

分离式长电偶极子稀疏阵列的相干信号多维参数联合估计

李槟槟^{*①} 张袁鹏^{①②} 陈辉^① 杜庆磊^① 刘维建^①
张明亮^{②③} 郑桂妹^② 张栋^④

^①(空军预警学院 武汉 430019)

^②(空军工程大学 西安 710051)

^③(中国人民解放军93557部队 石家庄 050700)

^④(中国人民解放军66135部队 北京 100041)

摘要: 由长电偶极子或大磁环组成的大尺寸电磁矢量传感器(ElectroMagnetic Vector Sensor, EMVS)比小尺寸EMVS辐射效率更高, 研究其参数估计算法有助于推动EMVS的实用化应用。该文针对分离式长电偶极子稀疏阵列相干目标参数估计问题, 提出高精度无模糊的多维参数闭式解算法。首先利用空域旋转不变性和单个矢量传感器内部属性得到方向余弦的高精度周期性模糊估计值, 然后借助单个矢量传感器导向矢量推导出2维波达方向粗估计值, 最后通过解模糊得到高精度无模糊的多维参数估计值。该方法规避了传统极化平滑算法的极化信息损失和迭代搜索过程, 且能实现参数自动配对。计算机仿真结果表明了所提算法在分离式长电偶极子线阵中解相干的有效性。

关键词: 分离式长电偶极子; 空间平滑; 相干信源; 参数估计

中图分类号: TN 958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)09-2695-08

DOI: [10.11999/JEIT200515](https://doi.org/10.11999/JEIT200515)

Coherent Sources Multidimensional Parameters Estimation with Sparse Array of Spatially Spread Long Electric-dipoles

LI Binbin^① ZHANG Yuanpeng^{①②} CHEN Hui^① DU Qinglei^① LIU Weijian^①
ZHANG Mingliang^{②③} ZHENG Guimei^② ZHANG Dong^④

^①(Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

^②(Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

^③(PLA 93557, Shijiazhuang 050700, China)

^④(PLA 66135, Beijing 100041, China)

Abstract: The radiation efficiency of large-sized ElectroMagnetic Vector Sensor (EMVS) composed of long electric-dipoles or large magnetic-loops is higher than that of small-sized EMVS. The study of its parameter estimation algorithm is helpful to promote the practical application of EMVS. To solve the problem of parameter estimation of coherent targets with sparse array of spatially spread long electric-dipoles, a high accuracy and unambiguous closed multi-dimensional parameter solution algorithm is proposed. First, the high accuracy and periodically ambiguous direction-cosine estimations are obtained by using the spatial rotation invariance and the internal attributes of a single vector sensor. Then, the two-dimensional direction of arrival coarse estimations are derived based on the steering vector of a single vector sensor. Finally, the high accuracy and unambiguous multi-dimensional parameter estimations are obtained with disambiguation method. This

收稿日期: 2020-06-23; 改回日期: 2020-08-18; 网络出版: 2021-04-16

*通信作者: 李槟槟 binbinli_1025@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(62001510, 62071482, 61971438), 空军预警学院青年科技人才托举基金(TQGC-2021-005), 国防科技大学校科研计划(ZK19-10), 陕西省自然科学基金(2019JM-155), 陕西省青年托举人才项目(20180109)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (62001510, 62071482, 61971438), The Young Science and Technology Talent Promotion Foundation of Air Force Early Warning Academy (TQGC-2021-005), The Research Program of National University of Defense Technology(ZK19-10), The Natural Science Basic Research Plan in Shaanxi Province (2019JM-155), The Young Talent Foundation of University Association for Science and Technology in Shaanxi (20180109)

proposed algorithm avoids the loss of polarization information and iterative search process of the traditional polarization smoothing algorithm, and can realize automatic matching of parameters. The computer simulation results show the effectiveness of the proposed algorithm in decoherence of the separated long electric dipole array.

Key words: Spatially spread long electric-dipoles; Spatial smoothing; Coherent source; Parameter estimation

1 引言

电磁矢量传感器(ElectroMagnetic Vector Sensor, EMVS)阵列较传统标量阵列能额外地感知信号的极化信息,在相同电磁环境下,其角度估计精度更高^[1]。因而EMVS阵列参数估计受到了国内外学者广泛关注,已取得了丰硕研究成果^[2-6]。值得注意的是,目前大部分文献研究的EMVS是由短电偶极子(其长度小于0.1倍信号波长)和小磁环(其半径小于0.0159倍信号波长)组成的,这种小EMVS的弊端在于其辐射效率低,如长度为0.01倍波长的短电偶极子的辐射效率仅有36%。与小EMVS对应的是大EMVS^[7],其物理尺寸更大,辐射效率更高,如长度为0.5倍波长的长电偶极子的辐射效率可达到95%。因此,大EMVS比小EMVS在工程应用中更具有节能优势,研究其参数估计算法具有重要实践意义。

目前大EMVS参数估计算法研究尚处在起步阶段,公开文献较少。文献^[8-10]研究了长偶极子开放形式或迭代的波达方向(Direction Of Arrival, DOA)估计算法。而文献^[11]研究了三正交同心式(空间上几何中心重叠)长电偶极子2维波达方向(Two-Dimensional DOA, 2D-DOA)和极化参数估计闭式解算法,但该算法需要先验信息,即估计2D-DOA时需要极化参数先验信息,估计极化参数时需要2D-DOA先验信息。文献^[12]研究了三正交同心式大磁环2D-DOA和极化参数估计闭式解算法,与文献^[11]类似,该算法也需要先验信息。文献^[13]研究了3种不同结构的正交长电偶极子极化角度估计闭式解算法,该算法需要2D-DOA的先验信息。文献^[7]研究了六分量的大EMVS的参数估计闭式解算法,避开了使用经典矢量叉积算法^[14]的传统思维,在无需任何先验知识情况下可获得4维参数的闭式解。上述关于大EMVS参数估计闭式解算法是由北京航空航天大学Wong教授团队提出的,算法均是针对单个EMVS的。2018年,本文作者构建了长电偶极子面阵模型,并利用阵列空域旋转不变性,提出了高精度无模糊的4维参数估计算法,该算法无需极化先验信息,但多维参数之间不能自动配对^[15]。

然而上述关于大EMVS的算法均只适用于非相

干目标的参数估计。事实上,在实际作战环境中,雷达接收到的信号多数是相干的。因此,本文着眼相干目标信号参数估计问题,研究基于大EMVS的相干信号参数估计的闭式解算法,为解决相干信号参数估计的难题提供新思路。首先构造分离式(空间上不重叠)长电偶极子均匀线阵信号模型,然后利用空域旋转不变性和单个EMVS的数据内部属性完成4维参数的高精度无模糊估计。本文的主要贡献总结如下:一是阵列结构设置,其阵元间距大于半波长,这有利于提高参数估计精度、降低阵元间互耦,可一定程度上弥补空间平滑带来的孔径损失;二是消除由电偶极子长度带来的相移因子影响,而在设计短电偶极子阵列参数估计算法中无需消除该相移因子的影响;三是提出的长电偶极子相干信源参数估计算法,避免了传统极化平滑(Polarization Smoothing, PS)算法的极化信息损失和迭代搜索过程,能获得4维参数估计值,计算量较小,且能实现参数自动配对。为便于阅读,现将下文中的运算符号进行说明:符号 \odot 和 \otimes 分别表示Hadamard积和Kronecker积,上标 $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示转置运算和共轭转置运算, $\angle(\cdot)$ 表示取复数相位操作, $\text{Im}\{\cdot\}$ 和 $\text{Re}\{\cdot\}$ 分别表示取复数的虚部和实部, $\lceil a \rceil$ 表示不小于 a 的最小整数, $\lfloor a \rfloor$ 表示不大于 a 的最大整数, $\text{Tr}(\cdot)$ 表示求矩阵的迹, $\mathbf{0}_{a \times b}$ 表示一个所有元素均为0的 $a \times b$ 矩阵, \mathbf{I}_i 是 $i \times i$ 单位矩阵。

2 分离式长电偶极子阵列信号模型

假设 K 个完全极化信号入射到如图1所示的由 M 个分离式长电偶极子阵列组成的线阵上,其中单个分离式长电偶极子阵列是由2个 z 轴方向、1个 x 轴方向和1个 y 轴方向放置的4个长电偶极子组成的,每个电偶极子的长度均为 L 。 x 轴和 y 轴方向的电偶极子之间的间距 d_x 和 d_y 均大于半波长。图中 λ 表示信号波长, θ 和 φ 分别表示入射信号的俯仰角和方位角。

单个分离式长电偶极子阵列的流形矢量 \mathbf{a} 可表示为^[15]

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = \underbrace{[\Theta(\theta, \varphi) \mathbf{g}(\gamma, \eta)]}_{\bar{\mathbf{a}}(\theta, \varphi, \gamma, \eta, L)} \odot \mathbf{l}(\theta, \varphi, L) \odot \mathbf{d}(\theta, \varphi) \quad (1)$$

$$\Theta(\theta, \varphi) = \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\sin \theta & \cos \theta \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi \\ 0 & 0 & -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}^T \quad (2)$$

$$\mathbf{g}(\gamma, \eta) = [\sin \gamma e^{j\eta}, \cos \gamma]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{l}(\theta, \varphi, L) = [\ell(\theta, L) \csc \theta \quad \ell(\theta, L) \csc \theta \quad \ell(\theta_x, L) \csc \theta_x \quad \ell(\theta_y, L) \csc \theta_y]^T \quad (4)$$

$$\ell(\theta, L) = \frac{\lambda [\cos(\pi L \cos \alpha / \lambda) - \cos(\pi L / \lambda)]}{\pi \sin(\pi L / \lambda) \sin \alpha} \quad (5)$$

$$u = \sin \theta \cos \varphi \quad (6)$$

$$v = \sin \theta \sin \varphi \quad (7)$$

$$\theta_x = \arccos(u) \quad (8)$$

$$\theta_y = \arccos(v) \quad (9)$$

$$\mathbf{d}(\theta, \varphi) = \left[1, e^{-j(2\pi v/\lambda)d_y}, e^{-j(2\pi v/\lambda)2d_y}, e^{-j(2\pi v/\lambda)3d_y} \right]^T \quad (10)$$

式(1)~式(10)中, γ 和 η 分别表示极化辅助角和极化相位差; $\bar{\mathbf{a}}(\theta, \varphi, \gamma, \eta, L)$ 表示单个共点式长电偶极子阵列的流形矢量, $\mathbf{l}(\theta, \varphi, L)$ 是长度变化带来的虚拟相移因子, $\mathbf{d}(\theta, \varphi)$ 是分离式结构带来的空间相移因子。需要说明的是, 若阵元换成同心式的短电

偶极子, 则 $\mathbf{a}(\theta, \varphi, \gamma, \eta)$ 将变为 $[\Theta(\theta, \varphi)\mathbf{g}(\gamma, \eta)]$ 。于是整个阵列流形矢量 $\mathbf{b}(\theta, \varphi, \gamma, \eta)$ 可表示为

$$\mathbf{b}(\theta, \varphi, \gamma, \eta) = \mathbf{a}(\theta, \varphi, \gamma, \eta) \otimes \mathbf{q}_x(u) \quad (11)$$

$$\mathbf{q}_x(u) = \left[1, e^{-j(2\pi u/\lambda)d_x}, \dots, e^{-j(2\pi u/\lambda)(M-1)d_x} \right]^T \quad (12)$$

式(11)和式(12)中, \mathbf{q}_x 表示 x 轴方向的空域导向矢量。假设 K 个完全极化信号入射到该阵列上, 则其接收数据可表示为

$$\mathbf{y}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{b}(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k) s_k(t) + \mathbf{n}(t) \quad (13)$$

其中, $s_k(t)$ 表示第 k 个信号, 服从零均值高斯分布随机过程, $\mathbf{n}(t)$ 为加性高斯白噪声。式(13)是向量形式, 其矩阵形式可转化为

$$\mathbf{Y}(t) = \sum_{k=1}^K \mathbf{A}_k s_k(t) + \mathbf{N}(t) = \sum_{k=1}^K \left[\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_k e^{-j(2\pi u_k/\lambda)d_x}, \dots, \mathbf{a}_k e^{-j(2\pi u_k/\lambda)(M-1)d_x} \right] s_k(t) + \mathbf{N}(t) \quad (14)$$

其中, \mathbf{a}_k 为 $\mathbf{a}(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k)$ 的简写, 为方便表述, 下文将 $\mathbf{b}(\theta_k, \varphi_k, \gamma_k, \eta_k)$, $\Theta(\theta_k, \varphi_k)$, $\mathbf{g}(\gamma_k, \eta_k)$, $\mathbf{l}(\theta_k, \varphi_k, L)$, $\mathbf{d}(\theta_k, \varphi_k)$ 和 $\mathbf{q}_x(u_k)$ 缩写为 \mathbf{b}_k , Θ_k , \mathbf{g}_k , \mathbf{l}_k , \mathbf{d}_k 和 \mathbf{q}_k 。

秩。假设沿着 x 轴方向将阵列分为 P 个重叠子阵, 则第 p 个子阵接收数据 $\mathbf{Y}_p(t) \in \mathbb{C}^{4 \times (M-P+1)}$ 可表示为

$$\mathbf{Y}_p(t) = \mathbf{Y}(t) \mathbf{J}_p, \quad \forall p = 1, 2, \dots, P \quad (15)$$

式中, \mathbf{J}_p 是选择矩阵

$$\mathbf{J}_p = \left[\mathbf{0}_{(p-1) \times (M-P+1)}^T, \mathbf{I}_{M-P+1}^T, \mathbf{0}_{(P-p) \times (M-P+1)}^T \right]^T \quad (16)$$

为便于读者直观理解, 此处设 $P=2$, 则有

3 高精度无模糊多维参数估计

3.1 增强矩阵构造

当入射信号为相干信源时, 接收数据协方差矩阵将会产生秩亏。利用类似文献[16]的方法, 本节通过矩阵增强来恢复接收数据的协方差矩阵的

$$\mathbf{Y}_1(t) = \sum_{k=1}^K \left[\mathbf{a}_k, \mathbf{a}_k e^{-j(2\pi u/\lambda)d_x}, \dots, \mathbf{a}_k e^{-j(2\pi u/\lambda)(M-2)d_x} \right] s_k(t) + \mathbf{N}(t) \mathbf{J}_1 \quad (17)$$

$$\mathbf{Y}_2(t) = \sum_{k=1}^K \left[\mathbf{a}_k e^{-j(2\pi u/\lambda)d_x}, \dots, \mathbf{a}_k e^{-j(2\pi u/\lambda)(M-1)d_x} \right] s_k(t) + \mathbf{N}(t) \mathbf{J}_2 \quad (18)$$

构造 $8 \times (M-1)$ 矩阵 $\mathbf{Z}(t)$:

$$\mathbf{Z}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1(t) \\ \mathbf{Y}_2(t) \end{bmatrix} \quad (19)$$

3.2 2维方向余弦高精度周期性模糊估计

下面利用两个子阵信号子空间的空域旋转不变

性来推出2维方向余弦高精度周期性模糊估计值。计算矩阵 $\mathbf{Z}(t)$ 的协方差矩阵可得

$$\mathbf{R} = \frac{1}{F} \sum_{f=1}^F \mathbf{Z}(t_f) \mathbf{Z}^H(t_f) \quad (20)$$

式中, F 表示快拍数。与 \mathbf{R} 对应的流形矩阵为

$$\left. \begin{aligned} B &= \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_1 \Phi_x \end{bmatrix} \\ B_1 &= [\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_K] \\ \Phi_x &= \text{diag} \left[e^{-j(2\pi u_1/\lambda)d_x}, e^{-j(2\pi u_2/\lambda)d_x}, \dots, e^{-j(2\pi u_K/\lambda)d_x} \right] \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

对矩阵 R 进行特征分解可得

$$R = E_s \Lambda_s E_s^H + E_n \Lambda_n E_n^H \quad (22)$$

式中, E_s 是最大的 K 个特征值对应的特征向量构成的信号子空间。令 $E_{s1} = E_s(1:4,:)$, $E_{s2} = E_s(5:8,:)$, 则有

$$E_{s2} = E_{s1} \Phi_x \quad (23)$$

存在一个非奇异矩阵 T 使得^[17]

$$E_{s1} = B_1 T \quad (24)$$

$$E_{s2} = B_2 T = B_1 T T^{-1} \Phi_x T = E_{s1} T^{-1} \Phi_x T \quad (25)$$

由式(24)和式(25)可得到 $T^{-1} \Phi_x T = (E_{s1}^H E_{s1})^{-1} E_{s1}^H E_{s2}$, 那么在有噪声的情况下对矩阵 $(E_{s1}^H E_{s1})^{-1} E_{s1}^H E_{s2}$ 进行特征分解可得到 T 和 Φ_x 的估计值 \hat{T} 和 $\hat{\Phi}_x$ 。由 $\hat{\Phi}_x$ 可推出第 k 个信号的 x 轴方向余弦高精度周期性模糊估计值 \hat{u}_k^f

$$\hat{u}_k^f = -\frac{\lambda \angle \left\{ \hat{\Phi}_x(k, k) \right\}}{2\pi d_x} \quad (26)$$

流形矩阵 \hat{B}_1 的估计值为^[14]

$$\hat{B}_1 = \frac{1}{2} \left(E_{s1} \hat{T}^{-1} + E_{s2} \hat{T}^{-1} \hat{\Phi}_x^{-1} \right) = [\hat{\mathbf{a}}_1, \hat{\mathbf{a}}_2, \dots, \hat{\mathbf{a}}_K] \quad (27)$$

根据估计的流形矢量 $\hat{\mathbf{a}}_k$ 可推算出第 k 个信号的 y 轴方向余弦高精度周期性模糊估计值 \hat{v}_k^f

$$\hat{v}_k^f = \frac{\lambda}{2\pi d_y} \angle \left\{ \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{a}}_k[1] \\ \hat{\mathbf{a}}_k[2] \end{bmatrix} \right\} \quad (28)$$

式中, $[\hat{\mathbf{a}}_k]_i$ 表示向量 $\hat{\mathbf{a}}_k$ 的第 i 个元素。

3.3 2维方向余弦粗估计

本小节将根据 \hat{u}_k^f 和 \hat{v}_k^f 进一步推导出2维方向余弦粗估计。由式(9)和式(10)可得

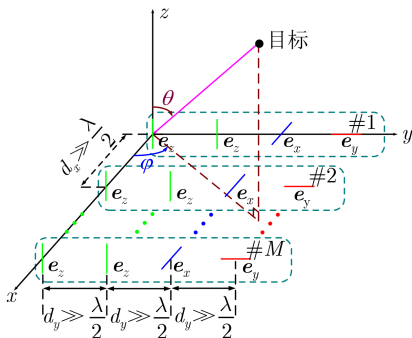


图1 阵列示意图

$$\sin \hat{\theta}_k = \sqrt{(u_k^f)^2 + (v_k^f)^2} \quad (29)$$

则有

$$\mathbf{h} = \begin{bmatrix} [\hat{\mathbf{a}}_k]_3 e^{j(2\pi v_k^f/\lambda)2d_y} \ell(\hat{\theta}_k, L) \csc \hat{\theta}_k \\ [\hat{\mathbf{a}}_k]_1 \ell(\hat{\theta}_x^k, L) \csc \hat{\theta}_x^k \\ [\hat{\mathbf{a}}_k]_4 e^{j(2\pi v_k^f/\lambda)3d_y} \ell(\hat{\theta}_k, L) \csc \hat{\theta}_k \\ [\hat{\mathbf{a}}_k]_1 \ell(\hat{\theta}_y^k, L) \csc \hat{\theta}_y^k \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2 \times 1} \quad (30)$$

式中, $\hat{\theta}_k$, $\hat{\theta}_x^k$ 和 $\hat{\theta}_y^k$ 可将 \hat{u}_k^f 和 \hat{v}_k^f 代入式(29), 式(6)和式(7)算得。

根据文献[18], 可推出方位角和俯仰角的粗估计值 $\hat{\varphi}_k^c$ 和 $\hat{\theta}_k^c$

$$\hat{\varphi}_k^c = \begin{cases} \arctan \left(\frac{-\text{Im} \{[\mathbf{h}]_1\}}{\text{Im} \{[\mathbf{h}]_2\}} \right) + \pi, & \text{Im} \{[\mathbf{h}]_2\} \sin \eta \geq 0 \\ \arctan \left(\frac{-\text{Im} \{[\mathbf{h}]_1\}}{\text{Im} \{[\mathbf{h}]_2\}} \right), & \text{Im} \{[\mathbf{h}]_2\} \sin \eta < 0 \end{cases} \quad (31)$$

$$\hat{\theta}_k^c = \text{arccot} \left(-\text{Re} \{[\mathbf{h}]_1\} \cos \hat{\varphi}_k^c - \text{Re} \{[\mathbf{h}]_2\} \sin \hat{\varphi}_k^c \right) \quad (32)$$

则 x 轴和 y 轴的方向余弦粗估计值可表示为

$$\hat{u}_k^c = \sin \hat{\theta}_k^c \cos \hat{\varphi}_k^c \quad (33)$$

$$\hat{v}_k^c = \sin \hat{\theta}_k^c \sin \hat{\varphi}_k^c \quad (34)$$

3.4 高精度无模糊2D-DOA与极化参数估计

下面将通过比较方向余弦的粗估计值和高精度周期性模糊值, 找到高精度无模糊方向余弦估计值, 从而算出2D-DOA与极化参数估计值。

高精度无模糊方向余弦估计值可通过式(35)和式(36)得到

$$\left. \begin{aligned} \hat{u}_k &= \hat{u}_k^f + \hat{m} \frac{\lambda}{d_x} \\ \hat{m} &= \arg \min_m \left| \hat{u}_k^c - \hat{u}_k^f - m \frac{\lambda}{d_x} \right| \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

$$\left. \begin{aligned} \hat{v}_k &= \hat{v}_k^f + \hat{n} \frac{\lambda}{d_x} \\ \hat{n} &= \arg \min_n \left| \hat{v}_k^c - \hat{v}_k^f - n \frac{\lambda}{d_y} \right| \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

其中, m 和 n 为整数, 其取值范围为

$$m \in \left\{ \left\lfloor \frac{d_x}{\lambda} (1 - \hat{u}_k^f) \right\rfloor, \left\lceil \frac{d_x}{\lambda} (-1 - \hat{u}_k^f) \right\rceil \right\} \quad (37)$$

$$n \in \left\{ \left\lfloor \frac{d_y}{\lambda} (1 - \hat{v}_k^f) \right\rfloor, \left\lfloor \frac{d_y}{\lambda} (-1 - \hat{v}_k^f) \right\rfloor \right\} \quad (38)$$

至此，可算出俯仰角和方位角的高精度无模糊估计值

$$\left. \begin{aligned} \hat{\theta}_k &= \arcsin \left(\sqrt{\hat{u}_k^2 + \hat{v}_k^2} \right) \\ \hat{\varphi}_k &= \angle (\hat{u}_k + j\hat{v}_k) \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

最后推算出极化参数估计值^[13]

$$\hat{\gamma}_k = \arctan \left\{ \frac{|\hat{\mathbf{g}}(\gamma_k, \eta_k)|_1}{|\hat{\mathbf{g}}(\gamma_k, \eta_k)|_2} \right\} \quad (40)$$

$$\hat{\mathbf{g}}(\gamma_k, \eta_k) = \left[\mathbf{\Theta}^H(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k) \mathbf{\Theta}(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k) \right]^{-1} \mathbf{\Theta}(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k) \cdot \left[\hat{\mathbf{a}}_k \odot \mathbf{d}^*(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k) \odot \frac{1}{\mathbf{l}(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k, L)} \right] \quad (41)$$

$$\hat{\eta}_k = \angle \left\{ \begin{aligned} z_1 \\ z_2 \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

$$z_1 = [\hat{\mathbf{a}}_k]_3 \cos \hat{\varphi}_k \left[\mathbf{l}(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k, L) \right]_4 e^{-j2\pi v_k d_y / \lambda} + [\hat{\mathbf{a}}_k]_4 \sin \hat{\varphi}_k \left[\mathbf{l}(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k, L) \right]_3 \quad (43)$$

$$z_2 = [\hat{\mathbf{a}}_k]_4 \cos \hat{\varphi}_k \left[\mathbf{l}(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k, L) \right]_3 - [\hat{\mathbf{a}}_k]_3 \sin \hat{\varphi}_k \left[\mathbf{l}(\hat{\theta}_k, \hat{\varphi}_k, L) \right]_4 e^{-j2\pi v_k d_y / \lambda} \quad (44)$$

4 算法复杂度分析

本节具体分析所提算法的复杂度，从第3节算法推导来看，算法计算量主要集中在生成子阵接收数据、求协方差矩阵 \mathbf{R} 、对协方差矩阵 \mathbf{R} 进行特征分解和对矩阵 $(\mathbf{E}_{s1}^H \mathbf{E}_{s1})^{-1} \mathbf{E}_{s1}^H \mathbf{E}_{s2}$ 进行特征分解，生成子阵接收数据需要 $4MP(M - P + 1)$ 次复乘，当 $P=2$ 时，即需要 $8M(M - 1)$ 次复乘；求协方差矩阵 \mathbf{R} 需要 $64(M - 1)F$ 次复乘；对协方差矩阵 \mathbf{R} 进行特征分解需要 $8^3 = 512$ 次复乘；对矩阵 $(\mathbf{E}_{s1}^H \mathbf{E}_{s1})^{-1} \mathbf{E}_{s1}^H \mathbf{E}_{s2}$ 进行特征分解需要 K^3 次复乘；则所提算法主要计算量为 $O\{(8M - 1)(M + 8F) + 512 + K^3\}$ ，其中

M 表示阵元数， F 表示快拍数， K 表示信源数。

5 计算机仿真结果与分析

本节通过Malab仿真结果来验证本文所提算法的有效性。均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)定义为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{KC} \sum_{c=1}^C \sum_{k=1}^K (\hat{\alpha}_k - \alpha_k)^2} \quad (45)$$

其中， C 为Monte-Carlo仿真次数， K 为信源数， $\hat{\alpha} = \{\hat{\theta}, \hat{\varphi}, \hat{\gamma}, \hat{\eta}\}$ 为4个参数估计值， $\alpha = \{\theta, \varphi, \gamma, \eta\}$ 为4个参数真值。

仿真1 目标4维参数的估计

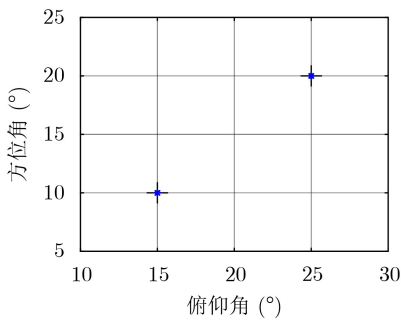
假设阵列分离式电偶极子的个数 $M=12$ ，电偶极子间距 $d_x = d_y = 2\lambda$ ，电偶极子长度 $L = 0.7\lambda$ 。设置2个相干信号源入射到阵列上，其俯仰角为 $\theta = [25^\circ, 15^\circ]$ ，方位角为 $\varphi = [20^\circ, 10^\circ]$ ，极化辅助角为 $\gamma = [20^\circ, 40^\circ]$ ，极化相位差为 $\eta = [45^\circ, 35^\circ]$ 。信噪比设为10 dB，快拍数设为700，进行100次Monte-Carlo仿真实验。图2给出2个相干目标4维参数估计配对图，从图中可看出，所提算法100次估计的角度与对应真实角度极为相近，即能准确估计目标的4维角度，且配对正确。

仿真2 估计性能分析——信噪比

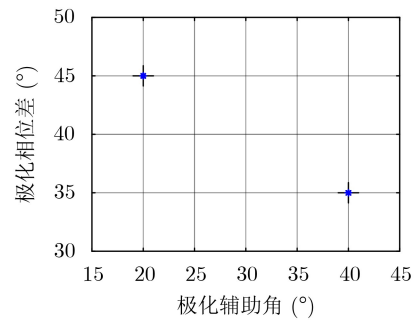
假设快拍数为1000，信噪比变化范围为10~40 dB，间隔为5 dB，其他参数与仿真1一致。图3给出了4维角度估计RMSE随信噪比变化的走势图，从图中可看出：随着信噪比增大，RMSE会减小，且RMSE与克拉美罗界(Cramér-Rao Bound, CRB)较为接近，CRB推导细节请参照文献[15]。

仿真3 估计性能分析——阵元间距

假设信噪比为20 dB，快拍数为1000，其他参数与仿真1一致。图4给出了4维角度估计RMSE随阵元间距变化的走势图，从图中可看出：随着阵元间距的增加，RMSE会逐渐减小，且RMSE与CRB较为接近。



(a) 2D-DOA估计结果



(b) 极化角估计结果

+ 目标真实角度
* 目标角度估计值

图2 4维参数估计结果

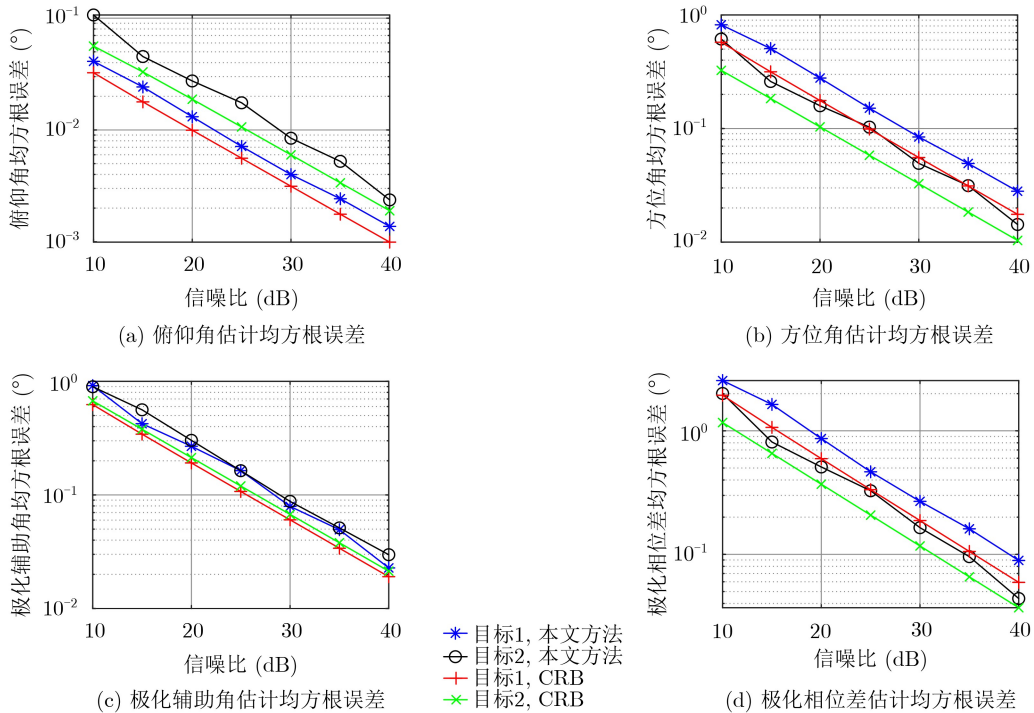


图 3 RMSE随信噪比变化情况

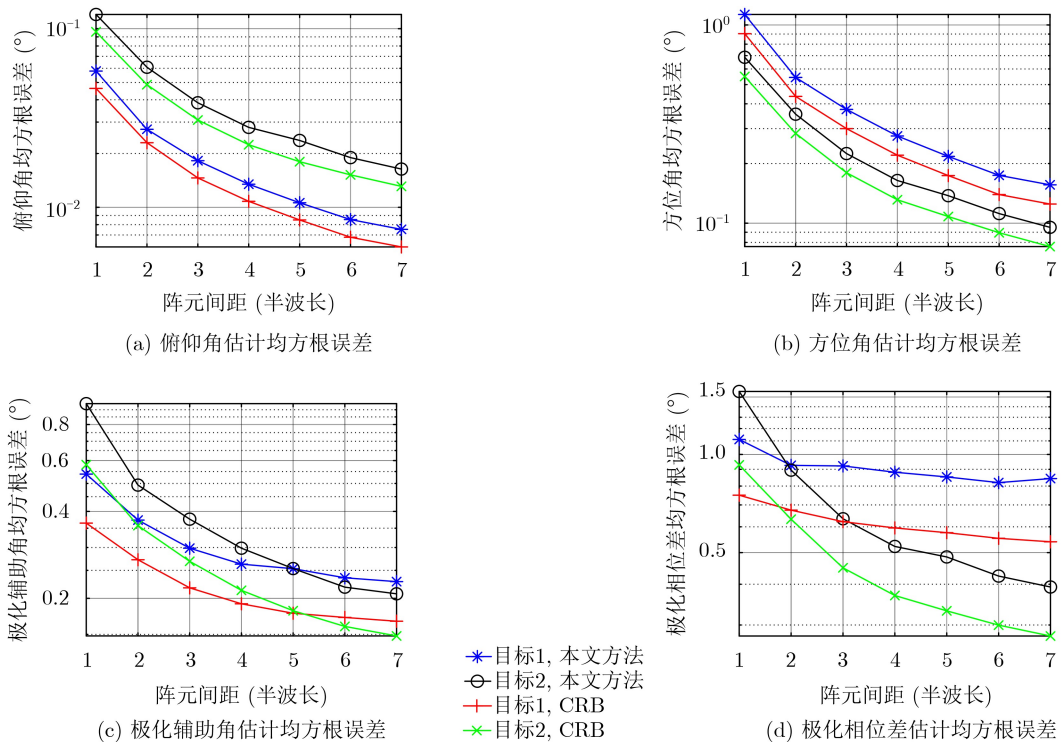


图 4 RMSE随阵元间距变化情况

值得说明的是，本节仿真没有选择传统PS算法来与所提算法作性能比较。其原因是PS算法无法正确估计多维参数：阵元间距大于半波长导致2D-DOA估计值产生模糊，经过PS后，无法解2D-DOA估计值模糊，同时也损失了极化信息而无法估计极化角度参数。

6 结束语

本文探讨了基于分离式长电偶极子线阵的相干目标多维参数估计算法，所提阵列结构的阵元互耦，利于工程实现。较传统的极化平滑算法而言，本文所提算法除了能获得高精度无模糊2D-DOA估

计值外, 还能估计极化角度信息, 且能实现自动配对。仿真验证了算法的有效性和实时性。为进一步提升参数估计性能, 下一步将研究长电偶极子面阵的相干目标多维参数估计算法。

参 考 文 献

- [1] 徐振海. 极化敏感阵列信号处理的研究[D]. [博士学位], 国防科学技术大学, 2004.
XU Zhenhai. Signal processing based on polarization sensitive array[D]. [Ph. D. dissertation], National University of Defense Technology, 2004.
- [2] NEHORAI A and PALDI E. Vector-sensor array processing for electromagnetic source localization[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1994, 42(2): 376–398. doi: [10.1109/78.275610](https://doi.org/10.1109/78.275610).
- [3] ZHANG Xiaofei and XU Dazhuan. Blind PARAFAC signal detection for polarization sensitive array[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2007, 2007(1): 012025. doi: [10.1155/2007/12025](https://doi.org/10.1155/2007/12025).
- [4] GONG Xiaofeng, LIU Zhiwen, and XU Yougen. Direction finding via biquaternion matrix diagonalization with vector-sensors[J]. *Signal Processing*, 2011, 91(4): 821–831. doi: [10.1016/j.sigpro.2010.08.015](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2010.08.015).
- [5] 马慧慧, 陶海红. 稀疏拉伸式L型极化敏感阵列的二维波达方向和极化参数联合估计[J]. *电子与信息学报*, 2020, 42(4): 902–909. doi: [10.11999/JEIT190208](https://doi.org/10.11999/JEIT190208).
MA Huihui and TAO Haihong. Joint 2D-DOA and polarization parameter estimation with sparsely stretched L-shaped polarization sensitive array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(4): 902–909. doi: [10.11999/JEIT190208](https://doi.org/10.11999/JEIT190208).
- [6] 刘鲁涛, 王传宇. 基于极化敏感阵列均匀线阵的二维DOA估计[J]. *电子与信息学报*, 2019, 41(10): 2350–2357. doi: [10.11999/JEIT180832](https://doi.org/10.11999/JEIT180832).
LIU Lutao and WANG Chuanyu. Two dimensional DOA estimation based on polarization sensitive array and uniform linear array[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(10): 2350–2357. doi: [10.11999/JEIT180832](https://doi.org/10.11999/JEIT180832).
- [7] KHAN S and WONG K T. A six-component vector sensor comprising electrically long dipoles and large loops – to simultaneously estimate incident sources’ directions-of-arrival and polarizations[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2020, 68(8): 6355–6363. doi: [10.1109/TAP.2020.2988980](https://doi.org/10.1109/TAP.2020.2988980).
- [8] SVANTESSON T. The effects of mutual coupling using a linear array of thin dipoles of finite length[C]. Proceedings of the Ninth IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing, Portland, USA, 1998: 232–235. doi: [10.1109/SSAP.1998.739377](https://doi.org/10.1109/SSAP.1998.739377).
- [9] SVANTESSON T. Modeling and estimation of mutual coupling in a uniform linear array of dipoles[C]. Proceedings of 1999 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Phoenix, USA, 1999: 2961–2964. doi: [10.1109/ICASSP.1999.761384](https://doi.org/10.1109/ICASSP.1999.761384).
- [10] SVANTESSON T. Mutual coupling compensation using subspace fitting[C]. Proceedings of 2000 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Cambridge, USA, 2000: 494–498. doi: [10.1109/SAM.2000.878058](https://doi.org/10.1109/SAM.2000.878058).
- [11] WONG K T, SONG Yang, FULTON C J, *et al*. Electrically “long” dipoles in a collocated/orthogonal triad-for direction finding and polarization estimation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, 65(11): 6057–6067. doi: [10.1109/TAP.2017.2748183](https://doi.org/10.1109/TAP.2017.2748183).
- [12] KHAN S, WONG K T, SONG Yang, *et al*. Electrically large circular loops in the estimation of an incident emitter’s direction-of-arrival or polarization[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, 66(6): 3046–3055. doi: [10.1109/TAP.2018.2819727](https://doi.org/10.1109/TAP.2018.2819727).
- [13] KHAN S and WONG K T. Electrically long dipoles in a crossed pair for closed-form estimation of an incident source’s polarization[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2019, 67(8): 5569–5581. doi: [10.1109/TAP.2019.2916581](https://doi.org/10.1109/TAP.2019.2916581).
- [14] WONG K T and YUAN Xin. “Vector cross-product direction-finding” with an electromagnetic vector-sensor of six orthogonally oriented but spatially noncollocating dipoles/loops[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(1): 160–171. doi: [10.1109/TSP.2010.2084085](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2084085).
- [15] LI Binbin, BAI Weixiong, ZHANG Qin, *et al*. High accuracy and unambiguous 2D-DOA estimation with an uniform planar array of “long” electric-dipoles[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 40559–40568. doi: [10.1109/ACCESS.2018.2857483](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2857483).
- [16] HUA Yingbo. Estimating two-dimensional frequencies by matrix enhancement and matrix pencil[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, 40(9): 2267–2280. doi: [10.1109/78.157226](https://doi.org/10.1109/78.157226).
- [17] WONG K T and ZOLTOWSKI M D. Uni-vector-sensor ESPRIT for multisource azimuth, elevation, and polarization estimation[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1997, 45(10): 1467–1474. doi: [10.1109/](https://doi.org/10.1109/)

8.633852.

- [18] YUAN Xin. Estimating the DOA and the polarization of a polynomial-phase signal using a single polarized vector-sensor[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2012, 60(3): 1270–1282. doi: [10.1109/TSP.2011.2177263](https://doi.org/10.1109/TSP.2011.2177263).

李槟槟: 男, 1990年生, 讲师, 研究方向为电磁矢量传感器阵列信号处理.

张袁鹏: 男, 1984年生, 讲师, 研究方向为雷达信号处理与目标识别.

陈 辉: 男, 1974年生, 教授, 研究方向为空间谱估计、阵列信号

处理.

杜庆磊: 男, 1981年生, 讲师, 研究方向为阵列信号处理.

刘维建: 男, 1982年生, 讲师, 研究方向为空时自适应检测、阵列信号处理.

张明亮: 男, 1986年生, 工程师, 研究方向为装备智能化保障.

郑桂妹: 男, 1987年生, 副教授, 研究方向为电磁矢量传感器阵列、MIMO雷达信号处理.

张 栋: 男, 1990年生, 工程师, 研究方向为雷达信号处理.

责任编辑: 陈 倩