

引用格式:王铮,韩宝玲.一种空域-极化域联合稳健自适应波束形成算法[J].电光与控制,2019,26(1):51-54. WANG Z, HAN B L. A spatial-domain/polarization-domain joint-robust adaptive beamforming algorithm[J]. Electronics Optics & Control, 2019, 26(1):51-54.

一种空域-极化域联合稳健自适应波束形成算法

王 铮, 韩宝玲

(北京理工大学,北京 100081)

摘要:为有效提高阵列对来波方向误差和极化参数误差的鲁棒性,提出一种空域-极化域联合稳健自适应波束形成算法,首先在每个干扰信号来波方向-极化角区间上重构干扰噪声协方差矩阵,然后在期望信号来波方向-极化角区间上估计其导向矢量,设计空域-极化域联合稳健波束加权。通过仿真实验可发现,所提算法对由来波方向角度误差和极化参数误差所引起的导向矢量失配具有很好的鲁棒性。

关键词:空域-极化域;稳健自适应波束形成;干扰噪声协方差矩阵重构;导向矢量失配

中图分类号: TJ765 **文献标志码:** A **doi:**10.3969/j.issn.1671-637X.2019.01.012

A Spatial-Domain/Polarization-Domain Joint-Robust Adaptive Beamforming Algorithm

WANG Zheng, HAN Bao-ling

(Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: In order to effectively improve the robustness against the direction error of arrival and the polarization parameter error, this paper addresses a spatial-polarization domain joint-robust adaptive beamforming algorithm. First of all, the Interference-Plus-Noise Covariance Matrix (IPNCM) is reconstructed on the direction-polarization angle interval of each interference signal. Then, the steering vector of the desired signal is estimated on its direction-polarization angle interval. The joint-robust beamforming weighting is designed based on the reconstructed IPNCM and the estimated steering vector for airspace-polarization domain. The simulation results show that the proposed algorithm is robust against the steering vector mismatch caused by the direction error of arrival and the polarization parameter error.

Key words: spatial-polarization domain; robust adaptive beamforming; interference-plus-noise covariance matrix reconstruction; steering vector mismatch

0 引言

极化敏感阵列自适应波束形成,利用极化阵元同时接收入射信号的空域信息和极化信息,采用空域-极化域联合自适应算法求解权值,在极化域和空域完成期望信号无失真通过、干扰信号有效零陷,获得极佳的空域-极化域联合滤波性能^[1]。相比传统空域自适应波束形成,空域-极化域联合自适应波束形成具有更多的自由度和更好的抗干扰性能,能获得更完整的目标信息,受到了广大学者的重视,由此,系列自适应算法被提出^[2-8]。

NEHORAI等提出了空域-极化域最小方差无失真(SPMVDR)算法^[9],在完全极化条件下,该算法给出了完备电磁矢量传感器的联合滤波性能,同时也验证了电磁信号极化差异有助于提高系统滤波性能。然而,工程实际中SPMVDR算法需要预先已知电磁信号空间信息和极化信息^[5-7]才能获得极佳的空域-极化域联合滤波性能。

另有学者提出一些算法来联合估计来波方向角参数和极化参数^[10-13],但这些算法往往在提高来波方向角度参数估计性能的基础上改善极化参数的估计性能,较侧重于对来波方向角度估计方法的改进。然而,信号来波方向角度参数和极化参数相互耦合在阵列导向矢量中,一旦来波方向角度估计存在估计误差,或阵列本身存在阵列位置误差、通道幅相误差,或阵元互耦等,极化参数的估计精度很难满足实际应用要求。

收稿日期:2018-10-15

修回日期:2018-11-30

作者简介:王 铮(1972—),男,河南洛阳人,博士生,研究员,研究方向为雷达信号处理。

类似传统空域 MVDR 波束形成算法^[14], SPMVDR 算法对这些误差极其敏感,其算法性能会急剧下降^[15],导致在实际工程应用中一直面临诸多难题。然而,当前对空域-极化域联合自适应波束形成鲁棒性研究较少。

受空域稳健自适应波束形成算法^[16]的启发,本文提出一种空域-极化域联合稳健自适应波束形成算法。1) 期望信号和干扰信号的来波方向角度和极化角往往采用低分辨率的联合估计算法^[10-13]获得,难免存在一定的估计误差,由此构造各自的来波方向角度-极化角度区间。2) 在每个干扰信号来波方向角度-极化角度区间上重构属于该干扰信号的干扰协方差矩阵,并取其主特征矢量来精确估计该干扰信号的导向矢量,并按照定义来重构干扰噪声协方差矩阵。3) 类似地,在期望信号来波方向角度-极化角度区间上估计其导向矢量,并联合重构的干扰噪声协方差矩阵来设计空域-极化域联合稳健波束加权,提高对来波方向角度误差和极化参数误差的联合鲁棒性。

1 信号模型

本文考虑由 M 个正交偶极子构成均匀线阵,见图 1。

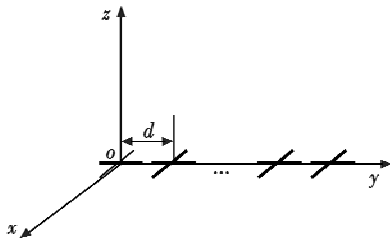


图 1 由正交偶极子构成均匀线阵的布阵示意图

Fig. 1 Schematic diagram of uniform linear array of orthogonal dipole

各阵元沿 y 轴均匀排列,相邻阵元间距 d 为信号波长 λ 的一半,即 $d = \lambda/2$,正交偶极子分别沿 x 轴和 y 轴均匀放置,以第 1 个正交偶极子为参考阵元。

假设该均匀线阵接收到 L 个远场窄带信号,且两两之间互不相关,其空域极化域特征参数为 $(\theta_l, \varphi_l, \gamma_l, \eta_l)$, θ_l, φ_l 表示第 l ($l = 1, 2, \dots, L$) 个点信号源的方位角和俯仰角, γ_l, η_l 表示第 l 个点信号源极化波相位描述子。不失一般性,假设第 1 个信号为期望信号,其他 $L-1$ 个信号均为干扰信号。

均匀线阵在第 n 次快拍接收信号数据矢量 $\mathbf{x}(n)$ 为

$$\mathbf{x}(n) = [\mathbf{x}_1(n), \mathbf{x}_2(n), \dots, \mathbf{x}_M(n)]^T = \mathbf{x}_s(n) + \mathbf{x}_i(n) + \mathbf{v}(n) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{x}(n) \in \mathbf{C}^{2M \times 1}$; $\mathbf{x}_m(n) = [x_{x-m}(n), x_{y-m}(n)]^T$ 表示第 m 个正交偶极子接收信号矢量,其维度为 2×1 , $x_{x-m}(n)$ 和 $x_{y-m}(n)$ 分别表示其相互正交偶极子接收信号; $\mathbf{x}_s(n) = s_1(n)\mathbf{a}_1$ 为阵列接收的期望信号数据矢量;

$\mathbf{x}_i(n) = \sum_{l=2}^L s_l(n)\mathbf{a}_l$ 为阵列接收的干扰信号数据矢量; $\mathbf{v}(n) = [v_1(n), \dots, v_M(n)]^T$ 为阵列接收的加性高斯白噪声矢量, $\mathbf{v}_m(n) = [v_{x-m}(n), v_{y-m}(n)]^T$ 为第 m 个正交偶极子接收到的加性高斯白噪声矢量; $(\cdot)^T$ 表示矩阵或矢量的转置; $s_l(n)$ 和 \mathbf{a}_l 分别为第 l ($l = 1, 2, \dots, L$) 个信号的复包络和空域-极化域联合导向矢量, $\mathbf{a}_l \in \mathbf{C}^{2M \times 1}$, \mathbf{a}_l 的表达式为

$$\mathbf{a}_l = \mathbf{a}(\theta_l, \varphi_l) \otimes \mathbf{a}(\gamma_l, \eta_l) \quad (2)$$

式中: $\mathbf{a}(\theta_l, \varphi_l) = [1, e^{-j\frac{2\pi d \sin \theta_l \sin \varphi_l}{\lambda}}, \dots, e^{-j(M-1)\frac{2\pi d \sin \theta_l \sin \varphi_l}{\lambda}}]^T$;

$$\mathbf{a}(\gamma_l, \eta_l) = \begin{bmatrix} -\sin \varphi_l & \cos \theta_l \cos \varphi_l \\ \cos \varphi_l & \cos \theta_l \sin \varphi_l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma_l \\ \sin \gamma_l e^{j\eta_l} \end{bmatrix}; \mathbf{a}(\theta_l, \varphi_l) \in \mathbf{C}^{M \times 1}$$

表示空域导向矢量; $\mathbf{a}(\gamma_l, \eta_l) \in \mathbf{C}^{2 \times 1}$ 表示极化导向矢量; \otimes 表示矩阵或矢量之间的 Kronecker 积 (以任意矢量 $\mathbf{a} \in \mathbf{C}^{2 \times 1}$, $\mathbf{b} \in \mathbf{C}^{3 \times 1}$ 为例,求二者的 Kronecker 积 $\mathbf{c} \in \mathbf{C}^{6 \times 1}$),其定义为^[1]

$$\begin{cases} \mathbf{a} = [a_1, a_2]^T \\ \mathbf{b} = [b_1, b_2, b_3]^T \\ \mathbf{c} = \mathbf{a} \otimes \mathbf{b} = [a_1 b_1, a_1 b_2, a_1 b_3, a_2 b_1, a_2 b_2, a_2 b_3]^T \end{cases} \quad (3)$$

若假设所有入射信号都位于 yo 平面,且所有信号位于极化球面的同一大圆轨道上,即俯仰角 $\varphi_l = \pi/2$, $\theta_l \in [-\pi/2, \pi/2]$,极化角为 $\eta_l = \pi/2$ 。

根据文献[9],空域-极化域联合自适应波束形成优化问题可建模^[9]为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{i+n} \mathbf{w} \\ \text{s. t.} \quad & \mathbf{w}^H \mathbf{a}_1 = 1 \end{aligned} \quad (4)$$

式中: \mathbf{w} 表示自适应波束形成波束加权矢量; $\mathbf{R}_{i+n} \in \mathbf{C}^{2M \times 2M}$ 表示干扰噪声协方差矩阵。假设所有信源信号 (包括期望信号、干扰信号) 和噪声之间两两互不相关, \mathbf{R}_{i+n} 可表示为

$$\mathbf{R}_{i+n} = E\{(\mathbf{x}_i(n) + \mathbf{v}(n))(\mathbf{x}_i(n) + \mathbf{v}(n))^H\} = \sum_{l=2}^L \sigma_l^2 \mathbf{a}_l \mathbf{a}_l^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{2M} \quad (5)$$

式中: $\sigma_l^2 = E\{|s_l(n)|^2\}$ 表示第 l 个信号的功率; σ_n^2 表示加性白噪声的功率; \mathbf{I}_{2M} 表示维度为 $2M \times 2M$ 的单位矩阵。采用拉格朗日乘法可计算最优波束加权矢量为

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \frac{\mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}_1}{\mathbf{a}_1^H \mathbf{R}_{i+n}^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (6)$$

由干扰噪声协方差矩阵的定义看出, \mathbf{R}_{i+n} 的估计要求阵列接收信号数据 $\mathbf{x}(n)$ 不包含期望信号成分 $\mathbf{x}_s(n)$ 。但这种情况只出现在某些主动雷达、声呐应用场景中,而在被动雷达侦察、被动声呐探测和无线通信侦察等应用中,阵列接收信号数据不可避免地会包含期望信

号成分,无法直接得到 \mathbf{R}_{i+n} 。

实际工程中往往采用有限信号数据快拍样本 $\mathbf{x}(n)$ ($n = 1, 2, \dots, N$) 估计样本协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_x = \sum_{n=1}^N \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)/N$, 代替干扰噪声协方差矩阵 \mathbf{R}_{i+n} , 其中, N 表示阵列接收信号数据快拍数。当阵列接收快拍数 N 较小时, 尤其当阵列接收数据包含期望信号成分时, $\hat{\mathbf{R}}_x$ 与 \mathbf{R}_{i+n} 存在较大差异。

同时, 期望信号空域-极化域联合导向矢量 \mathbf{a}_1 往往难以精确得到, 尤其是在雷达侦察、通信侦察等非合作应用中。期望信号空域-极化域联合导向矢量 \mathbf{a}_1 往往采用低分辨率的联合估计算法^[10-13] 估计 $\hat{\mathbf{a}}_1$, 受期望信号探视方向或信号照准误差、不完美的阵列校准(失真的天线形状)^[16] 等因素的影响, $\hat{\mathbf{a}}_1$ 与真实导向矢量 \mathbf{a}_1 之间会存在一定的估计误差。类似空域自适应波束形成, 空域-极化域联合自适应波束形成算法对阵列接收小快拍数和空域-极化域联合导向矢量误差十分敏感。

2 空域-极化域联合稳健自适应波束形成算法

类似于空域自适应波束形成算法的稳健性研究思路^[16], 本文提出一种空域-极化域联合稳健自适应波束形成算法。

假设所有信源的来波方向角度均隶属于小角度区间 Θ_l 、极化角 γ_l 位于小区间 Y_l 。采用文献[16]在二维区间 (Θ_l, Y_l) 上进行二维积分得到第 l ($l = 1, 2, \dots, L$) 个信源协方差矩阵为

$$\mathbf{C}_l = \int_{Y_l} \int_{\Theta_l} \frac{\mathbf{a}_l \mathbf{a}_l^H}{\mathbf{a}_l^H \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \mathbf{a}_l} d\theta d\gamma \quad (7)$$

式中, \mathbf{a}_l 是对应 $\theta \in \Theta_l, \gamma \in Y_l$ 的空域-极化域联合导向矢量。对 \mathbf{C}_l 进行特征值分解得

$$\mathbf{C}_l = \sum_{m=1}^M \nu_{l-m} \mathbf{d}_{l-m} \mathbf{d}_{l-m}^H \quad (8)$$

式中: $\nu_{l-1} \geq \nu_{l-2} \geq \dots \geq \nu_{l-M}$ 为矩阵 \mathbf{C}_l 按照降序排列的特征值; \mathbf{d}_{l-m} 为对应特征值 ν_{l-m} 的特征矢量。

根据阵列子空间理论, 真实导向矢量 \mathbf{a}_l 与矩阵 \mathbf{C}_l 最大特征值 ν_{l-1} 对应特征矢量 \mathbf{d}_{l-1} 之间的相关系数最大。根据导向矢量范数约束, 第 l 个信源的导向矢量可估计为

$$\tilde{\mathbf{a}}_l = \sqrt{M} \mathbf{d}_{l-1} \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (9)$$

由此得到期望信号导向矢量估计 $\tilde{\mathbf{a}}_1 = \sqrt{M} \mathbf{d}_{1-1}$ 和所有干扰信号导向矢量估计 $\tilde{\mathbf{a}}_l = \sqrt{M} \mathbf{d}_{l-1}$ ($l = 2, 3, \dots, L$)。同时联合 $\hat{\mathbf{R}}_x$, 干扰信号功率可采用 Capon 谱估计算法来估计, 即

$$\tilde{\sigma}_l^2 = \frac{1}{\tilde{\mathbf{a}}_l^H \hat{\mathbf{R}}_x^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_l} \quad l = 2, 3, \dots, L \quad (10)$$

根据干扰噪声协方差矩阵 \mathbf{R}_{i+n} 的定义(式(5)), 干扰协方差矩阵可估计为 $\sum_{i=2}^L \tilde{\sigma}_i^2 \tilde{\mathbf{a}}_i \tilde{\mathbf{a}}_i^H$ 。同时加性高斯白噪声的噪声功率可采用 $\hat{\mathbf{R}}_x$ 中属于噪声的特征值 λ_m ($m = L+1, \dots, M$) 估计, 即

$$\tilde{\sigma}^2 = \sum_{m=L+1}^M \lambda_m / (M-L) \quad (11)$$

由此可重构干扰噪声协方差矩阵为

$$\tilde{\mathbf{R}}_{i+n} = \sum_{i=2}^L \tilde{\sigma}_i^2 \tilde{\mathbf{a}}_i \tilde{\mathbf{a}}_i^H + \tilde{\sigma}^2 \mathbf{I}_{2M} \quad (12)$$

联合重构的 $\tilde{\mathbf{R}}_{i+n}$ 和修正的 $\tilde{\mathbf{a}}_l$ 来设计新的联合鲁棒自适应波束加权矢量为

$$\mathbf{w}_{\text{proposed}} = \tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_1 / (\tilde{\mathbf{a}}_1^H \tilde{\mathbf{R}}_{i+n}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_1) \quad (13)$$

3 仿真实验

仿真条件设置: 假设一个由 M 为 10 个正交偶极子构成的均匀线阵, 相邻阵元间距 d 为信号波长的一半。阵列接收 L 为 3 个远场窄带信号, 期望信号的来波方向角度和极化角分别预估为 $\hat{\theta}_1 = 5^\circ$ 和 $\hat{\gamma}_1 = 20^\circ$ 。两个干扰信号的干噪比均为 30 dB, 且其来波方向角度分别预估为 $\hat{\theta}_2 = -33^\circ$ 和 $\hat{\theta}_3 = 43^\circ$, 极化角分别预估为 $\hat{\gamma}_2 = 40^\circ$ 和 $\hat{\gamma}_3 = 60^\circ$ 。不失一般性地, 阵列接收加性噪声建模为复圆对称的、空域和时域均为零均值的高斯白噪声。对每个仿真实验均进行 200 次 Monte-Carlo 实验并平均其结果。本文主要考虑由来波方向角度误差和极化角误差引起的导向矢量失配。

本文所提算法按如下参数进行设置: 期望信号真实来波方向角度所在角度区间为 $\Theta_1 = [0^\circ, 10^\circ]$, 极化角所在角度区间为 $Y_1 = [15^\circ, 25^\circ]$, 两个干扰信号来波方向角度所在角度区间分别为 $\Theta_2 = [-38^\circ, -28^\circ]$, $\Theta_3 = [38^\circ, 48^\circ]$, 极化角所在角度区间 $Y_2 = [35^\circ, 45^\circ]$, $Y_3 = [55^\circ, 65^\circ]$ 。

假设所有信号(包括期望信号和干扰信号)都存在来波方向角度误差和极化角误差, 且二者均服从区间 $[-3^\circ, 3^\circ]$ 上的均匀分布, 该算法主要与 EsMVDR 算法^[4] 和 SPMVDR 算法^[9] 进行对比。

1) 首先, 研究给定阵列接收信号数据快拍数时, 各算法输出信干噪比(SINR)随期望信号输入 SNR 的变化规律如图 2 所示。

当存在来波方向角度误差和极化角误差时, 基本的 SPMVDR 算法输出 SINR 会急剧下降, 基于特征空间的 EsMVDR 算法能在一定程度上提高输出 SINR, 但仍偏离理想 SINR 较远。本文所提算法能在很大的期望信号 SNR 范围内, 均取得逼近理想 SINR 的性能, 这充分说明了该算法对来波方向误差和极化角误差具有很好的鲁棒性。

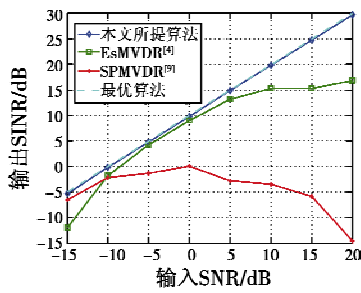


图2 快拍数 N 为 100 时,各算法输出 SINR 随输入 SNR 变化曲线

Fig. 2 Output SINR versus input SNR of each algorithm when number of snapshots N is 100

2) 其次,研究给定期望信号输入 SNR 时,各算法输出 SINR 随阵列接收信号数据快拍数的变化规律见图 3。

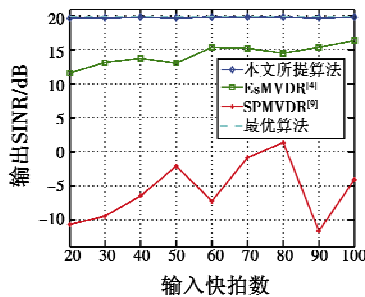


图3 输入 SNR 为 10 dB 时,各算法输出 SINR 随快拍数的变化曲线

Fig. 3 Output SINR versus number of snapshots of each algorithm when input SNR is 10 dB

相比 EsMVDR 算法^[4]和 SPMVDR 算法^[9],本文所提算法能在阵列接收快拍数较小(如 $N=20$)时逼近最优输出 SINR。

综合图 2 和图 3 的仿真结果,可明显看出,当来波方向误差和极化角误差所引起的导向矢量失配时,即使阵列接收快拍数很小,本文所提算法也能在较大的期望信号输入 SNR 范围内逼近最优输出 SINR,表现出对导向矢量失配很好的鲁棒性。

4 结束语

本文提出一种空域-极化域联合稳健自适应波束形成算法,其基本思想是首先在每个干扰信号来波方向角度和极化参数所在的角度区间上,按照理想干扰噪声协方差矩阵的定义来对其进行重构;然后在期望信号所在的来波方向角度-极化角区间上,采用类似的处理方式来估计其导向矢量,并联合重构的干扰噪声协方差矩阵来设计空域-极化域联合稳健波束加权,提高对来波方向角度误差和极化参数误差的联合鲁棒性。

参考文献

[1] 徐振海. 极化敏感阵列信号处理的研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2004.

- [2] WU D, XU Z, ZHANG L, et al. Performance analysis of polarization-space-time three-domain joint processing for clutter suppression in airborne radar[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2012(129): 579-601.
- [3] 李迅, 李会勇, 魏晨, 等. 空域-极化域联合的 APES 波束形成[J]. 雷达科学与技术, 2014, 12(4): 427-431.
- [4] 刘芳, 李会勇. 基于特征空间的极化敏感阵列滤波分析[J]. 雷达科学与技术, 2014, 12(2): 214-217, 222.
- [5] XU Y G, LIU T, LIU Z W. Output SINR of MV beamformer with one EM vector sensor of and magnetic noise power [C]//IEEE the 7th International Conference on Signal Processing, 2004: 419-422.
- [6] TAO J W, CHANG X W. The MVDR beamformer based on hypercomplex process [C]//Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Science and Electronics Engineering, 2012: 273-277.
- [7] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析: 完全极化情形[J]. 电子学报, 2004, 32(8): 1310-1313.
- [8] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析: 相关干扰情形[J]. 通信学报, 2004, 25(10): 8-15.
- [9] NEHORAI A, HO K C, TAN B T G. Minimum-noise-variance beamformer with an electromagnetic vector sensor[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(3): 601-618.
- [10] 陈志坤, 乔晓林, 李凤从. 基于极化波束形成的相控阵雷达导引头抗干扰技术研究[J]. 航空兵器, 2016(6): 16-20.
- [11] WONG K T. Direction finding/polarization estimation-dipole and/or loop triad(s)[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2001, 37(2): 679-684.
- [12] WONG K T, YUAN X. "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.
- [13] WONG K T, ZOLTOWSKI M D. Self-initiating MUSIC-based direction finding and polarization estimation in spatio-polarizational beamspace [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2000, 48(8): 1235-1245.
- [14] CAPON J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis [J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.
- [15] 刘勇, 徐振海, 肖顺平. 阵列互耦对极化敏感阵列滤波性能的影响[J]. 电子学报, 2006, 34(12): 2303-2306.
- [16] YUAN X L, GAN L. Robust algorithm against large look direction error for interference-plus-noise covariance matrix reconstruction [J]. Electronics Letters, 2016, 52(6): 448-450.