方法. 该方法利用信源信号和跳空图案的先验知识, 通过改变信号的跳空权值等效改变其空域信道特征, 达到提升信源之间、信源与干扰之间的空间谱差异, 从而使病态的 DOA 估计回归至常规问题. 空域信道经过跳变后, 阵列排布和阵列流形都发生了变化, 阵列数得到了成倍的扩展, 信源和干扰分别对应不同的阵列流形, 因此本文方法不仅能将入射角度接近甚至相同的信源和干扰分辨开来, 还能实现信号和角度的天然配对.

本文将空域的思想进行推广, 解决了传统特征空间法 DOA 估计出现病态时的问题, 仿真结果验证了该方法可有效提高 DOA 估计的分辨力. 在仿真中发现, 跳空图案只要满足信源每跳权值不同, 信源间跳空矢量不平行的条件, 该方法均能将信源和干扰分辨开来: 其实跳空图案还直接影响着 DOA 估计的精度, 不同的跳空图案提升的信道差异不同, 相应的分辨精度也不同, 由于篇幅限制, 该问题将在后继文章中讨论.

参考文献

1 Kazemitabar S J. Coping with Interference in Wireless Networks. New York: Springer, 2010. 132–175

2 You X H, Pan Z W, Gao X Q, et al. The 5G mobile communication: the development trends and its emerging key techniques. Sci Sin Inform, 2014, 44: 551–563 [尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等. 5G 移动通信发展趋势与若干关键技术. 中国科学: 信息科学, 2014, 44: 551–563]

3 Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation. IEEE Trans Antenn Propag, 1986, 34: 276–280

4 Zhou C, Haber F, Jaggard, et al. A resolution measure for the MUSIC algorithm and its application to plane wave arrivals contaminated by coherent interference. IEEE Trans Signal Process, 1992, 39: 454–463

5 Roy R, Paulraj A, Kailath T. ESPRIT — a subspace rotation approach to estimation of parameters of Cisoids in noise. IEEE Trans ASSP, 1986, 34: 1340–1344

6 Roy R, Kailath T. ESPRIT — estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. IEEE Trans ASSP, 1989, 37: 984–995

7 Yin Q Y, Zou L H, Robert W N. A high resolution approach to 2-D signal parameter estimation — DOA matrix method. J China Institute Commun, 1991, 12: 1–7 [殷勤业, 邹理和, Robert W N. 一种高分辨率二维信号参数估计方法 —— 波达方向矩阵法. 通信学报, 1991, 12: 1–7]

8 Jin L, Yin Q Y. Space-time DOA matrix method. Acta Electronica Sinica, 2000, 28: 8–12 [金梁, 殷勤业. 时空 DOA 矩阵方法. 电子学报, 2000, 28: 8–12]

9 Yang Z Q, Li S M, Lü J X. Array extension based on time-space processing and suppression of same-frequency interference. J Electron Inf Tech, 2002, 24: 656–660 [杨正权, 李思敏, 吕家祥. 基于时空处理的阵列扩展及同频干扰抑制. 电子与信息学报, 2002, 24: 656–660]

10 Porat B, Friedlander B. Direction finding algorithms based on high-order statistics. IEEE Trans Signal Process, 1991, 39: 2016–2023

11 Wei P, Xiao X C, Li L M. The fourth-order cumulants based spectral estimation method and its application to direction-finding. J Electron, 1995, 17: 243–249 [魏平, 肖先赐, 李乐民. 基于四阶景积量特征分解的空间谱估计侧向方法. 电子科学学刊, 1995, 17: 243–249]

12 Ding Q, Wei P, Xiao X C. Estimation and analysis of DOA based on fourth-order cumulant. Acta Electron Sinica, 1999, 27: 25–28 [丁齐, 魏平, 肖先赐. 基于四阶累积量的 DOA 估计方法及其分析. 电子学报, 1999, 27: 25–28]

13 Yang J, Liao G S. A spatial sparsity-based DOA estimation method in nested MIMO radar. J Electron Inf Tech, 2014, 36: 2698–2704 [杨杰, 廖桂生. 基于空域稀疏性的嵌套 MIMO 雷达 DOA 估计算法. 电子与信息学报, 2014, 36: 2698–2704]

14 Calson B D. Covarianee matrix estimation errors and diagonal loading in adaptive arrays. IEEE Trans Aerospace Electron Syst, 1988, 24: 397–401

15 Hiemstra J D, Wippert M E, Goldstein J S, et al. Applieation of the L-curse technique to loading level determination in adaptive beamforming. IEEE Trans Signal Process, 1993, 43: 1261–1266

16 Mestre X, Lagunas M A. Finite sample size effect on minimum variance beamformers optimum diagonal loading factor for large arrays. IEEE Trans Signal Process, 2006, 54: 69–82

17 Yang H-W, Huang J-G, Liu C. A modified diagonal loading adaptive beaming forming method. Comput Simulat, 2010, 27: 318–321 [杨花卫, 黄建国, 刘从. 一种改进的可变对角加载自适应波束形成算法. 计算机仿真, 2010, 27: 318–321]

18 Yin Q Y, Jia S Q, Zuo S L, et al. A distributed multi-antenna space hopping transceiver technique (I). J Xi'an Jiaotong Univ, 2013, 47: 1–6 [殷勤业, 贾曙乔, 左莎琳, 等. 分布式多天线跳空收发技术 (I). 西安交通大学学报, 2013, 47: 1–6]

19 Yin Q Y, Zhang J G, Zheng T X, et al. A distributed multi-antenna space hopping transceiver technique (II). Xi'an Jiaotong Univ, 2013, 47: 1–6 [殷勤业, 张建国, 郑通兴, 等. 分布式多天线跳空收发技术 (II). 西安交通大学学报, 2013, 47: 1–6]

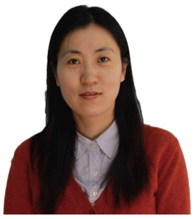
An anti-jamming DOA estimation method with space hopping

Suxia GUO[1], Xiangyu LI[1], Liang JIN[1]*, Lu LIU[1] & Xinsheng JI[1,2]

1 *National Digital Switching System Engineering Technology Center, Zhengzhou* 450002*, China*;
2 *National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing* 210096*, China*
*E-mail: liangjin@263.net

Abstract The conventional subspace method cannot accurately estimate the direction of arrival (DOA) of the signal with the presence of a jammer close to it because their combined channel matrix rank is deficient. The paper proposes a novel anti-jamming DOA estimation method by introducing an artificially controllable space-hopping channel and space-hopping pattern. The method causes the equivalent spatial channel of the signal to change dynamically in a symbol cycle, which can promote the channel difference between the jammer and signal source. Therefore, the method can prevent the jammer from influencing the signal, and improve the resolution of the DOA estimation. Because N hops are equivalently regarded as spawning N pairs of virtual arrays in space, the virtual elements and the subspace dimension are greatly increased, which can greatly improve the performance of DOA estimation. The simulation results verify the effectiveness of the algorithm.

Keywords anti-jamming, DOA, space hopping, space hopping pattern, virtual array



Suxia GUO was born in 1976. She received the B.E. and M.S. degrees from the PLA Information Engineering University, Zhengzhou, China, respectively, in 1995 and 2002. She is a research associate of China National Digital Switching System Engineering & Technological R&D Center (NDSC). Her research interests mainly focus on wireless communications, physical layer security, and security.

Xiangyu LI was born in 1987. He received his B.S. degree in 2008 from Peking University and his M.S. degree in 2012 from the National Digital Switching System Engineering & Technological Research Center (NDSC). Currently, he is a Ph.D. student at the NDSC, Zhengzhou, China. His research interests mainly focus on wireless communications, physical layer security, and cooperative networks.

Liang JIN was born in 1969. He received the Ph.D. degree from Xi'an Jiaotong University, Xi'an, in 1999. Currently, he is a professor at the National Digital Switching System Engineering & Technological Research Center (NDSC). His research interests include ultra-wideband wireless communication, physical layer security, and smart antennas.

Lu LIU received the B.S. degree in electrical engineering from Tsinghua University, Beijing, China, in 2010, the M.S. degree in electrical engineering from the PLA Information Engineering University, Zhengzhou, in 2013. Currently, he is a Ph.D. candidate and his research interests include physical layer security and compressive sensing.