

# 基于 COLD 阵列的联合稀疏重构信号 DOA 估计方法

殷冰洁 徐友根 刘志文

(北京理工大学信息与电子学院, 北京, 100081)

**摘要:** 针对窄带和宽带两种情形, 提出了一种基于同点正交磁环偶极子矢量天线 (Co-centered orthogonal loop and dipole, COLD) 阵列的联合稀疏重构信号波达方向 (Direction-of-arrival, DOA) 估计方法。该方法首先构造极化-空间域协方差矩阵, 并对其第一列进行稀疏表示, 在此基础上利用 COLD 阵列可视为相互垂直的磁环阵列和偶极子阵列这一特点, 采用  $l_2$ -范数约束下的凸优化 ( $l_1$ -范数) 联合稀疏重构技术实现信号 DOA 估计。仿真实验表明, 该方法较之现有方法具有分辨力高、估计精度高等优点。

**关键词:** 阵列信号处理; 稀疏重构; 波达方向估计; 矢量天线阵列

**中图分类号:** TN911.7      **文献标志码:** A

## DOA Estimation with COLD Array Using Joint Sparse Reconstruction

Yin Bingjie, Xu Yougen, Liu Zhiwen

(School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing, 100081, China)

**Abstract:** A joint sparse reconstruction method is proposed for the estimation of the direction-of-arrival (DOA) of narrowband or wideband signals by using a co-centered orthogonal loop and dipole (COLD) vector antenna array. This method is based on the sparse representation of the first column vector of the polarization-space covariance matrix constructed by the output of the COLD array, which can be regarded as two perpendicular loops and dipole separated antenna arrays. The DOA estimates are then obtained via the convex optimization ( $l_1$ -norm based) joint sparse reconstruction technique under the  $l_2$ -norm constraint. Simulation results show the superior performance of the presented method over the traditional methods in terms of resolution and DOA estimation accuracy.

**Key words:** array signal processing; sparse reconstruction; direction-of-arrival (DOA) estimation; vector antenna array

## 引 言

波达方向 (Direction-of-arrival, DOA) 估计是阵列信号处理的重要应用领域之一<sup>[1-2]</sup>。近年来, 基于电磁矢量传感器阵列的信号 DOA 估计方法日益受到关注<sup>[3-4]</sup>。采用电磁矢量传感器阵列可以充分利用信号源极化信息、提高 DOA 估计精度, 因而很多基于不同类型电磁矢量传感器阵列的信号 DOA 估计

方法被相继提出。文献[5,6]分别提出了矢量叉积和单电磁矢量传感器源信号旋转不变信号参数估计(Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques, ESPRIT)方法。采用交叉偶极子阵列,文献[7]提出了一种基于多重信号分类(Multiple signal classification, MUSIC)方法<sup>[8]</sup>的信号 DOA 估计方法,文献[9]则提出了一种基于 ESPRIT 的方法。然而这两种方法均为子空间类方法,无法处理相干源信号。

近年来压缩感知理论<sup>[10-12]</sup>迅速兴起,信号稀疏表示与重构(Sparse signal reconstruction, SSR)方法被用于解决信号 DOA 估计等一系列问题<sup>[13-17]</sup>。基于该理论框架的技术主要根据阵列协方差矩阵的结构特点来利用空域信息。具有代表性的 SSR 方法包括递归加权最小范数方法<sup>[18]</sup>、基于  $l_1$ -范数惩罚的方法<sup>[19-20]</sup>及基于  $l_2$ -范数惩罚的方法<sup>[21]</sup>。然而以上方法均针对基于标量阵列的窄带信号 DOA 估计。

文献[22]提出了一种基于同点正交磁环偶极子矢量天线(Co-centered orthogonal loop and dipole, COLD)阵列的稀疏表示窄带信号 DOA 估计方法,但没有利用 COLD 子阵列稀疏矢量的稀疏共性。对于宽带信号情形,已有的  $l_1$ -范数奇异值分解( $l_1$ -norm singular value decomposition,  $l_1$ -SVD)<sup>[19]</sup>方法首先进行频域分解至窄带后再进行 DOA 估计,最终的 DOA 估计结果是各个子窄带结果的平均值,同样没有充分利用各子窄带之间的联合稀疏性。

针对以上问题,本文提出一种基于 COLD 矢量天线均匀线阵的联合稀疏重构信号 DOA 估计方法。利用 COLD 阵列的特点构造极化-空间域协方差矩阵,并对其第一列进行稀疏表示。由于 COLD 天线由磁环与偶极子组成,稀疏矢量可由磁环构成的阵列与偶极子构成的阵列分别恢复。为了利用两个子阵列稀疏矢量的共性,采用  $l_2$ -范数构造待恢复的联合稀疏矢量,进而基于凸优化( $l_1$ -范数)进行稀疏重构实现信号 DOA 估计。

## 1 COLD 阵列信号模型

考虑  $M$  个相互独立的窄带完全极化信号入射到如图 1 所示的 COLD 矢量天线均匀线阵,其中矢量阵元数为  $L(L > M)$ ,矢量阵元间距为  $d(d \leq c/2f)$ ,其中  $c$  为信号波传播速度,  $f$  为信号中心频率。

注意到 COLD 阵列可看作由两个子阵构成,其中一个为偶极子阵,另一个为磁环阵。记偶极子阵的阵列输出为  $\mathbf{x}_D(t)$ ,磁环阵的阵列输出为  $\mathbf{x}_L(t)$ ,则 COLD 阵的输出矢量可表示为

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_D(t) \\ \mathbf{x}_L(t) \end{bmatrix} = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}_m s_m(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_D(t) \\ \mathbf{n}_L(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{n}_D(t)$  和  $\mathbf{n}_L(t)$  分别为偶极子阵和磁环阵的空时极化白加性高斯噪声矢量;  $\mathbf{a}_m$  为第  $m$  个信号  $s_m(t)$  的导向矢量

$$\mathbf{a}_m = [\mathbf{a}_{D,m}^T, \mathbf{a}_{L,m}^T]^T \quad (2)$$

式中:  $(\cdot)^T$  表示转置,  $\mathbf{a}_{D,m} = -\sin\gamma_m e^{j\eta_m} \mathbf{a}_{s,m}$ ,  $\mathbf{a}_{L,m} = -\cos\gamma_m \mathbf{a}_{s,m}$ , 并且  $\mathbf{a}_{s,m} = [1, \dots, e^{j2\pi f d \sin\theta_m/c}, \dots, e^{j2\pi f(L-1)d \sin\theta_m/c}]^T$ 。而  $\theta_m$  为第  $m$  个信号的 DOA,  $\gamma_m$  和  $\eta_m$  则分别为第  $m$  个信号的极化辅助角和极化相位差。

为了便于处理,将式(1)所示阵列输出矢量重写为

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_D \\ \mathbf{A}_L \end{bmatrix} \mathbf{s}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_D(t) \\ \mathbf{n}_L(t) \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中:  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T$  表示信号矢量;  $\mathbf{A}_D = [\mathbf{a}_{D,1}, \mathbf{a}_{D,2}, \dots, \mathbf{a}_{D,M}]$  和  $\mathbf{A}_L = [\mathbf{a}_{L,1}, \mathbf{a}_{L,2}, \dots, \mathbf{a}_{L,M}]$  分别为对应于偶极子阵和磁环阵的阵列流形矩阵。

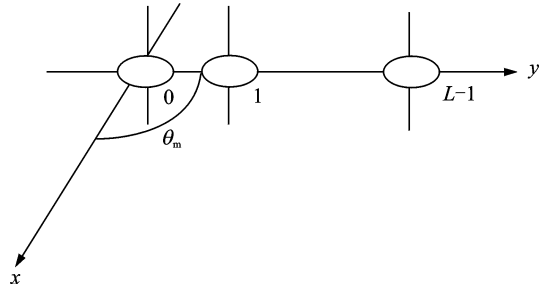


图 1 均匀 COLD 线阵

Fig. 1 A uniform linear COLD array

## 2 基于联合稀疏重构的窄带信号 DOA 估计方法

定义极化-空间域协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_D = E\{\mathbf{x}_D(t)\mathbf{x}_D^H(t)\} = \mathbf{A}\mathbf{S}_D\mathbf{A}^H + \mathbf{N}_D \quad (4)$$

$$\mathbf{R}_L = E\{\mathbf{x}_L(t)\mathbf{x}_L^H(t)\} = \mathbf{A}\mathbf{S}_L\mathbf{A}^H + \mathbf{N}_L \quad (5)$$

式中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置,且

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= [\mathbf{a}_{s,1}, \mathbf{a}_{s,2}, \dots, \mathbf{a}_{s,M}] \\ \mathbf{S}_D &= \text{diag}\{\sigma_1^2 \sin^2(\gamma_1), \dots, \sigma_M^2 \sin^2(\gamma_M)\} \\ \mathbf{S}_L &= \text{diag}\{\sigma_1^2 \cos^2(\gamma_1), \dots, \sigma_M^2 \cos^2(\gamma_M)\} \\ \mathbf{N}_D &= \mathbf{N}_L = \sigma^2 \mathbf{I} \end{aligned}$$

其中: $\sigma_m^2$ 表示第 $m$ 个信号的功率; $\sigma^2$ 表示噪声功率; $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。

利用式(4,5),进一步得到

$$\begin{aligned} \mathbf{R} = \mathbf{R}_D + \mathbf{R}_L &= \mathbf{A}(\mathbf{S}_D + \mathbf{S}_L)\mathbf{A}^H + \mathbf{N}_D + \mathbf{N}_L = \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 \mathbf{a}_{s,m} \mathbf{a}_{s,m}^H + 2\sigma^2 \mathbf{I} = \\ & \begin{bmatrix} \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 + 2\sigma^2 & \dots & \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 e^{-j2\pi f(L-1)d\sin\theta_m/c} \\ \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 e^{j2\pi f(L-1)d\sin\theta_m/c} & \dots & \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 e^{-j2\pi f(L-2)d\sin\theta_m/c} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 e^{j2\pi f(L-1)d\sin\theta_m/c} & \dots & \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 + 2\sigma^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

定义矢量 $\mathbf{r}_0 = [r_{21}, r_{31}, \dots, r_{L1}]^T$ ,其中 $r_{ij}$ 对应于协方差矩阵 $\mathbf{R}$ 的第 $(i,j)$ 个元素,则 $\mathbf{r}_0$ 可表示为

$$\mathbf{r}_0 = \mathbf{B}\mathbf{p} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{B} = \mathbf{A}(2:L, :)$ ;  $\mathbf{p} = [\sigma_1^2, \dots, \sigma_m^2, \dots, \sigma_M^2]^T$ 。

为了利用信号的空域稀疏性来估计信号 DOA,根据式(7), $\mathbf{r}_0$ 可进一步表示为

$$\mathbf{r}_0 = \overline{\mathbf{B}}\overline{\mathbf{p}} \quad (8)$$

式中, $\overline{\mathbf{B}} = [\mathbf{b}_{s,1}, \mathbf{b}_{s,2}, \dots, \mathbf{b}_{s,M}]$ 为阵列流形矩阵扩展形成的过完备字典矩阵,由 $M'$ 个包含所有可能存在的信号 DOA 对应的导向矢量构成,其中 $\mathbf{b}_{s,m} = \mathbf{a}_{s,m}(2:L)$ , $\overline{\mathbf{p}}$ 为稀疏矢量,且该矢量仅在真实信号入射的位置值不为零,换句话说, $\overline{\mathbf{p}}$ 中非零元素的位置对应于信号 DOA。再假设 $\overline{\mathbf{p}}_D, \overline{\mathbf{p}}_L$ 为与 $\overline{\mathbf{p}}$ 具有相同结构的分别对应于偶极子阵和磁环阵的稀疏矢量,由于同一信号的 DOA 唯一且确定,于是 $\overline{\mathbf{p}}_D, \overline{\mathbf{p}}_L$ 非零元素的位置应该相同,可以找到充分稀疏的唯一解。因此,本文提出一种联合 $\overline{\mathbf{p}}_D, \overline{\mathbf{p}}_L$ 稀疏性来获得信号 DOA 的方法,称为联合稀疏重构窄带信号 DOA 估计方法(Narrowband joint sparse reconstruction, NJSR)。

为了便于描述,本文定义矢量 $\tilde{\mathbf{p}} = [\overline{\mathbf{p}}_D^T, \overline{\mathbf{p}}_L^T]^T$ 来替代 $\overline{\mathbf{p}}$ 。除此之外,再构建下面的矩阵和矢量

$$\mathbf{Z} = [\overline{\mathbf{p}}_D, \overline{\mathbf{p}}_L]^T = [\mathbf{z}_1, \dots, \mathbf{z}_m, \dots, \mathbf{z}_{M'}] \quad (9)$$

$$\tilde{\mathbf{z}} = [\|\mathbf{z}_1\|_2, \dots, \|\mathbf{z}_m\|_2, \dots, \|\mathbf{z}_{M'}\|_2]^T \quad (10)$$

式中: $\mathbf{z}_m (m=1, \dots, M')$ 表示 $\mathbf{Z}$ 的第 $m$ 列; $\|\cdot\|_2$ 表示 $l_2$ -范数。那么,信号 DOA 可通过求解下面的问题来获得

$$\min_{\tilde{\mathbf{p}}} \|\tilde{\mathbf{z}}\|_1, \text{ subject to } \|\mathbf{r}_0 - \overline{\mathbf{B}}_z \tilde{\mathbf{p}}\|_2 \leq \varepsilon_1 \quad (11)$$

式中: $\overline{\mathbf{B}}_z = [\overline{\mathbf{B}}, \mathbf{B}]$ ;  $\varepsilon_1$ 是可允许的边界误差。 $\varepsilon_1$ 的选择决定了 DOA 的估计精度。本文使用 CVX 来求解

式(11)获得信号 DOA。

### 3 基于联合稀疏重构的宽带信号 DOA 估计方法

与窄带信号相比,宽带信号有一段相对较宽的频带范围。然而,同一信号的波达方向并不会由于频率的不同而改变。基于这一特性,本文将所提窄带方法推广至宽带情形,提出了一种联合稀疏重构宽带信号 DOA 估计方法(Wideband joint sparse reconstruction, WJSR)。一方面,在宽带信号整个频率范围内联合利用 DOA 信息,本文将这种不同频率下的稀疏矢量所具有的稀疏共性称为稀疏集;另一方面,利用 COLD 阵列协方差矩阵特点构造用于稀疏恢复的联合稀疏矢量。

将宽带信号频带离散为  $Q$  个窄带频率集。本文仍需获得极化-空间域协方差矩阵  $\mathbf{R}$  并定义矢量  $\mathbf{r}_0$ ,方法同窄带情形。与窄带情形相比,宽带情形的  $\mathbf{r}_0$  包含了  $Q$  个窄带频率集的信息而非单一窄带频率集。

构造两个  $M' \times Q$  矩阵  $\bar{\mathbf{P}}_D$  和  $\bar{\mathbf{P}}_L$  分别对应于偶极子阵和磁环阵

$$\bar{\mathbf{P}}_D = [\bar{\mathbf{p}}_{D,1}, \dots, \bar{\mathbf{p}}_{D,q}, \dots, \bar{\mathbf{p}}_{D,Q}] \quad (12)$$

$$\bar{\mathbf{P}}_L = [\bar{\mathbf{p}}_{L,1}, \dots, \bar{\mathbf{p}}_{L,q}, \dots, \bar{\mathbf{p}}_{L,Q}] \quad (13)$$

式中,  $\bar{\mathbf{p}}_{D,q}$  和  $\bar{\mathbf{p}}_{L,q}$  为对应于第  $q$  ( $q=1, \dots, Q$ ) 个窄带频率集的  $M'$  维稀疏矢量。构造如下虚拟阵列模型

$$\mathbf{r}_0 = \bar{\mathbf{B}}_z \mathbf{t} \quad (14)$$

式中

$$\bar{\mathbf{B}}_z = [\bar{\mathbf{B}}_1, \dots, \bar{\mathbf{B}}_q, \dots, \bar{\mathbf{B}}_Q, \bar{\mathbf{B}}_1, \dots, \bar{\mathbf{B}}_q, \dots, \bar{\mathbf{B}}_Q]$$

$$\mathbf{t} = \text{vec}\{[\bar{\mathbf{P}}_D, \bar{\mathbf{P}}_L]\}$$

其中:  $\bar{\mathbf{B}}_q$  为对应于频率  $f_q$  的与  $\bar{\mathbf{B}}$  具有相同构造的字典矩阵;  $\mathbf{t}$  为  $2M'Q$  维稀疏矢量;  $\text{vec}\{\cdot\}$  表示矩阵矢量化。

为了联合恢复  $\bar{\mathbf{P}}_D$  和  $\bar{\mathbf{P}}_L$ , 本文再定义如下矩阵和矢量

$$\tilde{\mathbf{Z}} = [\bar{\mathbf{P}}_D, \bar{\mathbf{P}}_L]^T = [\tilde{\mathbf{z}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{z}}_m, \dots, \tilde{\mathbf{z}}_{M'}]$$

$$\bar{\mathbf{z}} = [\|\tilde{\mathbf{z}}_1\|_2, \dots, \|\tilde{\mathbf{z}}_m\|_2, \dots, \|\tilde{\mathbf{z}}_{M'}\|_2]^T$$

其中  $\tilde{\mathbf{z}}_m$  ( $m=1, \dots, M'$ ) 表示  $\tilde{\mathbf{Z}}$  的第  $m$  列。同窄带情形, 本文通过 CVX 工具来求解式(15)获得宽带信号的 DOA。

$$\min_t \|\bar{\mathbf{z}}\|_1 \text{ subject to } \|\mathbf{r}_0 - \bar{\mathbf{B}}_z \mathbf{t}\|_2 \leq \epsilon_2 \quad (15)$$

式中  $\epsilon_2$  为可允许的边界误差。

### 4 仿真实验与性能分析

在本文仿真实验中, 考虑一个 6 元线性均匀 COLD 阵列, 阵元间距为半波长(若入射信号为宽带信号, 则为信号最高频率所对应的半波长)。过完备字典 DOA 搜索网格范围为  $[-90^\circ, 90^\circ]$ , 网格步长为  $1^\circ$ 。可允许的误差边界  $\epsilon_1, \epsilon_2$  的最优值通过多次实验获得。

#### 4.1 实验 1: 窄带入射信号情形下的信号 DOA 估计

实验 1 基于以下两个场景:(1)两个等功率的远场窄带信号从  $\theta_1 = 35^\circ, \theta_2 = 40^\circ$  入射, 对应的极化参数分别为  $(45^\circ, 60^\circ)$  和  $(30^\circ, 60^\circ)$ , 快拍数为 200, 信噪比(Signal-to-noise ratio, SNR)为 20 dB, 阈值  $\epsilon_1 = 0.0008$ ; (2)两个等功率的远场窄带信号从  $\theta_1 = -35^\circ, \theta_2 = 45^\circ$  入射, 对应的极化参数分别为  $(30^\circ, 75^\circ)$  和  $(20^\circ, 60^\circ)$ , 快拍数为 100, SNR 为 5 dB, 阈值  $\epsilon_1 = 0.0008$ 。在以下所有窄带入射信号情形的仿真中, 本文将所提的 NJSR 方法与文献[22]中的 TY 方法进行性能比较。图 2 为实验 1 条件下 NJSR 方法和 TY 方法的空间谱结果。

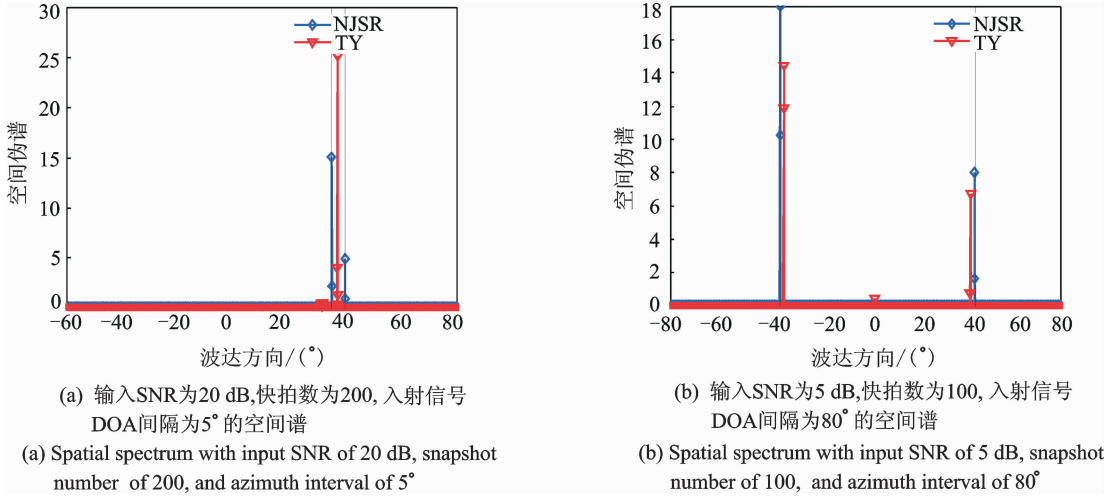


图 2 实验 1 条件下的空间谱

Fig. 2 Spatial spectrum versus DOAs of experiment 1

从图 2 可以看出,本文提出的 NJSR 方法对两个不同间隔的信号具有较好的分辨能力,即使两个信号 DOA 邻近,NJSR 也能得到精度较高的估计结果,而在同等条件下 TY 方法则无法准确分辨两个信号。此外,在低信噪比、短快拍条件下,NJSR 方法同样显示出较好的分辨性能。

#### 4.2 实验 2: 窄带入射信号情形下的估计精度

两个等功率的远场窄带信号入射到阵列,方位角分别为  $\theta_1 = 35^\circ$  和  $\theta_2 = 50^\circ$ ,对应的极化参数分别为  $(45^\circ, 60^\circ)$  和  $(30^\circ, 60^\circ)$ 。快拍数为 200,将其 SNR 在 5~20 dB 之间变化,变化间隔为 5 dB,不同 SNR 下分别进行 100 次独立试验,对每个 SNR 下的 100 次独立试验结果求平均得到均方根误差(Root mean squared error, RMSE)随 SNR 的变化曲线,如图 3 所示。RMSE 定义为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J \sum_{m=1}^M (\hat{\theta}_{m,j} - \theta_m)^2 / MJ} \quad (16)$$

式中  $\hat{\theta}_{m,j}$  为第  $j$  次实验中第  $m$  个信号的 DOA 估计值。

从图 3 可以看出,估计精度随着 SNR 的增加而提高,本文所提的 NJSR 方法的性能明显优于 TY 方法。原因在于随着 SNR 的增加,信号功率逐渐变大,信号特性愈加显现,本文方法基于信号的稀疏特性,联合利用 COLD 阵列两个子阵的稀疏矢量找到充分稀疏的唯一解,稀疏信号重构更精确。

#### 4.3 实验 3: 窄带入射信号情形下的分辨概率

两个等功率的远场窄带信号 DOA 分别为  $\theta_1 = 35^\circ$  和  $\theta_2 = 60^\circ$ ,将其 SNR 在 0~35 dB 之间变化,其余实验条件同实验 2,实验结果为分辨概率(Resolution probability, RSPB)随 SNR 的变化曲线如图 4 所示。在每个 SNR 下,RSPB 定义为信号 DOA 分辨成功的次数与独立试验总次数的比值,并定义当信号 DOA 估计的均方根误差在  $1^\circ$  以内,则认为信号成功分辨。RSPB 变化范围为  $[0, 1]$ ,RSPB 越大,分辨性能越好。

从图 4 可以看出,本文的方法对信号的 DOA 有很高的分辨能力,在 SNR 为 0 dB 时,分辨概率接近 0.9,在 SNR 大于 25 dB 后,分辨概率保持为 1。

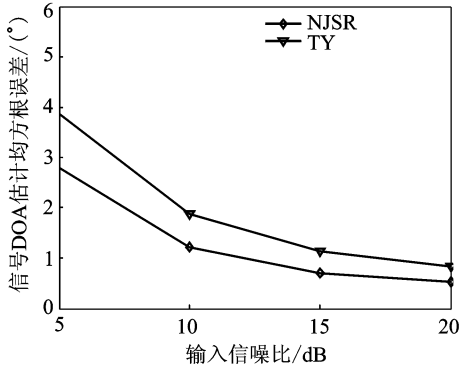


图3 RMSE随输入SNR变化曲线

Fig. 3 Curve of RMSE versus input SNR

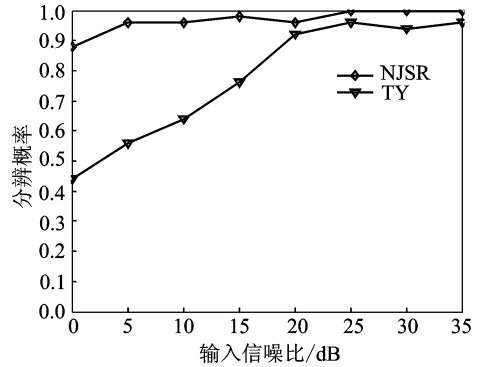
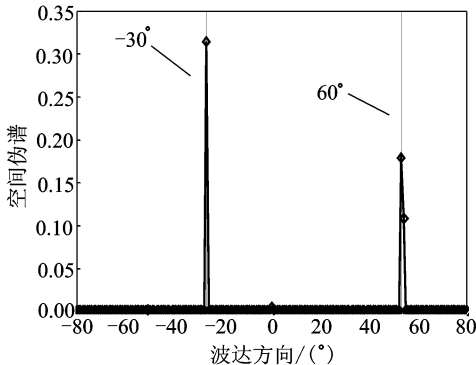


图4 RSPB随输入SNR变化曲线

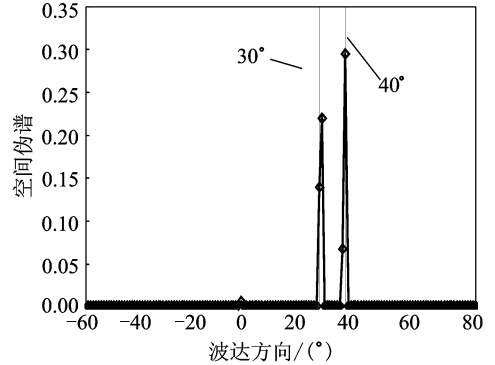
Fig. 4 Curve of RSPB versus input SNR

#### 4.4 实验4:宽带入射信号情形下的DOA估计

假设入射的宽带信号带限于20~30 kHz,采样频率为100 kHz。阵列数据观测时间分为100段,每段做64点离散傅里叶变换(Discrete Fourier transform, DFT)。考虑:(1)两个等功率的远场宽带信号入射方位角分别为 $\theta_1 = -30^\circ$ ,  $\theta_2 = 60^\circ$ ,对应的极化参数分别为 $(26^\circ, 60^\circ)$ 和 $(45^\circ, 30^\circ)$ ,SNR为20 dB,阈值 $\epsilon_2 = 0.008$ ;(2)两个等功率的远场宽带信号入射方位角分别为 $\theta_1 = 30^\circ$ ,  $\theta_2 = 40^\circ$ ,对应的极化参数分别为 $(45^\circ, 60^\circ)$ 和 $(30^\circ, 60^\circ)$ ,SNR为20 dB,阈值 $\epsilon_2 = 0.008$ 。图5为实验4条件下WJSR方法对DOA的估计结果。从图5可以看出,本文所提的WJSR方法对宽带信号的DOA估计能得到精度较高的估计结果,估计值和真实值基本重合,能区分两个离得较近的信号。



(a) 输入SNR为25 dB,入射信号DOA间隔为 $90^\circ$ 的空间谱  
(a) Spatial spectrum with input SNR of 20 dB and azimuth interval of  $90^\circ$



(b) 输入SNR为25 dB,入射信号DOA间隔为 $10^\circ$ 的空间谱  
(b) Spatial spectrum with input SNR of 25 dB and azimuth interval of  $10^\circ$

图5 实验4条件下的空间谱

Fig. 5 Spatial spectrum versus DOAs of experiment 4

#### 4.5 实验5:宽带入射信号情形下的分辨概率

考虑两个等功率的远场宽带信号入射到阵列,入射的方位角角度间隔在 $2 \sim 16^\circ$ 之间变化,变化步长为 $2^\circ$ ,对应的极化参数分别为 $(45^\circ, 60^\circ)$ 和 $(30^\circ, 60^\circ)$ ,SNR为25 dB,阈值 $\epsilon_2 = 0.008$ 。本文将所提的WJSR方法与文献[23]中的非相干子空间方法(Incoherent signal subspace method, ISM),文献[24]中的

导向最小方差方法(Steered minimum variance, STMV)进行性能比较。图6为RSPB随DOA间隔的变化曲线。从图6可以看出,本文提出的WJSR方法能分辨出距离很近的两个信号,在宽带信号入射DOA间隔大于 $4^\circ$ 时,RSPB为1。

## 5 结束语

本文提出了一种基于COLD阵列的极化-空间域联合稀疏重构信号DOA估计方法。根据COLD阵列的特点构造极化-空间域协方差矩阵,并利用其两个子阵稀疏矢量的共性构造联合稀疏矢量,进而利用 $l_1$ -范数进行稀疏重构获得信号DOA估计。构造的联合稀疏矢量充分利用了信号的空域稀疏性,为寻求充分稀疏的唯一解提供了保证。仿真结果表明,无论是窄带还是宽带入射信号情形,该方法对距离较近的入射信号都保持着较好的分辨性能,能得到精度较高的DOA估计结果。

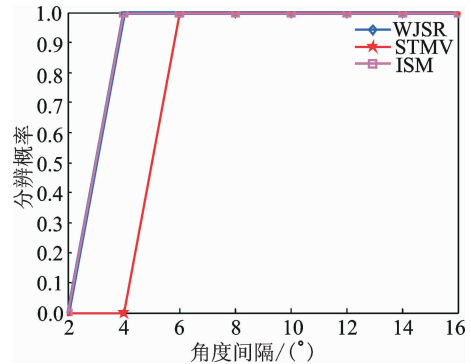


图6 RSPB随DOA间隔变化曲线

Fig. 6 RSPB versus DOA interval

## 参考文献:

- [1] 尤国红, 邱天爽, 兰天. 脉冲噪声环境下宽带循环平稳信号DOA估计算法[J]. 数据采集与处理, 2012, 27(4): 399-403.  
You Guohong, Qiu Tianshuang, Lan Tian. DOA estimation algorithm of the wideband cyclostationary signals in impulsive noise environment [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2012, 27(4): 399-403.
- [2] 梁浩, 李小波. 采用单次快拍数据实现信源DOA估计[J]. 数据采集与处理, 2013, 28(1): 58-63.  
Liang Hao, Li Xiaobo. DOA estimation of signals using one snapshot [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2013, 28(1): 58-63.
- [3] Wong K T, Yuan X. "Vector cross-product direction finding" with an electromagnetic vector-sensor of six orthogonally oriented but spatially non-collocating dipoles/loops[J]. IEEE Trans Signal Processing, 2011, 59(1): 160-171.
- [4] Wong K T, Zoltowski M D. Closed-form direction finding and polarization estimation with arbitrarily spaced electromagnetic vector-sensors at unknown locations [J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 2000, 48(5): 671-681.
- [5] Nehorai A, Paldi E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994, 42: 376-398.
- [6] Wong K T, Zoltowski M D. Uni-vector-sensor ESPRIT for multisource azimuth, elevation, and polarization estimation [J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1997, 45: 1467-1474.
- [7] Hua Y. A pencil-MUSIC algorithm for finding two-dimensional angles and polarizations using crossed dipoles [J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1993, 41: 370-376.
- [8] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation [J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276-280.
- [9] Li J, Jr Compton R T. Angle and polarization estimation using ESPRIT with a polarization sensitive array [J]. IEEE Trans Antennas and Propagation, 1991, 39(9): 1376-1383.
- [10] Donoho D L. Compressed sensing [J]. IEEE Trans Information Theory, 2006, 52(4): 1289-1306.
- [11] Candès E J, Romberg J, Tao T. Robust uncertainty principles; Exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information [J]. IEEE Trans Information Theory, 2006, 52(2): 489-509.
- [12] Donoho D L, Tsai Y. Extensions of compressed sensing [J]. Signal Processing, 2006, 86(3): 533-548.
- [13] Agrawal M, Prasad S. Broadband DOA estimation using "spatial-only" modeling of array data [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2000, 48(3): 663-670.
- [14] Agrawal M, Prasad S. Estimation of direction of arrival of wideband and wideband spread sources [J]. IEEE Trans Signal Processing, 2007, 87(4): 614-622.
- [15] Guo X S, Wan Q, Chang C Q, et al. Source localization using a sparse representation framework to achieve superresolution [J]. Multidim Syst Signal Processing, 2010, 21(4): 391-402.

- [16] Chow K Y, Lui K S, Lam E Y. Wireless sensor networks scheduling for full angle coverage [J]. *Multidim Syst Signal Processing*, 2009, 20(2): 101-119.
- [17] Tang Z, Balcquière G, Leus G. Aliasing-free wideband beamforming using sparse signal representation [J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2011, 59(7): 3464-3469.
- [18] Gorodnitsky I F, Rao B D. Sparse signal reconstruction from limited data using FOCUSS: A re-weighted minimum norm algorithm [J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 1997, 45(3): 600-616.
- [19] Malioutov D, Cetin M, Willsky A S. A sparse signal reconstruction perspective for source localization with sensor arrays [J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2005, 53(8): 3010-3022.
- [20] Xu X, Wei X H, Ye Z F. DOA estimation based on sparse signal recovery utilizing weighted  $l_1$ -norm penalty [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(3): 155-158.
- [21] Hyder M M, Mahata K. Direction-of-arrival estimation using a mixed  $l_{2,0}$  norm approximation [J]. *IEEE Trans Signal Processing*, 2010, 58(9): 4646-4655.
- [22] Tian Y, Xu H. DOA, power and polarization angle estimation using sparse signal reconstruction with a COLD array [J]. *International Journal of Electronics and Communications*, 2015, 69: 1606-1612.
- [23] Wax M, Shan T J, Kailath T. Spatio-temporal spectral analysis by eigenstructure methods [J]. *IEEE Trans Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1984, 32(4): 817-827.
- [24] Krolik J, Swingler D. Multiple broad-band source location using steered covariance matrices [J]. *IEEE Trans Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1989, 37(10): 1481-1494.

#### 作者简介:



殷冰洁 (1992-), 女, 硕士研究生, 研究方向: 宽带信号 DOA 估计, E-mail: bingjieyin@bit.edu.cn.



徐友根 (1975-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向: 阵列信号处理等。



刘志文 (1962-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向: 阵列信号处理及其应用。

(编辑: 张黄群)



