

电磁矢量传感器阵列相干和 独立信号 DOA 估计

陈广东, 黄海行, 陈 智

(南京航空航天大学无人驾驶飞机研究院, 江苏南京 10016)

摘 要: 本文研究利用矢量传感器阵列接收数据的高阶累积量区分独立和相干信号, 进行参数估计. 从矢量阵列信号高阶累积量任意数量的切片中估计多信号中的一个独立信号参数时, 利用隔离向量选通目标信号, 对其他信号进行隔离, 提高了独立信号参数估计性能, 信号源中可包含相干信号. 独立信号的电场导向矢量与电磁导向矢量因垂直而内积为零, 利用此关系可得到已滤除了所有独立信号的多个四阶累积量切片矩阵, 相干信号存在于矩阵的信号子空间中. 滤除独立信号估计相干信号参数, 可提高相干信号参数估计性能. 因可抑制任意方向, 任意数量的独立干扰, 即能抗饱和和干扰, 算法可作为电子对抗工具. 仿真试验表明该方法有效.

关键词: 电磁矢量传感器; 极化状态; 波达方向; 相干信号

中图分类号: TN 911.7

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)09-2296-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.09.034

DOA Estimation with Arrays of Electromagnetic Vector Sensors Under the Coexistence of Both Uncorrelated and Coherent Signals

CHEN Guang-dong, HUANG Hai-xing, CHEN Zhi

(Research Institute of Unmanned Aircraft, Nanjing University of Aeronaut and Astronaut., Nanjing, Jiangsu 210016, China)

Abstract: We study DOA (Direction Of Arrival) estimation of the independent and coherent signals with arrays of electromagnetic vector sensors. With a gating vector to select the target signal and isolate other signals, an independent signal parameter in multi-signals is estimated from multi-cumulant matrices, while other signals are suppressed. The inner product of electric and magnetic steering vectors is zero for perpendicular, which is used to filter all the independent signals in the fourth-order cumulants of the observed data. So only the coherent signals exist in the signal subspace of the cumulant matrices. The performance of multi-signals parameters estimation is improved by the separation of independent and coherent signals. Due to the suppression of any direction and number of independent interference, this algorithm has the ability to resist saturation interference and can be used as a tool for electronic warfare. The simulation experiment shows the method is stable and effective.

Key words: electromagnetic vector sensor; state of polarization; DOA (Direction Of Arrival); coherent signal

1 引言

极化敏感阵列单元为矢量传感器或缺损矢量传感器, 能够利用较少的阵元实现多目标多维参数估计, 关于矢量传感器阵列的阵列流形特性及其辨识性能已得到很好的研究^[1,2], 众多仅针对标量阵列的波达方向 (DOA) 估计方法 (特别是子空间方法) 也已被成功地推广移植于矢量阵列^[3-5], 时-空-极化多维性信息的有效利用是一个值得深入研究的问题. 信号源相干引起退化现象^[6-8], 结合空间平滑预处理的单、多电磁矢量传感器子阵 MUSIC 和 ESPRIT 方法的实现被广泛讨论. 信号的高阶累积量和非圆性被用来扩张天线阵列, 产生的虚拟阵元提高了阵列区分处理多信号的能力, 阵列信号高次统计量处理能估计出比天线阵元

多的非高斯信号波达方向, 高次统计量方法在提高了阵列的自由度的同时, 还增加参数估计的分辨率. 根据高次统计量波达方向估计的处理研究, 偶次统计量虚拟阵列表现出更好的性能^[9-12]. 在文[13]中, 徐友根研究了电磁矢量传感器阵列的高阶累积量线性独立虚拟导向矢量数量的上边界和下边界, 由此确定可从 2Q 阶统计数据中唯一区分的非高斯信号波达方向的数量. 共形阵列信号处理成为工程应用需求^[14,15]. 矢量阵列对独立和相干混合信号的高阶累积量处理效率不高, 不能像均匀线阵或面阵那样在去除独立信号的基础上检测估计相干信号^[16]. 本文将研究任意流形矢量阵列高阶累积量区分独立和相干信号问题, 改善多目标参数估计的性能.

2 电磁矢量传感器接收信号模型

电磁波信号传播方向如图 1(a) 所示, 电磁波空间到达方向用参量 (θ, φ) 表示, 分别表示仰角和方位角, $-\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2$, $-\pi < \varphi \leq \pi$, 用极化椭圆描述子 (γ, η) 表示电磁波的极化属性, 极化角 $-\pi/2 < \gamma \leq \pi/2$, 极化椭圆率 $-\pi/4 \leq \eta \leq \pi/4$, 电磁矢量传感器接收单元如图 1(b) 所示. 信号的空间参数 (φ, θ) 和极化参数 (γ, η) 的导向矢量表达式^[17]:

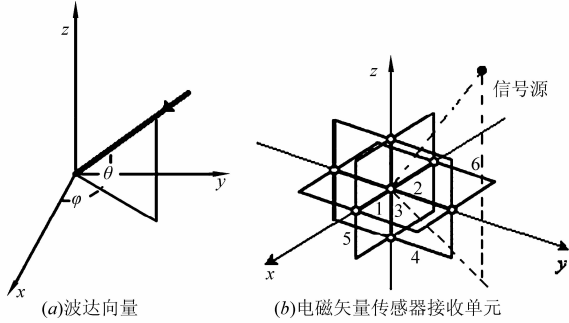


图1 电磁矢量传感器接收单元示意图

$$\mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) = \mathbf{q}(\varphi, \theta) \otimes (\mathbf{g}(\varphi, \theta) \xi(\gamma, \eta))$$

其中 \otimes 为 Kronecker 积,

$$\mathbf{g}(\varphi, \theta) = \begin{bmatrix} -\sin\varphi & -\cos\varphi\sin\theta \\ \cos\varphi & -\sin\varphi\sin\theta \\ 0 & \cos\theta \\ -\cos\varphi\sin\theta & \sin\varphi \\ -\sin\varphi\sin\theta & -\cos\varphi \\ \cos\theta & 0 \end{bmatrix}$$

$$\xi(\gamma, \eta) = \begin{bmatrix} \cos\gamma & \sin\gamma \\ -\sin\gamma & \cos\gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\eta \\ \sin\eta \end{bmatrix} \text{ 为极化域导向因子,}$$

$\mathbf{q}(\varphi, \theta)$ 为 $N \times 1$ 向量, 它的元素代表各电磁矢量传感器位置 (x_n, y_n, z_n) 引起相位延迟:

$$\mathbf{q}_n(\varphi, \theta) = e^{ik_0(x_n \sin\varphi \cos\theta + y_n \sin\varphi \sin\theta + z_n \cos\theta)}; n = 1, \dots, N; k_0 \text{ 为媒介中的波数.}$$

考虑多个远场, 窄带, 平面波信号源, 其中有 G 组相干信号, 其余为独立信号源, 各组间信号也相互独立. 若接收阵列由 N 个方向一致电磁矢量传感器组成, N 个全电磁矢量传感器阵列接收信号描述为:

$$\mathbf{r}(t) = \sum_{m=1}^G \sum_{j=1}^L \mathbf{a}_{mj} \rho_{mj} s_m(t) + \sum_{m=G+1}^Q \mathbf{a}_{m1} s_m(t) + \mathbf{e}(t) \quad (1)$$

式(1)中 $\mathbf{a}_{mj} = \mathbf{a}(\varphi_{mj}, \theta_{mj}, \gamma_{mj}, \eta_{mj})$, 表示第 m 组相干信号的第 j 传播路径的导向矢量, ρ_{mj} 为第 m 组相干信号的第 j 传播路径的复衰减因子. $s_m(t)$ 为零均复随机信号, $\mathbf{e}(t)$ 零均值复高斯随机噪声向量. 定义广义伪导向矢

$$\text{量}^{[18]}: \mathbf{a}_{mc} = \sum_{j=1}^L \mathbf{a}_{mj} \rho_{mj}$$

若以 $r_k(t)$ 表示 $\mathbf{r}(t)$ 的第 k 个元素, 以 a_{m1k} 和 a_{mck} 表示 \mathbf{a}_{m1} 和 \mathbf{a}_{mc} 的第 k 个元素, 因独立信号电场矢量与电磁矢量垂直, 故存在如下关系:

$$a_{m1(n+1)} a_{m1(l+4)} + a_{m1(n+2)} a_{m1(l+5)} + a_{m1(n+3)} a_{m1(l+6)} = 0, 0 \leq n, l < N \quad (2)$$

本文研究矢量阵列高阶累计量区分独立和相干信号问题, 改善多目标参数估计的性能, 矢量阵列导向矢量线性相关问题在文[13]中作了详细分析, 本文设定所涉及信号的导向矢量以及伪导向矢量均线性无关.

若信号源的四阶累积量 $\gamma_m = \text{cum}(s_m(t), s_m(t), s_m(t), s_m^H(t))$ 存在, 利用多线性性质, 接收数据四次累积量切片可表达为:

$$\mathbf{C}_{bk} = \text{cum}(r_b(t), r_k(t), \mathbf{r}(t), \mathbf{r}^H(t)) = \sum_{m=1}^G \gamma_m a_{mcb} a_{mck} a_{mc} a_{mc}^H + \sum_{m=G+1}^Q \gamma_m a_{m1b} a_{m1k} a_{m1} a_{m1}^H \quad (3)$$

因噪声为正态分布, 所以上式中噪声为零. 根据式(2)、(3)可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{\Sigma nl} &= \mathbf{C}_{(n+1)(l+4)} + \mathbf{C}_{(n+2)(l+5)} + \mathbf{C}_{(n+3)(l+6)} \\ &= \sum_{m=1}^G \gamma_{\Sigma nlm} \mathbf{a}_{cm} \mathbf{a}_{cm}^H, \\ 0 &\leq n, l < N \end{aligned} \quad (4)$$

这里 $\gamma_{\Sigma nlm} = \gamma_m [a_{mc(n+1)} a_{mc(l+4)} + a_{mc(n+2)} a_{mc(l+5)} + a_{mc(n+3)} a_{mc(l+6)}]$ 利用独立信号电场导向矢量与电磁导向矢量垂直的性质, $\mathbf{C}_{\Sigma nl}$ 中已消除了独立信号, 实现了相干信号与独立信号的分离. N 个全电磁矢量传感器阵列可组成 N^2 个 $\mathbf{C}_{\Sigma nl}$, 为此需计算 $3N^2$ 个四阶累积量切片 $\mathbf{C}_{(n+1)(l+4)}$, $\mathbf{C}_{(n+2)(l+5)}$ 和 $\mathbf{C}_{(n+3)(l+6)}$, 其中 $0 \leq n, l < N$.

3 独立信号参数估计

估计多信号中的一个信号参数时, 对其他信号进行了隔离, 这一思想可提高多信号参数估计性能^[19], 对于第 p 个独立信号, 构造除 \mathbf{a}_{p1} 外的所有信号导向矢量张成的信号子空间, 定义该空间的一个垂直矢量 \mathbf{b}_{p1} :

$$\mathbf{b}_{p1} \perp \text{span} \{ \mathbf{a}_{1c}, \dots, \mathbf{a}_{Gc}, \mathbf{a}_{(G+1)1}, \dots, \mathbf{a}_{(p-1)1}, \mathbf{a}_{(p+1)1}, \dots, \mathbf{a}_{Q1} \}, \text{ 换言之, 对于所有伪导向矢量:}$$

$$\mathbf{a}_{mc}^H \mathbf{b}_{p1} = 0, 1 \leq m \leq G$$

对于独立导向矢量:

$$\mathbf{a}_{m1}^H \mathbf{b}_{p1} = \begin{cases} \mathbf{a}_{p1}^H \mathbf{b}_{p1}, & m = p \\ 0, & m \neq p \end{cases}$$

设各导向矢量线性无关且 $Q \leq 6N$, 则该非零向量一定存在. \mathbf{b}_{p1} 对特定信号选通, 而对非选通信号进行了隔离, 于是:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{bk} \mathbf{b}_{p1} &= \sum_{m=1}^G \gamma_m a_{mcb} a_{mck} a_{mc} a_{mc}^H \mathbf{b}_{p1} \\ &+ \sum_{m=G+1}^Q \gamma_m a_{m1b} a_{m1k} a_{m1} a_{m1}^H \mathbf{b}_{p1} = d_{bk} \mathbf{a}_{m1} \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $d_{bk} = \gamma_m a_{m1b} a_{m1k} a_{m1}^H b_{p1}$ 是一标量. 式(5)的几何意义是存在向量 \mathbf{b} , 使得 $\mathbf{C}_{bk}\mathbf{b}$ 与 \mathbf{a}_{m1} 共线, 若四次累积量切片集表示为 $\{\mathbf{C}_{bk} | (b,k) \in \Theta\}$, 独立信号参数可搜索如下代价函数获取:

$$\min \mathbf{J}(\varphi, \theta, \gamma, \eta, \mathbf{b}, \mathbf{d}) = \sum_{(b,k) \in \Theta} \|\mathbf{C}_{bk}\mathbf{b} - d(b,k)\mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta)\|^2$$
 式中 $\|\cdot\|^2$ 表示欧几里德模, $\mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta)$ 为需估计参数 $(\varphi, \theta, \gamma, \eta)$ 的独立信号导向矢量, \mathbf{d} 为所有 $\{d(b,k) | (b,k) \in \Theta\}$ 的元素依序组成的列向量, 为避免对代价函数 $\mathbf{b} = \mathbf{d} = \mathbf{0}$ 的错误优化结果, 增加约束式: $\|\mathbf{d}\| = 1$. 将代价函数展开:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\varphi, \theta, \gamma, \eta, \mathbf{b}, \mathbf{d}) &= \mathbf{b}^H \left(\sum_{(b,k) \in \Theta} \mathbf{C}_{bk}^H \mathbf{C}_{bk} \right) \mathbf{b} - \mathbf{b}^H \left(\sum_{(b,k) \in \Theta} d_{bk} \mathbf{C}_{bk}^H \mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \right) \\ &\quad - \left(\sum_{(b,k) \in \Theta} d_{bk}^* \mathbf{a}^H(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{C}_{bk} \right) \mathbf{b} \\ &\quad + \mathbf{a}^H(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \sum_{(b,k) \in \Theta} |d_{bk}|^2 \end{aligned}$$

定义: $\mathbf{F} = \sum_{(b,k) \in \Theta} \mathbf{C}_{bk}^H \mathbf{C}_{bk}$

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) &= [\dots, \mathbf{C}_{bk}^H \mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta), \dots] \\ &= [\dots, \mathbf{C}_{bk}^H \mathbf{g}(\varphi, \theta) \boldsymbol{\xi}(\gamma, \eta), \dots] \\ &= \underbrace{[\dots, \mathbf{C}_{bk}^H \mathbf{g}(\varphi, \theta), \dots]}_{\mathbf{G}(\varphi, \theta)} \boldsymbol{\xi}(\gamma, \eta), (b,k) \in \Theta \end{aligned}$$

这样:

$$\begin{aligned} \sum_{(b,k) \in \Theta} d_{bk} \mathbf{C}_{bk}^H \mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) &= \mathbf{G}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{d}, \\ \sum_{(b,k) \in \Theta} |d_{bk}|^2 &= 1, \mathbf{a}^H(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{a}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) = 2N. \end{aligned}$$

代入 $\mathbf{J}(\varphi, \theta, \gamma, \eta, \mathbf{b}, \mathbf{d})$ 得:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\varphi, \theta, \gamma, \eta, \mathbf{b}, \mathbf{d}) &= \mathbf{b}^H \mathbf{F} \mathbf{b} - \mathbf{b}^H \mathbf{G}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{d} \\ &\quad - \mathbf{d}^H \mathbf{G}^H(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{b} + 2N \end{aligned}$$

对 \mathbf{b} 求偏导:

$$\frac{\partial \mathbf{J}(\varphi, \theta, \gamma, \eta, \mathbf{b}, \mathbf{d})}{\partial \mathbf{b}} = 2(\mathbf{F} \mathbf{b} - \mathbf{G}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{d}) = 0$$

得: $\mathbf{b}^{[\text{opt}]} = \mathbf{F}^+ \mathbf{G}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{d}$, \mathbf{F}^+ 为矩阵 \mathbf{F} 的 Moore-Penrose 广义逆, 代入 $\mathbf{J}(\varphi, \theta, \gamma, \eta, \mathbf{b}, \mathbf{d})$ 得:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(\varphi, \theta, \gamma, \eta, \mathbf{d}) &= 2N - \mathbf{d}^H \mathbf{G}^H(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{F}^+ \mathbf{G}(\varphi, \theta, \gamma, \eta) \mathbf{d} \\ &= 2N - \mathbf{d}^H \otimes \boldsymbol{\xi}^H(\gamma, \eta) \mathbf{G}^H(\varphi, \theta) \mathbf{F}^+ \mathbf{G}(\varphi, \theta) \boldsymbol{\xi}(\gamma, \eta) \otimes \mathbf{d} \end{aligned}$$

所以:

$$\begin{aligned} \min \mathbf{J}(\varphi, \theta) &= 2N - \max \text{eig}(\mathbf{G}^H(\varphi, \theta) \mathbf{F}^+ \mathbf{G}(\varphi, \theta)) \\ &= 2N - \max \text{eig}(\mathbf{G}^H(\varphi, \theta) \mathbf{F}^+ \mathbf{G}(\varphi, \theta)) \end{aligned}$$

符号 $\max \text{eig}(\cdot)$ 表示取矩阵最大特征值. 因此引入二维空间谱:

$$p(\varphi, \theta) = \frac{1}{2N - \max \text{eig}(\mathbf{G}^H(\varphi, \theta) \mathbf{F}^+ \mathbf{G}(\varphi, \theta))}$$

这样, 搜索 $p(\varphi, \theta)$ 的峰值, 就可以获得多信号的数目以及信号 DOA 参数 $(\hat{\varphi}, \hat{\theta})$, 该方法不需要提前知道信号数目. 将多信号 $(\hat{\varphi}, \hat{\theta})$ 分别代入下式, 根据最大值位置, 估计出对应的 (γ, η) .

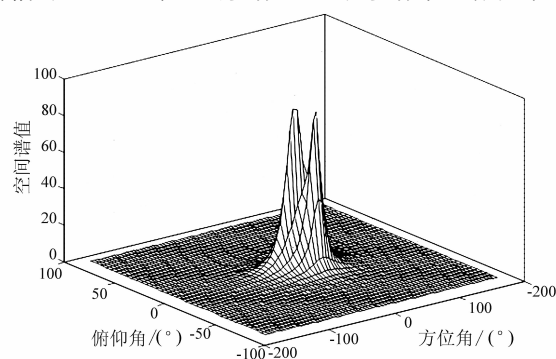
$$p(\gamma, \eta) = \frac{1}{2N - \max \text{eig}(\mathbf{G}^H(\hat{\varphi}, \hat{\theta}, \gamma, \eta) \mathbf{F}^+ \mathbf{G}(\hat{\varphi}, \hat{\theta}, \gamma, \eta))}$$

4 相干信号参数估计

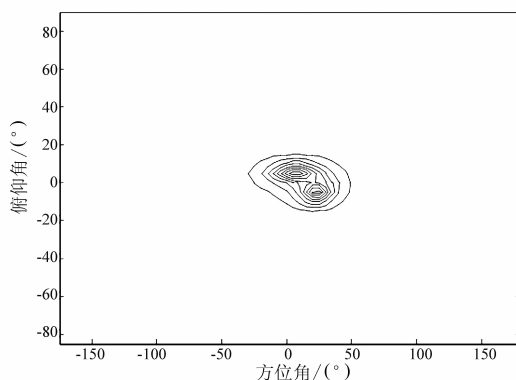
利用独立信号电场矢量与电磁矢量垂直的性质, $\mathbf{C}_{\Sigma_{nl}}$ 中已消除了独立信号, 实现了相干信号与独立信号的分离, 它是 $6N \times 6N$ 矩阵. 多线性分解是估计信号参数常用方法^[20] 本文采用简单的列展开法估计多组相干信号参数. 对 N^2 个 $\mathbf{C}_{\Sigma_{nl}}$ 分别进行列展开 $\text{vec}(\mathbf{C}_{\Sigma_{nl}}) = \sum_{m=1}^G \gamma_{\Sigma_{nlm}} \mathbf{a}_{cm} \otimes \mathbf{a}_{cm}^H$ 后, 组成一个 $(6N)^2 \times N^2$ 矩阵: $[\text{vec}(\mathbf{C}_{\Sigma_{11}}), \dots, \text{vec}(\mathbf{C}_{\Sigma_{nl}}), \dots, \text{vec}(\mathbf{C}_{\Sigma_{NN}})]$, 进行 SVD 分解, 取 G 个较大特征值对应的左特征向量, 与 G 组相干信号对应, 对这些 $(6N)^2 \times 1$ 特征向量再进行列重组, 形成与 $6N \times 6N$ 矩阵, 经过平滑, 去降秩后, 采用子空间正交法, 即 MUSIC 算法^[12], 可检测出每组相干信号的组成信号参数. 详见仿真实验.

5 仿真实验

仿真 2 个全电磁矢量传感器阵列, 全电磁矢量传感器坐标为 $(0, 0, 0)$ 和 $(0, 0, 1)$, 可组成 4 个 $\mathbf{C}_{\Sigma_{nl}}$, 为此需计算 12 个切片 $\mathbf{C}_{(n+1)(l+4)}$, $\mathbf{C}_{(n+2)(l+5)}$ 和 $\mathbf{C}_{(n+3)(l+6)}$, 其中 $0 \leq n, l < 2$. 在白噪声中有两个同强度独立 BPSK 信号源, 信噪比 30dB, 空间参数和极化参数分别为: $(7, 6,$



(a) 无干扰时两独立信号二维空间谱图



(b) 无干扰时两独立信号二维空间谱等位线图

图2 无相干信号干扰时两独立信号二维空间谱

-4, -31) 和 (23, -6, -4, -31). 采用本文的独立信号估计方法, 结果如图 2, 图 2(a) 为有相干信号干扰时两独立信号二维空间谱图, 图 2(b) 为谱等位线图 (以下同). 对 12 个切片 $C_{(n+1)(l+4)}$, $C_{(n+2)(l+5)}$ 和 $C_{(n+3)(l+6)}$, 分别进行列展开 $\text{vec}(C_{nl}) = \sum_{m=1}^G \gamma_{lm} \mathbf{a}_{cm} \otimes \mathbf{a}_{cm}^H$ 后, 组成一个 144×12 矩阵: $[\text{vec}(C_{11}), \dots, \text{vec}(C_{nl}), \dots, \text{vec}(C_{NV})]$, 进行 SVD 分解, 取较大特征值对应的左特征向量, 与信号子空间对应, 采用信号子空间与噪声子空间正交法, 即 MUSIC 算法^[12], 检测出每信号的信号参数, 如图 3. 由图 2 和图 3 可见, 两种方法都可以区分这两个独立信号. 信号源增加一组相干 BPSK 信号, 由两个强度相同的完全相关信号组成, 空间参数和极化参数分别为: (11, 31, -4, -31) 和 (31, -39, -4, -31). 两个相干信号强度是为独立信号的 5 倍, 这样一来, 相干信号成为估计独立信号参数的强干扰, 由于本文算法包含隔离向量 \mathbf{b}_{pl} , 有效抑制了相干信号干扰, 所以独立信号参数估计性能下降很小, 结果见图 4, 图中两个独立信号峰仍然清晰可分, 而直接采用信号子空间正交法, 结果见图 5, 图中两个独立信号峰已不可分.

为了展示本文算法 相干信号参数估计性能, 将两个完全相干信号强度下降为独立信号一半, 空间参数和极化参数不变. 对 4 个 $C_{\Sigma nl}$ 分别进行列展开后, 组成

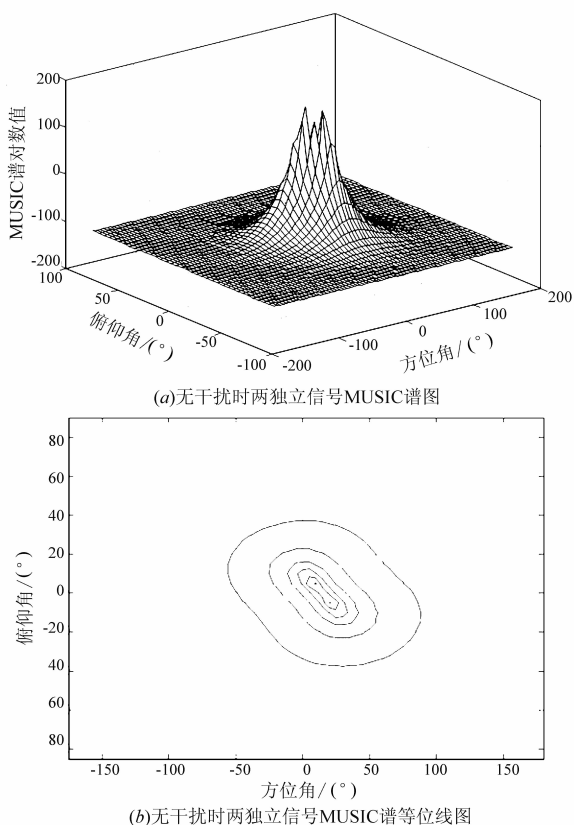


图 3 无相干信号干扰时两独立信号 MUSIC 谱

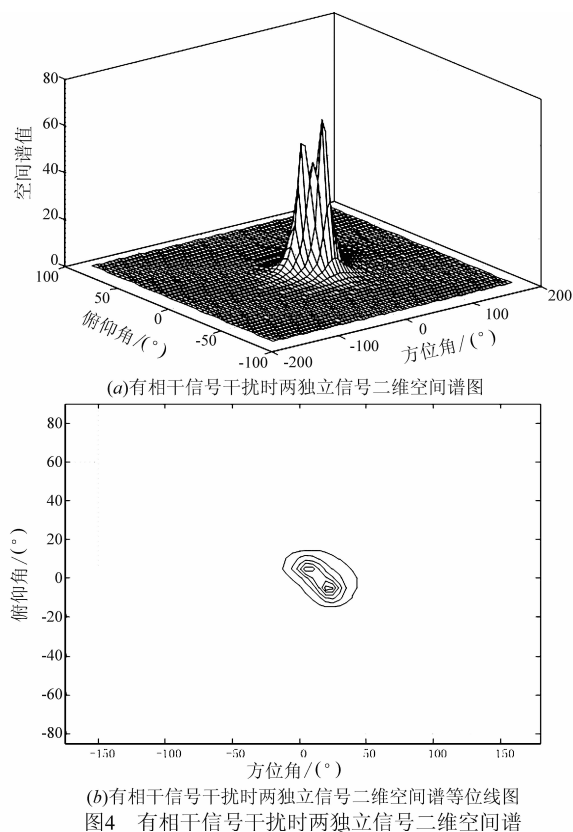


图 4 有相干信号干扰时两独立信号二维空间谱

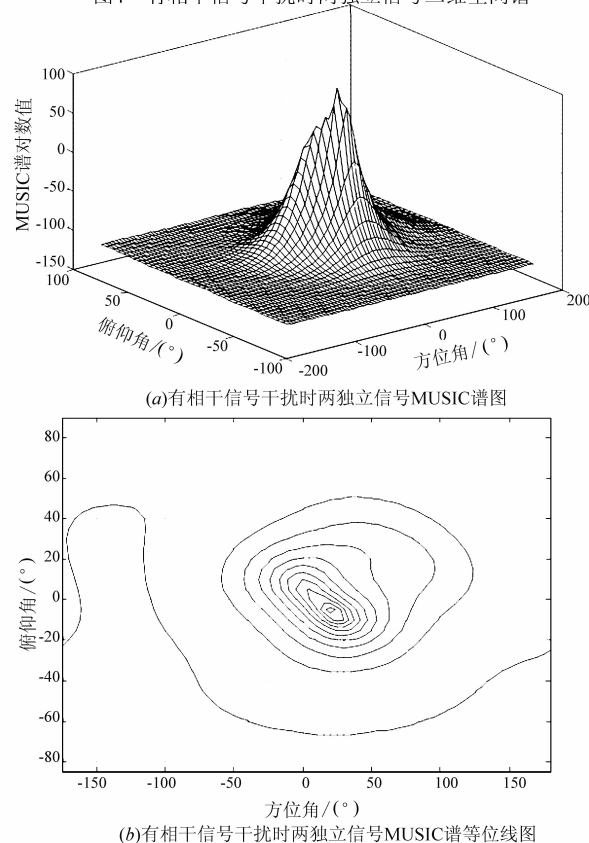
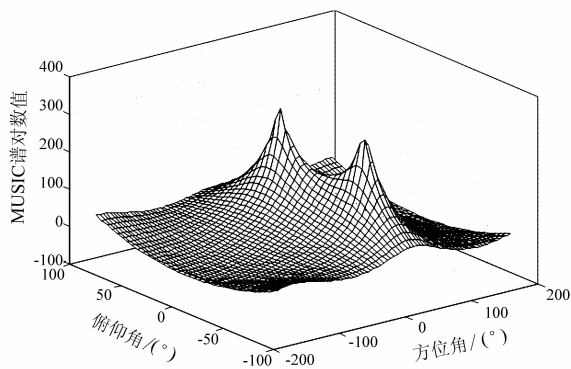


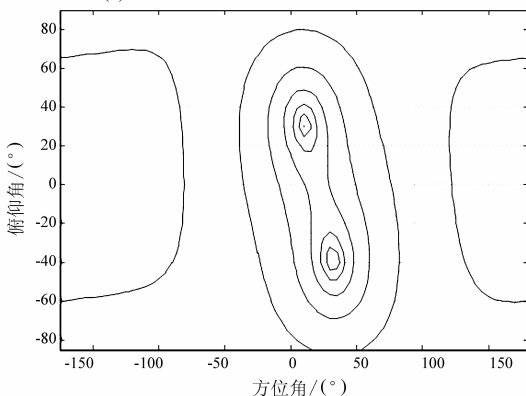
图 5 有相干信号干扰时两独立信号 MUSIC 谱

一个 $12^2 \times 4$ 矩阵: $[\text{vec}(C_{\Sigma 11}), \text{vec}(C_{\Sigma 12}), \text{vec}(C_{\Sigma 21}),$

$\text{vec}(\mathbf{C}_{\Sigma 22})]$, 进行 SVD 分解, 取较大特征值对应的左特征向量, 与相干信号对应, 对 $12^2 \times 1$ 特征向量再进行列重组, 形成 12×12 矩阵 \mathbf{R} , 经过平滑 $\mathbf{R}(1:6, 1:6) + \mathbf{R}(7:12, 7:12)$, 去降秩后, 采用子空间正交法, 即 MUSIC 算法^[12], 可检测出每组相干信号的组成信号参数.



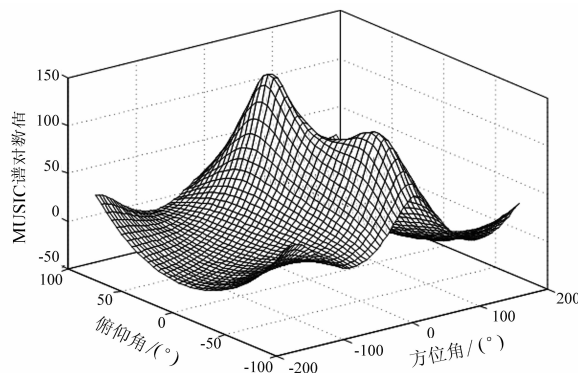
(a) 消除独立信号干扰时两相干信号 MUSIC 谱图



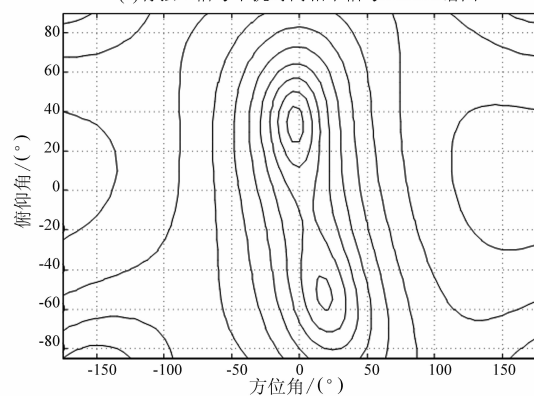
(b) 消除独立信号干扰时两相干信号 MUSIC 谱等位线图

图6 消除独立信号干扰时两相干信号 MUSIC 谱

本文算法消除了独立信号干扰, 对相干信号估计结果见图 6, 可见信号参数被正确估计. 而直接采用信号子空间正交法, 结果见图 7, 图中两个相干信号参数估计出现误差.



(a) 有独立信号干扰时两相干信号 MUSIC 谱图



(b) 有独立信号干扰时两相干信号 MUSIC 谱等位线图

图7 有独立信号干扰时两相干信号 MUSIC 谱

6 结论

极化信号的电场导向矢量与电磁导向矢量因垂直而内积为零, 利用此关系可得到已虑除了所有独立信号的多个接收信号四阶累积量切片矩阵, 相干信号存在于四阶累积量矩阵的信号子空间中. 多个这样的四阶累积量矩阵组合在一起可替代原来完整的四阶累积量数据, 从而实现全矢量传感器阵列区分处理独立和相干信号, 提高阵列信号处理效率. 估计多信号中的一个信号参数时, 对其他信号进行了隔离, 可提高多信号参数估计性能^[19], 本文将这一思想应用于矢量阵列信号任意数量的高阶累积量切片, 信号源中可包含相干信号. 因可抑制任意方向, 任意数量的独立干扰, 即能抗饱和和干扰, 算法可作为电子对抗工具. 本文仿真仅涉及两个独立信号参数估计和两个相干信号参数估计, 增加阵元数量, 采用更高阶累积量, 可估计更复杂组合形式的信号参数.

参考文献

- [1] Tan KC, Ho KC, Nehorai A. Uniqueness study of measurements obtainable with arrays of electromagnetic vector sensors[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, SP-44(4): 1036-1039.
- [2] 庄钊文, 徐振海, 肖顺平. 极化敏感阵列信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2006. 2-277.
- [3] 徐友根, 刘志文. 基于累积量的极化敏感阵列 DOA 和极化参数的同时估计[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 1962-1966.
Xu Yougen, Liu Zhiwen Wen. Cumulant-based two-dimensional DOA and polarization estimation with a polarization sensitive array comprising a spatially stretched tripole[J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(12): 1962-1966. (in Chinese)
- [4] Wong K T, Zoltowski M D. Self-initiating MUSIC direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beam-space [J]. IEEE Transactions on Antenna

- Propagation, 2000, 48(8): 1235 - 1245.
- [5] 李会勇, 张远芳, 谢菊兰. 极化敏感线阵的模值约束降维 Root-MUSIC 算法 [J]. 信号处理, 2016, 32(2): 173 - 178.
- Li H Y, Zhang Y F, Xie J L. A reduced-dimensional root-MUSIC algorithm with the modulus constraint based on polarization sensitive linear array [J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(2): 173 - 178. (in Chinese)
- [6] 徐友根, 刘志文, 电磁矢量传感器阵列相干信号源波达方向和极化参数的同时估计: 空间平滑方法 [J]. 通信学报, 2004, 25(5): 28 - 38.
- Xu Yougen, Liu Zhiwen Wen. Simultaneous estimation of 2D DOA and polarization of multiple coherent sources using an electromagnetic vector sensor array [J]. Journal of China Institute of Communications, 2004, 25(5): 28 - 38. (in Chinese)
- [7] He J, Jiang S, Wang J, et al. Polarization difference smoothing for direction finding of coherent signals [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2010, 46(1): 469 - 480.
- [8] 张树银, 郭英, 齐子森, 苏令华. 锥面共形阵列相干源 DOA 和极化参数的联合估计算法 [J]. 宇航学报, 2012, 33(7): 956 - 963.
- Zhang S Y, Guo Y, Qi Z S, Su L H. DOA and polarization estimation algorithm for coherent signals with conical conformal array [J]. Journal of Astronautics, 2012, 33(7): 956 - 963. (in Chinese)
- [9] Pascal C, Laurent A, Anne F, Pierre C. On the virtual array concept for higher order array processing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(4): 1254 - 1271.
- [10] Pascal C, Anne F, Laurent A. High-resolution direction finding from higher order statistics: The 2q-MUSIC algorithm [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2006, 54(8): 2986 - 2997.
- [11] Wingkin Ma, Tsunghan Hsieh, Chongyung Chi. DOA estimation of quasistationary signals with less sensors than sources and unknown spatial noise covariance: A Khatri-Rao subspace approach [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(4): 2168 - 2180.
- [12] Pascal C, Anne F, Laurent A, Gwenael B. Higher order direction finding from arrays with diversely polarized antennas: the PD-2q-MUSIC algorithms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(3): 5337 - 5350.
- [13] Xu Yougen, Liu Zhiwen Wen, Kainam Thomas, Cao Jinliang. Virtual-manifold ambiguity in HOS-based direction-finding with electromagnetic vector-sensors [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(4): 1291 - 1308.
- [14] Yan F, Jin M, Liu S. Real-valued MUSIC for efficient direction estimation with arbitrary array geometries [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(6): 1548 - 1560.
- [15] 刘帅, 王军, 金铭, 乔晓林. 共形阵列 MUSIC 算法分辨力性能分析 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2016, 48(05): 51 - 56.
- Liu S, Wang J, Jin M, Qiao X L. Resolution performance analysis of MUSIC for conformal array. Journal of Harbin Institute of Technology, 2016, 48(5): 51-56. (in Chinese)
- [16] Liu F L, Wang J K, Sun C Y, Du R Y. Spatial differencing method for DOA estimation under the coexistence of both uncorrelated and coherent signals [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2012, 60(4): 2052 - 2062.
- [17] Nehorai A, Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(2): 376 - 398.
- [18] Gonen E, Mendel JM. Applications of cumulants to array processing. III. Blind beamforming for coherent signals [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(9): 2252 - 2264.
- [19] Zeng Wenjun, Li Xilin, Zhang Xianda. Direction-of-arrival estimation based on the joint diagonalization structure of multiple fourth-order cumulant matrices [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2009, 16(3): 164 - 167.
- [20] Lie Suwandi, LA Rahim; CY Huat. Fourth-order and weighted mixed order direction-of-arrival estimators [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2006, 13(11): 691 - 694.

作者简介



陈广东 男, 1968 年生于江苏南京. 现为南京航空航天大学无人驾驶飞机研究院副研究员. 主要研究方向为: 测控, 雷达信号处理.
E-mail: steve_chen3596@163.com

黄海行 男, 生于 1991 年, 南京航空航天大学信息科学与技术学院硕士研究生, 研究方向: 测控信号处理.

陈智 男, 生于 1990 年, 南京航空航天大学信息科学与技术学院硕士研究生, 研究方向: 图像处理, 测控信号处理.