



大间距均匀阵列抗模糊 DOA 估计实验研究

杨浩, 杨鹏*

(电子科技大学 电子科学与工程学院, 成都 611731)

摘要: 在波达方向(DOA)估计中, 当接收天线阵列的单元间距大于入射信号载波的半波长时, 会出现阵列流形模糊, 这对分辨真实的信号 DOA 带来了挑战。该文基于子阵级大间距均匀双极化阵列, 提出通过随机改变每个子阵中某个单元的极化状态, 使不同子阵对应的导向矢量相互独立, 从而打破大间距均匀阵列下导向矢量间的线性关系, 并抑制阵列流形模糊。仿真和实验结果表明, 该方法可有效去除多重信号分类(MUSIC)算法空间谱中的伪峰, 实现高精度 DOA 估计。

关键词: DOA 估计; 阵列流形模糊; 均匀阵列; 极化; MUSIC 算法; 伪峰

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

DOI: 10.12179/1672-4550.20230524

Experimental Study on Anti-ambiguity DOA Estimation of Large Spacing Uniform Arrays

YANG Hao, YANG Peng*

(School of Electronic Science and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: In the direction of arrival (DOA) estimation, when the unit spacing of the receiving antenna array is greater than the half wavelength of the incident signal carrier, the manifold ambiguity will occur, which poses a challenge to distinguish the real signal DOA. Based on a subarray level large spacing uniform dual-polarization array, this article proposes to randomly change the polarization state of a certain unit in each subarray, so that the corresponding steering vectors of different subarrays are independent of each other. It can break the linearity between the steering vectors under a large spacing uniform array and suppress manifold ambiguity. The simulation and experimental results show that this method can effectively remove spurious peaks in the spatial spectrum of the multiple signal classification (MUSIC) algorithm and achieve a high-precision DOA estimation.

Key words: DOA estimation; manifold ambiguity; uniform array; polarization; MUSIC algorithm; spurious peaks

波达方向(DOA)估计技术是阵列信号处理的重要组成部分, 被广泛用于目标跟踪、卫星探测、雷达、声呐、遥测等领域^[1]。该技术通常利用阵列天线对目标信号进行接收, 通过某种算法对接收信号进行处理后获得目标的入射角度。通常来说, 为了提高 DOA 估计的分辨率, 需要增大阵列口径, 而增加口径的一种方法是保持阵元间距不变(一般不大于半波长), 增加阵元数目, 但这种方法会大幅增加阵面后端接收模块的数量, 使得设备成本和算法计算量陡增, 故实际中较少使用这种方法。另一种使用较多的增加阵列口径的

方法是保持阵元数目不变, 增加阵元间距。但当阵元间距大于半波长时, DOA 估计通常会出现阵列流形模糊^[2], 即真实信号来向对应的导向矢量与某一其他角度对应的导向矢量平行, 此时它们呈线性关系, 在利用 MUSIC 算法^[3]进行 DOA 估计时, 表现为空间谱在无信号入射的某一角度出现伪峰, 这会造成误判, 因此需要有效的方法去克服它。

文献 [4] 表明, 阵列单元自身的方向性对阵列流形模糊有一定的抑制能力, 但仍不足以完全抑制模糊。为了解决大间距阵列下 DOA 估计的阵列

收稿日期: 2023-11-08; 修回日期: 2023-11-27

基金项目: 国家自然科学基金(62171103); 电子科技大学研究生教改项目(JYJG2021404)

作者简介: 杨浩(1999-), 男, 硕士生, 主要从事自适应天线及阵列信号处理方面的研究。

*通信作者: 杨鹏(1978-), 男, 博士, 教授, 主要从事低成本相控阵天线、自适应天线及阵列信号处理等方面的研究。E-mail: yangpeng@uestc.edu.cn

流形模糊问题,许多方法被提出,这些方法可分为从算法端入手和从阵列端入手两种。

1) 从算法端入手

文献 [5] 提出先利用通信系统双方的合作性进行一次低精度 DOA 估计,以确定无模糊估计区间,再在此区间内进行无模糊高精度 DOA 估计,但这种方法需要通信双方信息交互,且需要进行两次角度估计,其适用范围受限且计算量较大。文献 [6] 提出先利用 VIA-ESPRIT 算法进行 DOA 粗估计,再以粗估计结果为参考计算最优子阵阵元数,最后进行最优子阵划分并利用 ESPRIT 算法实现高精度 DOA 估计。此外,还有研究者结合人工智能 (artificial intelligence, AI) 技术利用机器学习算法实现了模糊抑制^[7]。

2) 从阵列端入手

文献 [8] 将线阵下基于介质的去模糊方法推广到了面阵,通过在阵列单元处放置矩形或半圆形介质块,改变接收信号的相位,以此打破阵列流形中各导向矢量间的线性,但问题在于相位的改变与介质的折射率有关,介质不同,模糊抑制的效果也不同,这增加了该方法实际使用时的复杂性。文献 [9] 提出在稀疏均匀线阵特定位置添加新阵元,对原阵列的导向矢量进行修正,可实现无模糊的 DOA 估计,但从仿真结果来看,并没有完全抑制伪峰,只是提高了估计精度。文献 [10] 提出旋转模糊对消准则,利用稀疏均匀线阵旋转前后模糊角在同一坐标系下不重合的特性,采用 X 型阵列分辨出了模糊角度。除此之外,还有利用互质阵如互质面阵^[11]、互质线阵^[12]、互质圆环阵^[13] 的相关特性进行无模糊 DOA 估计的研究。

以上方法大都基于非均匀阵列,而阵列的非均匀性会使得后端接收模块不易工程实现,极大地限制了其应用。本文针对大间距均匀阵列下的测向模糊问题,结合极化可重构阵列可灵活切换极化的特性,提出利用阵列单元间的极化差异性构造相互独立的阵列导向矢量,由此打破大间距阵列下导向矢量间的线性关系,实现无模糊的 DOA 估计,并通过数值仿真和实验证明了所提方法的有效性。

1 理论基础

1.1 考虑极化的阵列接收信号模型

假设 N 个远场窄带信号入射至由 M 元天线构成

的阵列,考虑第 i ($i = 1, 2, \dots, N$) 个信号入射时的情况,如图 1 所示,其入射方向的俯仰角和方位角为 (θ_i, ϕ_i) ,其极化状态由极化椭圆表征。记极化椭圆轴比为 γ_i ,定义 $\alpha_i = \arctan \gamma_i$,极化椭圆长轴相对于 E_ϕ 轴的取向角为 β_i ,定义 $\tan \eta_i = \tan 2\alpha_i \csc 2\beta_i$,则该入射信号完全可由 $(\theta_i, \phi_i, \gamma_i, \eta_i)$ 这组参数表征。

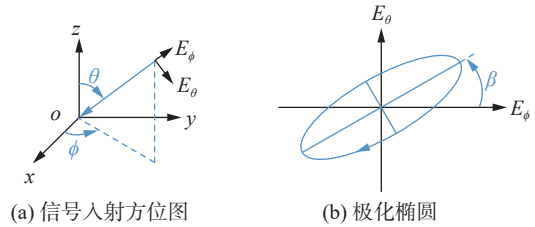


图 1 信号入射方位和极化椭圆示意图

阵列对该信号的响应可表示为导向矢量

$$\mathbf{a}_i = \begin{bmatrix} f_1(\theta_i, \phi_i, \gamma_i, \eta_i) e^{-j\mathbf{k}_i \cdot \mathbf{r}_1} \\ f_2(\theta_i, \phi_i, \gamma_i, \eta_i) e^{-j\mathbf{k}_i \cdot \mathbf{r}_2} \\ \vdots \\ f_M(\theta_i, \phi_i, \gamma_i, \eta_i) e^{-j\mathbf{k}_i \cdot \mathbf{r}_M} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: \mathbf{k}_i 表示第 i 个信号的传播矢量; \mathbf{r}_p ($p = 1, 2, \dots, M$) 表示第 p 个阵元的位置矢量; $f_p(\theta_i, \phi_i, \gamma_i, \eta_i)$ 表示第 p 个阵元在坐标原点处的方向图函数,是一个复数,由下式给出:

$$f_p(\theta_i, \phi_i, \gamma_i, \eta_i) = V_{xp}[(\sin \gamma_i \cos \theta_i \cos \phi_i) e^{j\eta_i} - \cos \gamma_i \sin \phi_i] + V_{yp}[(\sin \gamma_i \cos \theta_i \sin \phi_i) e^{j\eta_i} + \cos \gamma_i \cos \phi_i] - V_{zp}(\sin \gamma_i \sin \theta_i) e^{j\eta_i} \quad (2)$$

式中: V_{xp} , V_{yp} , V_{zp} 分别表示单位电场、极化分别沿 x , y , z 方向的电磁信号在第 p 个天线输出端所感应的复电压,它们表示了该天线的极化特性。式(2)具体的推导过程见文献 [14]。

当 N 个信号入射时, M 元阵列总的接收信号可表示为:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

式中: $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \dots \ \mathbf{a}_N]$ 为 $M \times N$ 维的阵列流形矩阵, $\mathbf{s}(t)$ 为 $N \times 1$ 维的入射信号矢量, $\mathbf{n}(t)$ 为 $M \times 1$ 维的高斯白噪声矢量。

1.2 阵列流形模糊

对式(3)进行 L 点采样,可得 $M \times L$ 维的数据块矩阵 $\mathbf{X} = [\mathbf{x}(1) \ \mathbf{x}(2) \ \dots \ \mathbf{x}(L)]$,当 L 足够大时,由

$$\mathbf{R} = \mathbf{X}\mathbf{X}^H / L \quad (4)$$

估计得到 $M \times M$ 维的接收数据协方差矩阵 \mathbf{R} ,对

\mathbf{R} 特征分解得到噪声子空间 \mathbf{G} , 由矩阵知识可推得

$$\mathbf{a}^H \mathbf{G} = \mathbf{0} \quad (5)$$

则在待估计角度范围内便可得到 MUSIC 空间谱:

$$P(\theta, \phi, \gamma, \beta)_{\text{MUSIC}} = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta, \phi, \gamma, \beta) \mathbf{G} \mathbf{G}^H \mathbf{a}(\theta, \phi, \gamma, \beta)} \quad (6)$$

空间谱的峰值对应的角度便是入射信号的 DOA, 这就是 MUSIC 算法的基本原理。

现考虑一位于 xoy 平面内、 4×4 排布的 16 元各向同性均匀阵列, 即各阵元方向图 $f(\theta, \phi, \gamma, \eta) = 1$, 阵元间距为 d 。此时式(1)可简化为 $\mathbf{a}_i = [e^{-j\varphi_1} \ e^{-j\varphi_2} \ \dots \ e^{-j\varphi_M}]^T$, 其中 $\varphi_p = \mathbf{k}_i \cdot \mathbf{r}_p$ 。当阵元间距大于半波长时, 则有:

$$\mathbf{a}_m = l \mathbf{a}_n \quad [(m, n \in \mathbf{Z}^+) \leq N, l \in \mathbf{C}] \quad (7)$$

即存在两个导向矢量平行, 都满足式(5), 这就是阵列流形模糊。此时 MUSIC 空间谱会有两个峰值, 其中一个就是伪峰。关于 MUSIC 算法以及阵列流形模糊的详细推导见文献 [15]。

设一远场窄带信号从 $(\theta, \phi) = (45^\circ, 90^\circ)$ 方向入射至该各向同性阵列, 信噪比(signal to noise ratio, SNR)为 30 dB, 阵元间距 d 取不同值时的 MUSIC 空间谱如图 2 所示, 可见当 d 大于半波长时, 空间谱在 $\theta = 45^\circ$ 之外的角度出现了伪峰。

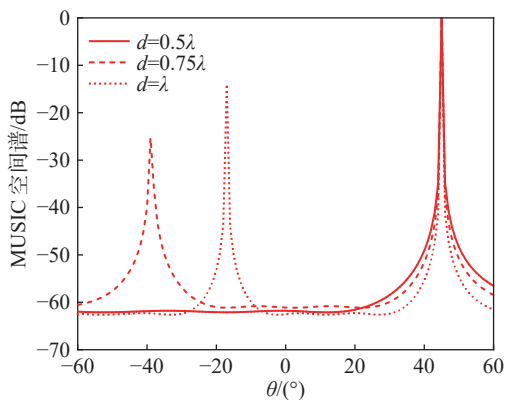


图2 各向同性天线阵列不同阵元间距下仿真 MUSIC 空间谱

针对此问题, 本文提出在入射信号极化状态不变的情况下, 随机改变阵列中若干单元的极化状态, 即随机使某些单元的 V_{xp} , V_{yp} , V_{zp} 3 个极化参数发生改变, 以此获得相互独立的导向矢量 $f(\theta, \phi, \gamma, \eta)$, 打破大间距阵列下出现的式(7)所示的线性关系, 最终实现完全抑制阵列流形模糊的目的, 以下是仿真和实验验证。

2 仿真及实验验证

本文设计了一款工作于 1.27 GHz 的 4 通道子阵级微带贴片双线极化均匀天线阵列, 如图 3 所示。该阵列共 16 个单元, 每 4 个单元的接收信号由天线背面的四合一功率合成网络合成一路信号, 即每 4 个单元构成一个子阵, 共 4 个子阵, 单元间距半波长, 则子阵间距一个波长。该阵列的每个单元均为极化可重构的双线极化微带贴片天线, 其在两个相互正交的方向上分别有一个 PIN 二极管, 如图 3 所示的 PIN 二极管 1 和 PIN 二极管 2, 这两个 PIN 二极管以中心小方形贴片为公共直流的反向并联, 当给外部环形贴片加负压时, PIN 二极管 1 导通, 天线极化状态为沿 x 方向的线极化(以下简称 x 极化), 当加正压时, PIN 二极管 2 导通, 天线极化状态为沿 y 方向的线极化(以下简称 y 极化)。

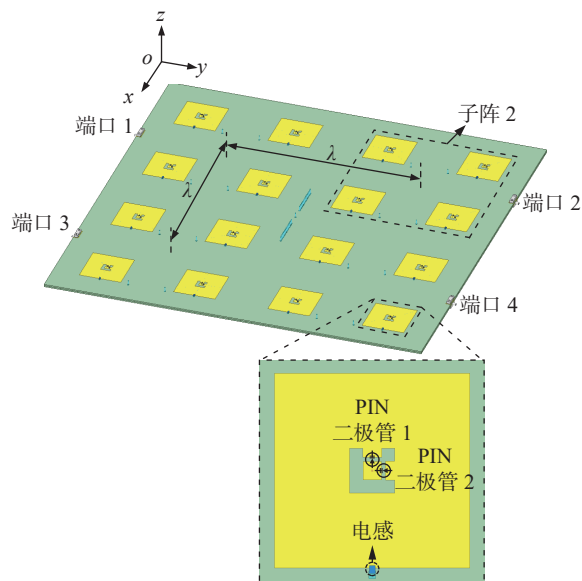


图3 4通道子阵级微带贴片双线极化均匀天线阵列示意图

由于存在阵列互耦误差、通道幅相误差等影响, 在进行 DOA 估计前, 需要先校准^[16]。在商用电磁仿真软件中, 控制每个单元 PIN 二极管的通断使天线都处于 x 极化状态, 在 $yo z$ 平面内设置平面波从某一角度 θ 入射, 极化与天线匹配, 此时可得到天线 4 个端口处的频域接收数据, 构成 4×1 维的导向矢量, 让平面波在 $\theta \in [-60^\circ, 60^\circ]$ 范围内每隔 1° 分别入射, 便可得到 4×121 维的校准矩阵, 校准矩阵的每一列对应平面波从一个角度

入射时的导向矢量。在软件中设置沿 $\theta=45^\circ$ 方向入射至天线阵列的平面波，得到天线 4 个端口处的频域数据，将每个天线端口的频域数据前后补零形成 512 点的频域采样数据，再进行逆傅里叶变换，得到 512 点的时域采样数据，人为对该数据添加高斯白噪声，使其 SNR=30 dB，最终便可得到 4×512 维的数据块矩阵 X ，将 X 代入式(4)得到协方差矩阵 R ，对 R 特征分解得到噪声子空间 G ，如前所述，校准矩阵的每一列对应一个角度的导向矢量 a ，将 G 和每个角度的 a 代入式(6)，在 $\theta \in [-60^\circ, 60^\circ]$ 范围内作图便得到如图 4 所示的空间谱，可见在 $\theta=-17^\circ$ 方向存在伪峰，说明在入射信号与天线阵列极化完全匹配的情况下，该大间距子阵级阵列出现了阵列流形模糊。

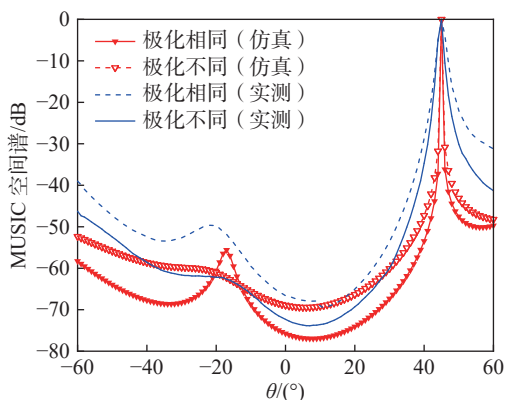


图 4 阵列单元极化相同和极化不同时的仿真及实测 MUSIC 空间谱

为了消除伪峰，在阵列的每个子阵中随机选择一个单元改变其 PIN 二极管状态，将极化切换为 y 极化，其余单元保持原 x 极化状态不变，所选单元如图 5 所示。重复上述校准流程获取校准矩阵和 $\theta=45^\circ$ 对应的数据块矩阵，利用 MUSIC 算法得到此时的空间谱如图 4 所示，可见原在 $\theta=-17^\circ$ 方向出现的伪峰已被消除，仅剩 $\theta=45^\circ$ 处的真实信号对应的谱峰，实现了无模糊的 DOA 估计。

为进一步验证本文所提方法在实际环境中的效果，将该 4 通道子阵级微带贴片双线极化均匀天线阵列进行加工，结合现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)，在微波暗室中进行了 DOA 估计实验，如图 6 所示，4 通道阵列作为接收天线被架于转台之上，发射天线为一工作于 1.27 GHz 的线极化矩形开口波导，位于接收天线的远场。4 通道阵列接收到数据后，数据被传

送至射频通道并下变频至中频，然后 FPGA 开发板对其进行 512 点采样后将数据通过串口传至上位机。在每个角度上，上位机都收到一个 4×512 维的接收数据矩阵，矩阵的每行对应一个端口的 512 点时域采样数据，对每行数据进行傅里叶变换，得到其对应的频谱，提取频谱的最大值，得到 4×1 维的导向矢量，转台从 $\theta=-60^\circ$ 转至 $\theta=60^\circ$ ，最终得到 4×121 维的校准矩阵。得到校准矩阵后，将入射信号置于 $\theta=45^\circ$ 方向，再采集一次数据，得到 4×512 维的数据块矩阵。

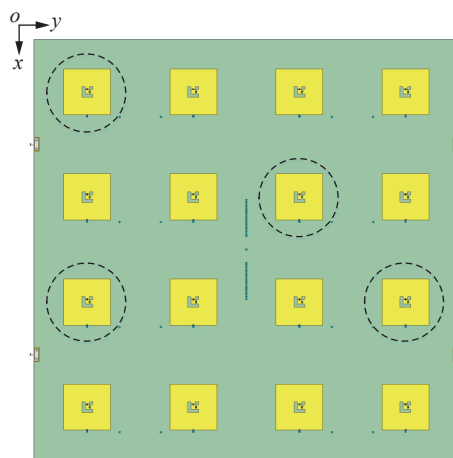
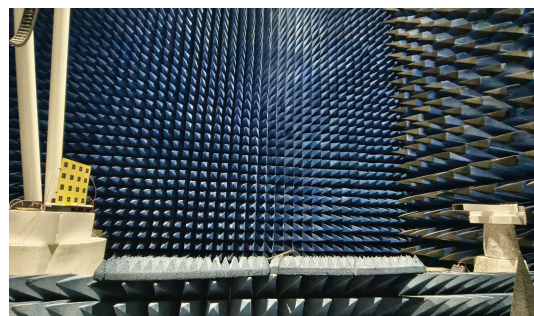
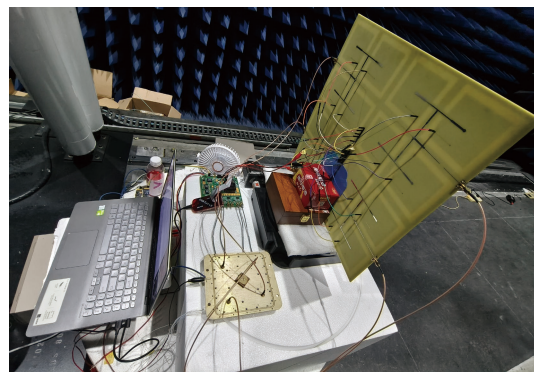


图 5 每个子阵中选一个单元改变其极化状态



(a) 收发天线架设照片



(b) 接收天线后端链路照片

图 6 收发天线架设和接收天线后端链路照片

将阵列所有单元均接负压,即将每个单元极化都设为垂直极化,对应于仿真中的 x 极化,收发天线极化匹配。按上述测试流程,对 $\theta=45^\circ$ 方向入射信号进行DOA估计,MUSIC空间谱如图4所示,可见除了在 $\theta=45^\circ$ 方向有一谱峰,在 $\theta=-21^\circ$ 方向仍有一凸起,这里伪峰的位置及高度和仿真不完全一致的原因可归结为实测时阵列摆放位置偏差和环境噪声影响等因素。此时将图5所选单元改接正压,即将其极化方向切换为水平极化,对应于仿真中的 y 极化,其余单元极化状态不变。重复之前的DOA估计流程,MUSIC空间谱如图4所示,可见 $\theta=-21^\circ$ 方向的凸起已被抑制,整个谱线只有 $\theta=45^\circ$ 方向的一个谱峰。至此,本文所提方法的有效性得到了实验验证。

3 结束语

本文针对使用大间距均匀天线阵列进行DOA估计时出现的测向模糊问题,提出利用极化可重构天线可灵活切换极化的特性,随机改变阵列中若干单元的极化状态。通过单元间的极化差异性使阵列每个通道的接收数据相互独立,以此构造独立的导向矢量,有效解决了大间距均匀阵列下的阵列流形模糊问题,实现抗模糊DOA估计。

参考文献

- [1] SHARMA A, MATHUR S. Performance analysis of adaptive array signal processing algorithms[J]. IETE Technical Review, 2016, 33(5): 472–491.
- [2] ZOLTOWSKI M D, MATHEWS C P. Real-time frequency and 2-D angle estimation with sub-Nyquist spatio-temporal sampling[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(10): 2781–2794.
- [3] SCHMIDT R. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, 34(3): 276–280.
- [4] JACKSON B R, RAJAN S, LIAO B J, et al. Direction of arrival estimation using directive antennas in uniform circular arrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2015, 63(2): 736–747.
- [5] 高龙超. 分布式阵列在定向通信DOA估计中的应用[J]. 通信技术, 2021, 54(5): 1076–1080.
- [6] 马严, 韩勋, 匡银, 等. 基于最优子阵划分ESPRIT的任意线阵高精度DOA估计算法[J]. 电波科学学报, 2021, 36(2): 238–246.
- [7] ASHOK C, VENKATESWARAN N. Manifold ambiguity-free low complexity DOA estimation method for unfolded co-prime arrays[J]. IEEE Communications Letters, 2021, 25(6): 1886–1890.
- [8] 谢婉莹, 金红军, 赵怀松. 稀疏平面阵列幅相误差估计算法[J]. 电子科技, 2022, 35(3): 58–64.
- [9] 韩佳辉, 毕大平, 陈璐. 基于矢量修正的稀疏阵列测向解模糊方法[J]. 探测与控制学报, 2018, 40(1): 94–99.
- [10] 崔敖, 何培宇, 喻伟闯, 等. 基于旋转模糊对消准则的多重联合MUSIC解模糊方法[J]. 信号处理, 2021, 37(4): 536–544.
- [11] WU Q, SUN F, LAN P, et al. Two-dimensional direction-of-arrival estimation for co-prime planar arrays: A partial spectral search approach[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(14): 5660–5670.
- [12] ZHENG W, ZHANG X, GONG P, et al. DOA estimation for coprime linear arrays: An ambiguity-free method involving full DOFs[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(3): 562–565.
- [13] LI P, LI J, YE C, et al. Low complexity DOA estimation using coprime circular array[C]//2020 IEEE 5th International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP). Nanjing: IEEE, 2020: 592–597.
- [14] YANG P, YANG F, NIE Z, et al. Fast 2-D DOA and polarization estimation using arbitrary conformal antenna array[J]. Progress in Electromagnetics Research C, 2012, 25: 119–132.
- [15] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [16] YANG P, HONG B, ZHOU W. Theory and experiment of array calibration via real steering vector for high-precision DOA estimation[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2022, 21(8): 1678–1682.

编辑 王燕