

# 一种主瓣灵巧干扰环境下的盲距离-角度联合估计方法

周必雷<sup>1</sup>, 王永良<sup>1</sup>, 李荣锋<sup>2</sup>, 刘维建<sup>1</sup>, 陈浩<sup>1</sup>, 韩宏川<sup>3</sup>

(1. 空军预警学院, 湖北武汉 430019; 2. 中国航天科工集团第二研究院二十三所武汉研发中心, 湖北武汉 430019; 3. 空军军械通用装备军事代表局, 北京 100073)

**摘要:** 提出了一种主瓣灵巧干扰环境下的盲距离-角度联合估计方法, 可有效对抗主瓣灵巧干扰 (Mainlobe Smart Jamming, MSJ) 并提取目标回波的距离-角度联合参数信息. 新方法首先利用阵元级数据进行盲源分离 (Blind Source Separation, BSS), 分离目标回波和干扰, 同时可得到信源混合矩阵的估计. 然后根据主瓣灵巧干扰在某一角度上表现为多个回波信号, 而目标只有一个回波这一先验信息来鉴别目标和主瓣灵巧干扰, 由此可以估计目标的距离参数. 最后, 由上述的鉴别结果得到对应目标的混合矩阵的列矢量, 其包含了目标导向矢量信息, 据此可估计目标的空间角度参数. 仿真结果表明, 新方法可以至少有效对抗 2 个主瓣灵巧干扰, 且可同时得到较高的目标距离-角度估计精度. 另外, 分析了目标输入信噪比、输入干噪比、目标与干扰的夹角、干扰空域个数对所提方法性能的影响, 并给出了本文方法能够有效盲距离-角度联合估计的边界条件.

**关键词:** 盲源分离; 主瓣灵巧干扰; 距离-角度联合估计; 抗干扰

**中图分类号:** TN911.7      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2019)09-1819-11

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

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.09.002

## A Blind Range-Direction Estimation Method in Mainlobe Smart Jamming

ZHOU Bi-lei<sup>1</sup>, WANG Yong-liang<sup>1</sup>, LI Rong-feng<sup>2</sup>, LIU Wei-jian<sup>1</sup>, CHEN Hao<sup>1</sup>, HANG Hong-chuan<sup>3</sup>

(1. Air Force Early Warning Academy, Wuhan, Hubei 430019, China;

2. Wuhan Research and Development Center, Institute No. 23 of the Second Academy of CASIC, Wuhan, Hubei 430019, China;

3. Air Force Army General Administration of the PLA, Beijing 100073, China)

**Abstract:** A blind range-direction estimation method is proposed for suppressing the mainlobe smart jamming (MSJ). The proposed method can effectively suppress the MSJ and estimate the direction-distance parameter of the target echo. Firstly, the target and MSJ is separated by the blind source separation (BSS) algorithm with the element data, and the estimation of the mixed matrix can be obtained simultaneously. Secondly, according to the prior information that the MSJ contains multiple false target echoes in a certain direction, while the real target just contains one echo, we can determine the separated channel which contains the real target. In this way, the real target distance parameter can be estimated. Finally, the mixed matrix column vector of the real target is obtained by the above judgement, which can be adopted to estimate the direction parameter of the real target. Simulation results show that the proposed method can effectively suppress two MSJs at least, and obtain good range-direction estimation performance at the same time. In addition, we analyze the effects of signal-to-noise ratio (SNR), interference-to-noise ratio (INR), the angle between the target and MSJ, and the MSJ number on the performance of the proposed method. The corresponding boundary conditions are also given.

**Key words:** blind source separation (BSS); mainlobe smart jamming (MSJ); range-direction estimation; anti-jamming

## 1 引言

雷达干扰与抗干扰由始以来就是矛和盾的关系,相互制约也相互促进.按照干扰的入射方向进行分类,雷达干扰可分为主瓣干扰和副瓣干扰.针对副瓣干扰,目前的对抗措施已经比较成熟,如副瓣对消(SideLobe Cancelling, SLC)、副瓣匿影、频率捷变、低副瓣/超低副瓣等.然而,针对主瓣干扰目前还没有很好的对抗措施.主瓣干扰可以分为两类,一类是自卫式干扰,由目标机所携带的干扰机施放,干扰与目标同向;另一类是近主瓣干扰,比如弹道导弹施放的弹载干扰机、与目标编队飞行的随队干扰机等,这类干扰虽然与目标不同向,但是也从雷达波束的主瓣进入.为方便阐述,后文中由“主瓣干扰”代替“近主瓣干扰”.针对自卫式干扰,主要途径是利用多站无源定位进行对抗;而针对主瓣干扰,由于目标和干扰的角度差原因,多站无源定位方法会失效.本文针对如何对抗主瓣干扰中的主瓣灵巧干扰(Mainlobe Smart Jamming, MSJ)开展研究.

当前,先进的自适应数字波束形成(Adaptive Digital Beam Forming, ADBF)技术具备成熟的副瓣干扰对抗能力,但是在对抗主瓣干扰时存在主波束分裂畸变的情况,导致了目标能量严重损失,同时主波束指向也会发生偏移,副瓣电平急剧抬高.和差主瓣干扰相消(Mainlobe Cancelling, MLC)<sup>[1]</sup>是一类比较经典的主瓣干扰对消方式,该方法类似于 SLC,区别在于将差波束作为辅助通道进行干扰对消,但是由于仅有和、差波束两个自由度,因此无法同时对抗副瓣干扰;Yu 等人采用了 ADBF 与 MLC 级联的方式<sup>[2]</sup>来解决上述 MLC 所存在的性能限制缺陷,可分步抑制副瓣干扰和主瓣干扰;但是上述方法不具备目标到达角(Direction Of Arrival, DOA)估计能力.对此,文献[3~6]采取了主瓣干扰环境下的单脉冲测角方案,这类方法的共同出发点是在进行主瓣干扰抑制的过程中保护和差波束不畸变,从而达到目标有效测角的目的,并具备较高的测角精度.上述均为空域抗主瓣干扰方法,利用的都是干扰在空域上的稀疏性,但都存在一个共同的不足,即无法对抗多个主瓣干扰,原因主要在于多个主瓣干扰的对抗过程中目标损失非常严重,以至于干扰对消之后已经没有足够的目标能量可以加以提取利用.在极化域对抗主瓣干扰方面<sup>[7-9]</sup>,最主要的问题是要求每个通道必须都是极化通道,因此成本太高,不利于工程应用;另一方面,目前稀疏恢复方法应用广泛,主要应用在雷达成像和 DOA 估计方面,应用在抗主瓣干扰方面的还很少,文献[10, 11]利用凸优化方法来对抗主瓣欺骗干扰,核心思想是构造空时联合原子库来同时恢复目标和主瓣欺骗干扰,然后在时域维上鉴别目标和干扰,但该方法运算量

较大,并且需要干扰模型的先验知识.另外,针对主瓣多点源干扰环境下的目标参数估计问题,基于极化-空间联合谱特征的雷达目标检测方法采用了“特征鉴别”的思路<sup>[12]</sup>,利用目标回波与干扰信号的极化散射特性差异,将目标检测问题转化为联合谱特征鉴别问题,有效提升了雷达在主瓣多点源干扰、主瓣变极化干扰环境下的目标检测能力.但是该方法在利用极化信息时同样存在硬件成本高的问题.近两年, Yu 等人在文献[6]思想的基础上又提出了一种新的思路<sup>[13, 14]</sup>,其中心思想是在某一维上采用 ADBF 抑制多个主瓣干扰,并保持了另外一维上目标的角度参数信息,再利用单脉冲技术进行测角,但该方法对阵列模型有要求,不适用于线阵.

本文不从干扰抑制角度进行干扰对抗,而是从信号分离的角度出发将各信源进行盲分离,利用某种鉴别手段提取目标信息.目前,国内学者已经开展了一些关于主瓣干扰环境下的盲分离技术研究<sup>[15-17]</sup>,但无法同时进行目标角度参数估计.本文提出的新方法利用阵元级数据进行盲分离,其干扰对抗机理如图 1 所示,可以分为两个方面,一是利用目标与主瓣灵巧干扰的空间角度差异性可有效分离两者,二是利用主瓣灵巧干扰在某一角度上占据多个距离单元,而目标仅占据一个距离单元这一先验信息,从而有效鉴别目标与干扰,最终实现目标距离-角度参数联合估计.结合仿真分析可得,新方法可以至少有效对抗 2 个主瓣灵巧干扰,且可同时得到较高的目标距离-角度估计精度.另一方面,分析了目标输入信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)、干扰输入干噪比(Interference-to-Noise Ratio, INR)、目标与干扰的夹角、干扰空域个数对本文方法性能的影响,并给出了本文方法能够有效盲距离-角度联合估计的边界条件.

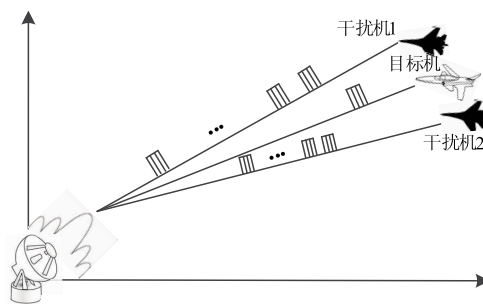


图1 目标与主瓣灵巧干扰差异性示意图

## 2 信号模型

考虑  $N$  维等距均匀线阵,各阵元间距为  $d$ ,雷达发射信号波长为  $\lambda$ ,阵列波束指向为  $\theta_0$ .目标  $s_0(n)$  位于  $\theta_0$ ,主瓣灵巧干扰  $s_m(n)$ ,  $m \in \{1, 2, \dots, M-1\}$  位于  $\theta_m$ ,噪声为高斯白噪声,并假设各信源之间互相独立.阵列

接收信号可以表示为:

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{v}(n) \in \mathbb{C}^{N \times 1} \quad (1)$$

其中,

$$\mathbf{s} = [s_0(n), s_1(n), \dots, s_{M-1}(n)]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1} \quad (2)$$

包含信源的时域信息,符号 $(\cdot)^T$ 表示转置运算.

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)] \in \mathbb{C}^{N \times M} \quad (3)$$

为阵列流形矩阵,包含信源的角度信息, $\mathbf{v}(n)$ 为高斯白噪声.其中,

$$\mathbf{a}(\theta_m) = [1, \exp(-j\beta_m), \exp(-j2\beta_m), \dots, \exp(-j(N-1)\beta_m)]^T \quad (4)$$

$$\beta_m = 2\pi d \sin(\theta_m) / \lambda \quad (5)$$

在盲分离理论中,阵列流形矩阵 $\mathbf{A}$ 被称为混合矩阵,盲分离就是在未知混合矩阵 $\mathbf{A}$ 的情况下,仅利用系统各通道(阵元)的观测数据 $\mathbf{x}(n)$ 来恢复源信号 $\mathbf{s}$ 和系统混合过程 $\mathbf{A}$ .其中, $\mathbf{s}$ 包含各信源的时域信息,比如目标距离, $\mathbf{A}$ 包含各信源的空域信息,比如目标空间角.混合信号的盲分离原理如图2所示.

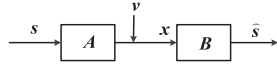


图2 盲分离原理图

其中, $\mathbf{B}$ 为分离系统(或者称为解混矩阵), $\hat{\mathbf{s}}$ 为 $\mathbf{s}$ 的估计.

### 3 算法原理

盲分离算法要求信源数不大于通道数,即 $M \leq N$ ,同时要求混合矩阵满足列满秩,文中混合矩阵的各列为各信源的导向矢量,因此符合列满秩要求.另一方面,盲分离算法要求各信源满足统计独立性,且至多有一个高斯信号,本文的应用背景满足此要求.本文所提方法主要包含三个步骤,分别是信源白化预处理、酉矩阵估计及信源分离、目标鉴别及距离-角度联合估计.

#### 3.1 信源白化预处理

首先对接收信号 $\mathbf{x}(n)$ 的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{xx}$ 进行特征分解, $\mathbf{R}_{xx}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)] = \mathbf{\Gamma}\mathbf{A}\mathbf{A}^H \\ &= [\mathbf{\Gamma}_M, \mathbf{\Gamma}_{N-M}] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{N-M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_M^H \\ \mathbf{\Gamma}_{N-M}^H \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 为特征值矩阵, $\mathbf{\Gamma} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 为 $\mathbf{A}$ 对应的特征向量所构成的矩阵.令 $\mathbf{A}_M \in \mathbb{C}^{M \times M}$ 和 $\mathbf{A}_{N-M} \in \mathbb{C}^{(N-M) \times (N-M)}$ 分别为大、小特征值矩阵. $\mathbf{A}_{N-M}$ 的对角线元素即小特征值由噪声能量贡献,而 $\mathbf{A}_M$ 的对角线元素即大特征值由各信源能量以及噪声能量共同贡献.根据大特征值数量,可以容易估计信源数量,为后续的分步提供先验知识.一般情况下,信源能量要远大于噪声能量,因此 $\mathbf{A}_{N-M}$ 的特征值值要远小于 $\mathbf{A}_M$ 的特征值,则式(6)可以近似表达为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &\approx [\mathbf{\Gamma}_M, \mathbf{\Gamma}_{N-M}] \begin{bmatrix} \mathbf{A}_M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma}_M^H \\ \mathbf{\Gamma}_{N-M}^H \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{\Gamma}_M \mathbf{A}_M \mathbf{\Gamma}_M^H \end{aligned} \quad (7)$$

白化预处理过程可以表示为:

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{W}\mathbf{x}(n) \quad (8)$$

其中, $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 为白化矩阵, $\mathbf{z}(n) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 为白化结果.白化过程就是一个对各通道接收信号去相关的过程,其要求 $\mathbf{R}_{zz}$ 是一个单位阵,即:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_M &= \mathbf{R}_{zz} \\ &= E[\mathbf{z}(n)\mathbf{z}^H(n)] \\ &= E[\mathbf{W}\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^H(n)\mathbf{W}^H] \\ &= \mathbf{W}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{W}^H \\ &= \mathbf{W}\mathbf{\Gamma}_M\mathbf{A}_M\mathbf{\Gamma}_M^H\mathbf{W}^H \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{I}_M$ 表示 $M \times M$ 维单位矩阵.因此,可以求解得到白化矩阵 $\mathbf{W}$ 为:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{\Gamma}_M\mathbf{A}_M^{-1/2})^H \quad (10)$$

另一方面,将式(1)代入式(8), $\mathbf{z}(n)$ 还可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(n) &= \mathbf{W}\mathbf{x}(n) = \mathbf{W}\mathbf{A}\mathbf{s}(n) + \mathbf{W}\mathbf{v}(n) \\ &= \mathbf{U}\mathbf{s}(n) + \mathbf{W}\mathbf{v}(n) \end{aligned} \quad (11)$$

那么, $\mathbf{R}_{zz}$ 可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{zz} &= E[\mathbf{z}(n)\mathbf{z}^H(n)] \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{U}\mathbf{U}^H + \sigma_v^2 \mathbf{W}\mathbf{W}^H \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{U}\mathbf{U}^H + \sigma_v^2 (\mathbf{\Gamma}_M\mathbf{A}_M^{-1/2})^H (\mathbf{\Gamma}_M\mathbf{A}_M^{-1/2}) \\ &= \sigma_s^2 \mathbf{U}\mathbf{U}^H + \sigma_v^2 \odot (\sigma_s^2)^{-1} \\ &\approx \sigma_s^2 \mathbf{U}\mathbf{U}^H \end{aligned} \quad (12)$$

其中, $\sigma_s^2$ 表示源信号能量对角矩阵, $\sigma_v^2$ 表示噪声能量对角矩阵, $\odot$ 表示笛卡尔积.

在盲分离处理过程中,可以假设 $\mathbf{s}(n)$ 具有单位功率,则有 $\mathbf{R}_{zz} \approx \mathbf{U}\mathbf{U}^H$ .因此,矩阵 $\mathbf{U}$ 是一个酉矩阵.根据式(11)可以得知,如果要恢复得到源信号 $\mathbf{s}(n)$ ,那么必须要估计酉矩阵 $\mathbf{U}$ .

#### 3.2 酉矩阵 $\mathbf{U}$ 估计及信源分离

假设 $\mathbf{u}_m = [u_{m1}, \dots, u_{mM}]^T, m \in \{1, 2, \dots, M\}$ 为矩阵 $\mathbf{U}$ 的第 $m$ 列矢量.取矩阵 $\mathbf{\Omega} = \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H$ ,则其第 $k$ 行,第 $l$ 列元素为 $\Omega_{kl} = u_{mk} u_{ml}^*$ .定义 $\mathbf{z}(n)$ 的四阶累积量矩阵为 $\mathbf{Q}_z(\mathbf{\Omega})$ ,其第 $i$ 行 $j$ 列元素可以表示为:

$$\begin{aligned} [\mathbf{Q}_z(\mathbf{\Omega})]_{ij} &= \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \Omega_{kl} \cdot \mathbf{K}_{ijkl}(\mathbf{z}) \\ &= \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M u_{mk} u_{ml}^* \cdot \\ &\quad \text{cum}(\mathbf{z}_i(n), \mathbf{z}_j^*(n), \mathbf{z}_k^*(n), \mathbf{z}_l(n)) \\ &= \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M u_{mk} u_{ml}^* \cdot \\ &\quad \text{cum} \left( \sum_{c=1}^M u_{ci} s_c(n), \sum_{d=1}^M u_{dj}^* s_d^*(n), \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{e=1}^M u_{ek}^* s_e^*(n), \sum_{f=1}^M u_{fl} s_f(n) \\
= & \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \sum_{c=1}^M \sum_{d=1}^M \sum_{e=1}^M \sum_{f=1}^M u_{mk} u_{ml}^* \cdot \\
& [u_{ci} u_{dj}^* u_{ek}^* u_{fl} \text{cum}(s_c(n), s_d^*(n), \\
& s_e^*(n), s_f(n))] \quad (13)
\end{aligned}$$

其中,  $\text{cum}(\cdot, \cdot, \cdot, \cdot)$  为四阶累积量算法,  $\mathbf{K}_{ijkl}(\mathbf{z}) = \text{cum}(z_i(n), z_j^*(n), z_k^*(n), z_l(n))$  为矢量  $\mathbf{z}$  中第  $i, j, l, k$  四个分量的四阶累积量. 因为各信源相互独立, 所以其互累量为零, 即仅当  $c = d = e = f$  时,  $\text{cum}(s_c(n), s_d^*(n), s_e^*(n), s_f(n))$  有值. 因此, 式(13)可重新表示为:

$$\begin{aligned}
& [\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega})]_{ij} \\
= & \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^M \sum_{c=1}^M u_{mk} u_{ml}^* \cdot [u_{ci} u_{cj}^* u_{ek}^* u_{cl} \mathbf{K}_4(s_c(n))] \\
= & \sum_{c=1}^M \sum_{k=1}^M (u_{mk} u_{ck}^*) \cdot \sum_{l=1}^M (u_{ml}^* u_{cl}) [u_{ci} u_{cj}^* \mathbf{K}_4(s_c(n))] \\
= & \sum_{c=1}^M \delta_{mc} \delta_{mc} u_{ci} u_{cj}^* \mathbf{K}_4(s_c(n)) \quad (14)
\end{aligned}$$

其中,  $\mathbf{K}_4(s_c(n))$  表示信源  $s_c(n)$  的四阶累积量, 且仅当  $c = m$  时,  $\delta_{mc} = 1$ . 因此, 可以进一步得到:

$$[\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega})]_{ij} = u_{mi} u_{mj}^* \mathbf{K}_4(s_m(n)) = \boldsymbol{\Omega}_{ij} \mathbf{K}_4(s_m(n)) \quad (15)$$

则  $\mathbf{z}(n)$  的四阶累积量矩阵为  $\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega})$  可以表示为:

$$\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega}) = \boldsymbol{\Omega} \mathbf{K}_4(s_m(n)) = \mathbf{u}_m \mathbf{u}_m^H \mathbf{K}_4(s_m(n)) \quad (16)$$

可见, 对  $\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega})$  进行特征分解可以得到它的特征矢量  $\mathbf{u}_m$  所构成的矩阵  $\mathbf{U}$  和对应的特征值矩阵  $\mathbf{K}_4(s(n))$ . 因此, 酉矩阵估计  $\hat{\mathbf{U}}$  可以由  $\mathbf{z}(n)$  的四阶累积量矩阵  $\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega})$  的特征分解得到. 另外, 四阶累积量矩阵  $\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega})$  可通过任取一个  $M \times M$  维矩阵  $\boldsymbol{\Omega}$ , 并依据式(13)进行求解.

因此, 依据式(11), 可以得到盲分离结果, 即源信号估计为:

$$\hat{\mathbf{s}}(n) = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{z}(n) \quad (17)$$

以及混合矩阵估计为:

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{W}^{-1} \hat{\mathbf{U}} \quad (18)$$

### 3.3 目标鉴别及距离-角度联合估计

根据先验知识, 即目标所在的分离通道仅仅含有一个回波信号, 而主瓣灵巧干扰所在的通道含有多个回波信号, 进而可以鉴别目标, 并提取目标的时域信息  $\hat{s}_0$ , 得到目标距离参数估计  $\hat{d}_0$ . 另一方面, 可以确定目标通道所对应的混合矩阵列矢量的位置, 从而可以估计得到目标的角度参数. 假设鉴别得到目标在第  $p$  路分离通道, 则目标的导向矢量估计可以表示为

$$\hat{\mathbf{a}}_0 = \hat{\mathbf{A}}(p) \quad (19)$$

包含目标角度信息, 进而估计目标角度为:

$$\hat{\theta}_0 = \frac{\arg \sin \left( \text{angle} \left( \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\hat{\mathbf{a}}_0(i+1)}{\hat{\mathbf{a}}_0(i)} / (N-1) \right) / \pi \right)}{\pi/180} \quad (20)$$

其中,  $\text{angle}(h) = \arctan(\text{imag}(h)/\text{real}(h))$  表示相位求解函数,  $\arctan(\cdot)$  和  $\arcsin(\cdot)$  分别表示反正切函数和反正弦函数,  $\text{imag}(h)$  和  $\text{real}(h)$  分别表示复数  $h$  的虚部和实部. 同理可估计干扰角度参数. 进而得到目标距离-角度联合估计为  $(\hat{d}_0, \hat{\theta}_0)$ . 特别指出的是, 利用式(19)及(20)进行目标角度估计时, 其针对的是线阵而非面阵. 当阵列为面阵时, 可利用混合矩阵对应面阵的行(列)矢量分别估计目标的方位角(俯仰角).

### 3.4 方法流程

本文方法主要包含三个步骤, 分别是: ①信源白化预处理; ②酉矩阵  $\mathbf{U}$  估计及信源分离; ③目标鉴别及距离-角度联合估计. 具体流程见算法 1.

#### 算法 1 方法流程

输入: 阵列接收信号  $\mathbf{x}(n) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$

输出: 目标距离-角度联合估计  $(\hat{d}_0, \hat{\theta}_0)$

1. 信源白化预处理:

$$\mathbf{z}(n) = \mathbf{W} \mathbf{x}(n) \quad (21)$$

其中,  $\mathbf{z}(n) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$  为白化输出,  $\mathbf{W} = (\boldsymbol{\Gamma}_M \mathbf{A}_M^{-1/2})^H \in \mathbb{C}^{M \times N}$  为白化矩阵,  $\mathbf{A}_M \in \mathbb{C}^{M \times M}$  为大特征值矩阵,  $\boldsymbol{\Gamma}_M \in \mathbb{C}^{N \times M}$  为其相对应的特征向量所构成的矩阵. 另外, 根据特征分解过程中得到的大特征值数量可以估计信源数量, 据此为后续的分离步骤提供先验知识.

2. 酉矩阵  $\mathbf{U}$  估计及信源分离:

①酉矩阵估计: 对  $\mathbf{z}(n)$  的四阶累积量矩阵  $\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega})$  进行特征分解:

$$\mathbf{Q}_z(\boldsymbol{\Omega}) = \hat{\mathbf{U}} \boldsymbol{\Sigma} \hat{\mathbf{U}}^H \quad (22)$$

其中,  $\boldsymbol{\Omega}$  为任意  $M \times M$  维矩阵,  $\boldsymbol{\Sigma}$  为特征值对角矩阵,  $\hat{\mathbf{U}}$  为酉矩阵估计.

②信源分离: 结合式(21)中得到的白化输出与式(22)中得到的酉矩阵估计  $\hat{\mathbf{U}}$ , 可以得到盲分离结果, 即源信号估计  $\hat{\mathbf{s}}(n) = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{z}(n)$  以及混合矩阵估计  $\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{W}^{-1} \hat{\mathbf{U}}$ .

3. 目标鉴别及距离-角度联合估计:

①目标鉴别: 根据先验知识, 即目标所在的分离通道仅仅含有一个回波信号, 而主瓣灵巧干扰所在的通道含有多个回波信号, 进而可以鉴别得到目标信号.

②距离-角度联合估计: 依据①中的鉴别结果, 可提取目标的时域信息  $\hat{s}_0$ , 进而得到目标距离参数估计  $\hat{d}_0$ . 另一方面, 可以确定目标通道所对应的混合矩阵列矢量的位置, 从而可以估计得到目标的角度参数  $\hat{\theta}_0$ :

$$\hat{\theta}_0 = \frac{\arcsin \left( \text{angle} \left( \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\hat{\mathbf{a}}_0(i+1)}{\hat{\mathbf{a}}_0(i)} / (N-1) \right) / \pi \right)}{\pi/180} \quad (23)$$

其中,  $\hat{\mathbf{a}}_0$  为目标通道所对应的混合矩阵列矢量,  $\arcsin(\cdot)$  表示反正

弦函数,  $\text{angle}(\cdot)$  表示相位求解函数. 进而得到目标距离-角度联合估计为  $(\hat{d}_0, \hat{\theta}_0)$ .

#### 4 仿真验证与性能分析

阵列采用 20 元等距均匀线阵, 3dB 波束宽度为  $5.05^\circ$ , 阵元间距为半波长, 波束指向  $0^\circ$ . 雷达发射线性调频信号, 带宽  $B = 5\text{MHz}$ , 脉宽  $\tau = 20\mu\text{s}$ , 采样频率  $f_s = 10\text{MHz}$ .

##### 4.1 仿真验证

电磁环境中存在 1 个目标和 1 个 MSJ, 目标信噪比  $\text{SNR} = 5\text{dB}$  (阵元级), 位于  $(0^\circ, 705\text{-th})$ , 前者为角度, 后者为距离门. MSJ 干扰比  $\text{INR} = 7\text{dB}$  (阵元级), 位于  $(1.25^\circ, (100, 150, 230, 270, 320, 390, 450, 520, 580, 600, 630, 680, 790)\text{-th})$ , 即与目标夹角为  $1/4$  个 3dB 波束宽度. 图 3 给出了阵列波束合成的脉压结果, 可见目标与 MSJ 混合在了一起, 无法分辨出真目标. 图 4 给出了经过盲分离处理后通道 1、2 的脉压输出结果, 可见两者已被有效分离, 由先验信息即 MSJ 表现为多个假目标信号, 而真目标只有一个回波, 可知图 4(a) 通道 1 包含了真目标信号, 图 4(b) 通道 2 包含了 MSJ.

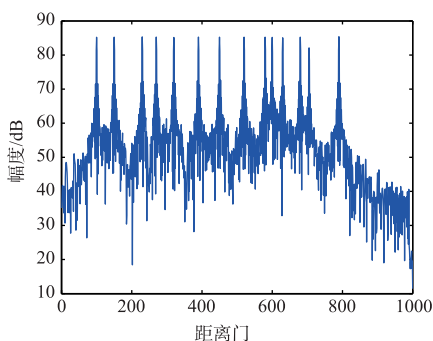


图3 阵列波束合成输出

由上述分析可知经过盲分离处理后得到的混合矩阵的第一列列矢量为目标的导向矢量估计, 而第二列为 MSJ 的导向矢量估计. 根据仿真得到的混合矩阵估计结果可以用于估计信源 (目标和干扰) 角度, 因此, 结合式 (20) 可以估计得到目标的角度为  $0.008^\circ$ , 干扰的角度为  $1.2538^\circ$ . 通过本文方法所估计得到的目标回波参数为  $(0.008^\circ, 705\text{-th})$ , 其结果与仿真设置基本一致.

下面进行多个主瓣灵巧干扰环境下的仿真实验. 电磁环境中存在 1 个目标和 2 个 MSJ, 目标信噪比  $\text{SNR} = 7\text{dB}$ , 位于  $(0^\circ, 705\text{-th})$ . MSJ1 干扰比为  $10\text{dB}$ , MSJ2 干扰比为  $6\text{dB}$ , 分别位于  $(1.25^\circ, (100, 150, 230, 270, 320, 390)\text{-th})$ ,  $(1.25^\circ, (430, 510, 560, 610, 650)\text{-th})$ , 即与目标夹角均为  $1/4$  个 3dB 波束宽度. 图 5 给出了新方法在

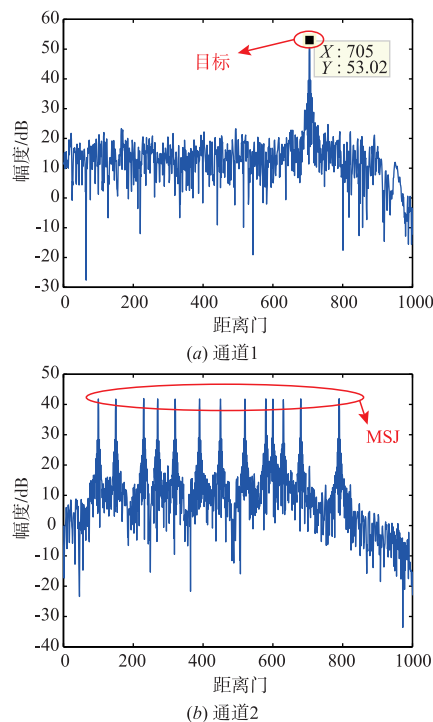


图4 盲分离处理后的脉压结果

2 个 MSJ 环境下的盲分离结果, 可通过先验鉴别得到通道 1 中含有真实目标回波信号. 根据仿真得到的混合矩阵估计结果, 并通过式 (20) 可以计算得到通道 1 中信号角度为  $0.0246^\circ$ , 通道 2 中信号角度为  $1.2514^\circ$ , 通道 3 中信号角度为  $-1.246^\circ$ . 因此, 通过本文方法所估计得到的目标回波参数为  $(0.0246^\circ, 705\text{-th})$ , 其结果与仿真设置基本一致.

另一方面, 图 6 给出了文献 [8] 中提出的和差及辅助波束联合自适应单脉冲方法在多主瓣灵巧干扰环境 (考虑  $20 \times 20$  维均匀面阵, 目标位于  $(90^\circ, 30^\circ, 705\text{-th})$ , 参数分别表示方位角、俯仰角及距离单元, 两个灵巧干扰分别位于  $(91.25^\circ, 31.25^\circ, (100, 150, 230, 270, 320, 390)\text{-th})$ ,  $(88.75^\circ, 28.75^\circ, (430, 510, 560, 610, 650)\text{-th})$ ) 下的仿真结果.

可见, 该方法在进行主瓣干扰抑制后的自适应方位、俯仰和波束主瓣发生了畸变 (见图 6(a) 及 (b)), 导致了对应的和差单脉冲曲线严重失真 (见图 6(c) 及 (d)), 无法拟合静态单脉冲曲线, 失去了目标 DOA 估计能力.

##### 4.2 性能分析

性能分析主要包括四个方面, 分别是目标输入  $\text{SNR}$ 、干扰输入  $\text{INR}$ 、目标与干扰的夹角、干扰空域个数对本文盲距离-角度估计的影响, 影响指标由目标输出  $\text{SNR}$  (或目标  $\text{SNR}$  损失) 以及目标 DOA 估计精度 (即目标 DOA 估计均方根误差 (Root Mean Square Error, RMSE)) 描述. 性能分析结果均为 100 次 Monte-Carlo 仿真的统计平均.

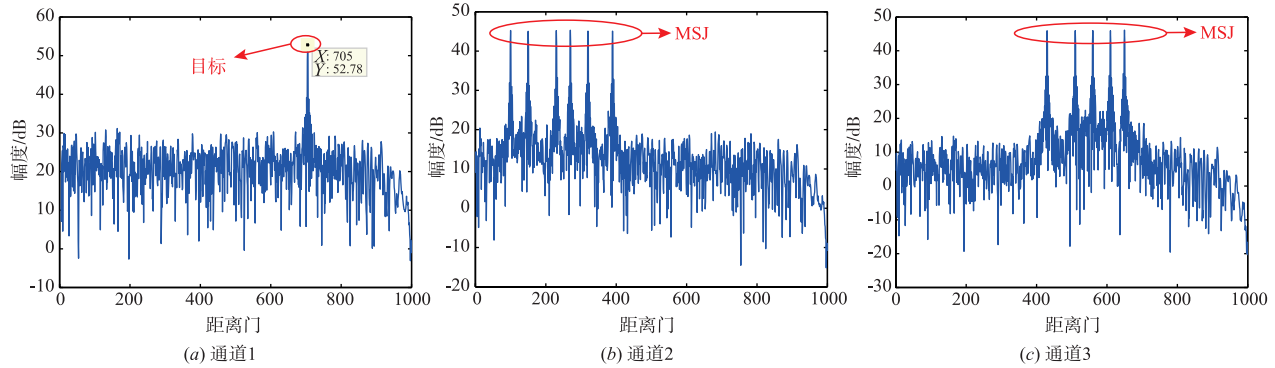


图5 盲分离处理后的脉压结果

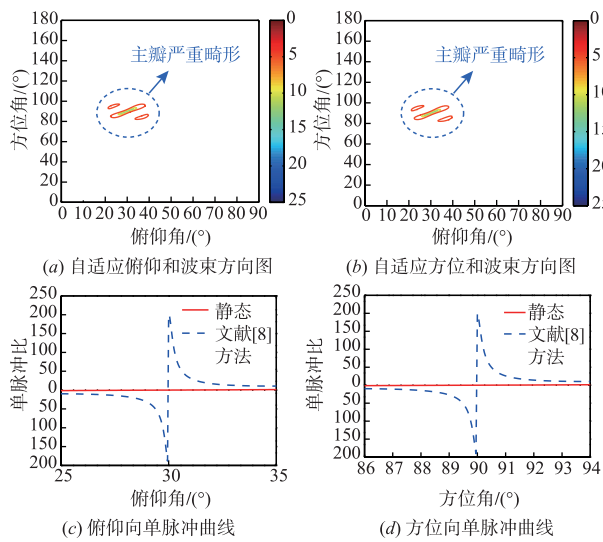


图6 文献[8]方法

#### 4.2.1 目标输入 SNR 和干扰输入 INR 对输出 SNR 及 DOA 估计精度的影响分析

假设电磁环境中存在 1 个目标和 1 个 MSJ, 目标位于  $(0^\circ, 705\text{-th})$ , MSJ 位于  $(1.25^\circ, (100, 150, 230, 270, 320, 390, 450, 520, 580, 600, 630, 680, 790)\text{-th})$ , 即干扰与目标夹角为  $1/4$  个  $3\text{dB}$  波束宽度, 目标输入 SNR 与干扰输入 INR 均由  $-5\text{dB}$  变化到  $20\text{dB}$ , 步长均为  $0.1\text{dB}$ .

##### 4.2.1.1 对输出 SNR 的影响分析

图 7 给出了目标输入 SNR 及干扰输入 INR 变化情况下的目标输出 SNR 曲面图, 其中图 7(a) 和 (b) 分别为三维曲面图和二维投影图. 由图可见, 当目标与干扰的空间位置一定时, 目标输出 SNR 主要由其输入 SNR 决定, 干扰输入 INR 对其基本没有影响.

##### 4.2.1.2 对 DOA 估计精度的影响分析

图 8 和图 9 分别给出了目标和干扰的 DOA 估计精度曲面图, 其中(a)和(b)分别为三维曲面图和二维投影图. 我们首先给定一个有效 DOA 估计的标准: DOA 估计 RMSE 小于或等于  $1/10$  个  $3\text{dB}$  波束宽度, 即  $0.5^\circ$ . 为合理分析 DOA 估计的有效范围, 人为将 DOA 估计 RMSE 大于  $0.5^\circ$

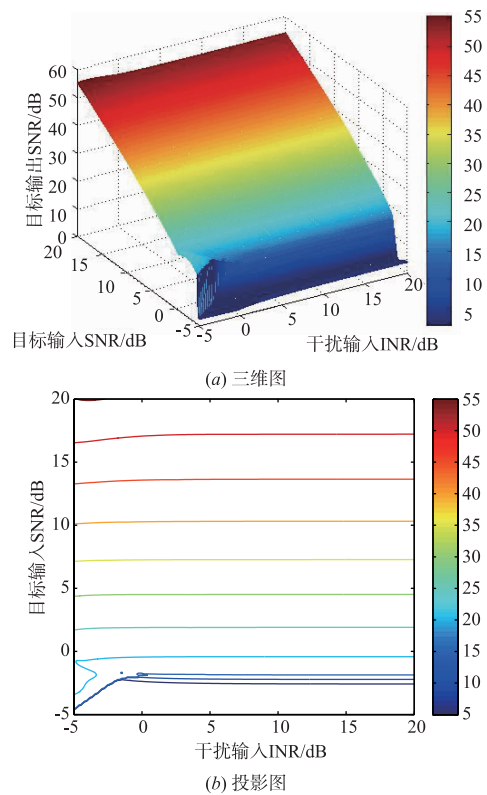


图7 目标输出SNR曲面图

的这部分仿真结果全部置为  $0.5^\circ$ . 由图 8 可见, 认定目标 DOA 估计有效的范围是图 8(b) 中标注的点所在曲线的上方区域(标注为“有效区域”), 可以得到该范围的近似解为:  $\text{SNR} \geq (0.35 \times \text{INR} + 0.7742)\text{dB}$  &  $\text{INR} \geq -5\text{dB}$ . 固定 SNR 时, 随着 INR 的增加, 目标 DOA 估计精度随之下降; 固定 INR 时, 随着 SNR 的增加, 目标 DOA 估计精度随之提高. 由图 9 可见, 干扰 DOA 估计有效的范围是图 9(b) 中除了两个标注“无效”以外的其他区域. 固定 SNR 时, 随着 INR 的增加, 干扰 DOA 估计精度也随着提高; 固定 INR 时, 随着 SNR 的增加, 干扰 DOA 估计精度随之下降.

下面分析一个特例, 即目标信噪比 SNR 设置由  $0\text{dB}$  变化到  $18\text{dB}$ , 而 MSJ 干扰比 INR 相应地由  $2\text{dB}$  变化到  $20\text{dB}$ , 即图 10 (为图 8 和图 9 的斜切线,  $\text{SNR} =$

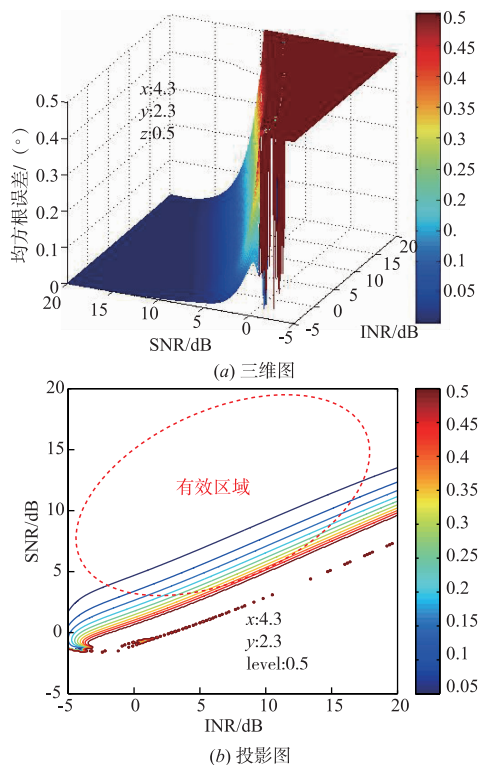


图8 目标DOA估计精度曲面图

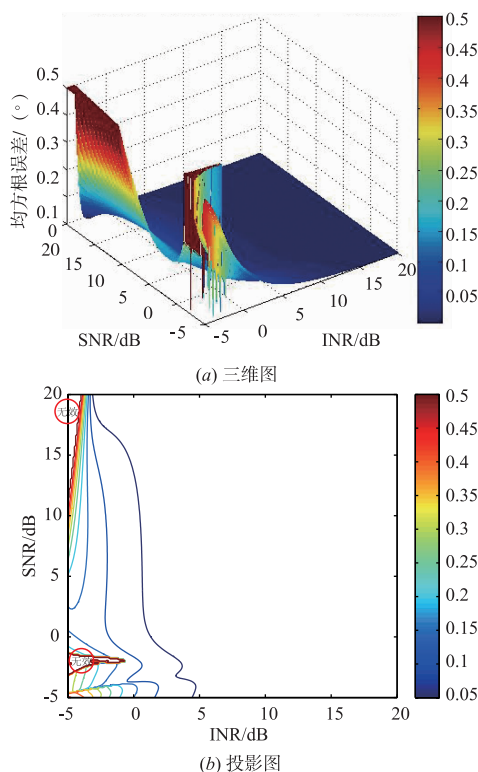


图9 干扰DOA估计精度曲面图

(0 ~ 18) dB & INR = (SNR + 2) dB 时目标及干扰的 DOA 估计精度曲线). 由图 10 可见,随着输入 SNR 增

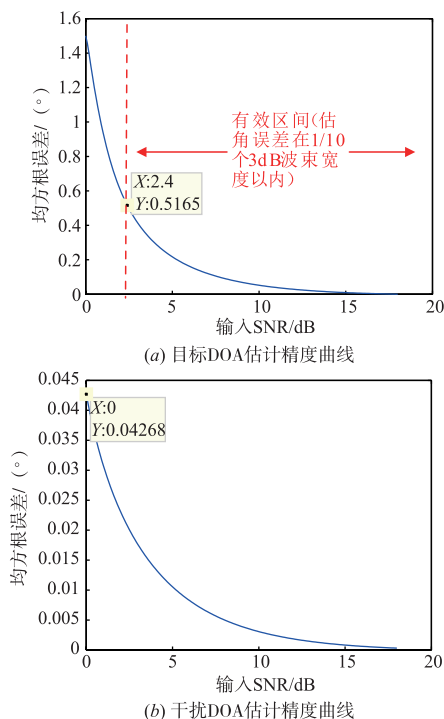


图10 输入SNR变化情况下的DOA估计精度曲线

加,目标和干扰的 DOA 估计 RMSE 随之减小,即精度随之提高. 由于干扰的功率高于目标 2dB,且其在时域维上的脉冲数远多于目标脉冲数,因此其 DOA 估计精度相对也要高于目标. 由图 10(a)可见,当目标输入 SNR 大于 2.4dB 时,其 DOA 估计 RMSE 小于 0.5°,即 1/10 个 3dB 波束宽度以内,该区域为目标 DOA 估计的有效区间. 由图 10(b)可见,干扰 DOA 估计 RMSE 小于 0.04268°,即 0.085/10 个 3dB 波束宽度以内.

#### 4.2.2 目标与干扰的夹角对输出 SNR 及 DOA 估计精度的影响分析

假设电磁环境中存在 1 个目标和 1 个 MSJ,目标位于(0°,705-th),信噪比 SNR = 5dB,MSJ 位于(100,150,230,270,320,390,450,520,580,600,630,680,790)-th, 干扰比 INR = 7dB. 干扰空间角度设置为 0.05° ~ 1.25°,即目标与干扰的夹角由 1/100 个 3dB 波束宽度变化到 1/4 个 3dB 波束宽度,步长为 0.01°.

##### 4.2.2.1 对输出 SNR 的影响分析

图 11 给出了当目标与干扰夹角变化时的目标输出 SNR 曲线. 由图可见,随着目标与干扰的夹角变大,目标输出 SNR 随之增大,尤其是在夹角位于[0.1°, 0.4°]该区间内时,目标输出 SNR 增加的速率较大,随后逐渐平缓. 下一步分析目标 SNR 损失情况,由仿真条件已知目标输入 SNR = 5dB,并可计算得到脉压增益为 20dB,阵列孔径增益为 13dB,因此目标总 SNR 为 38dB. 结合图 11,可以分析得到目标 SNR 损失如图 12 所示,当目标与干扰夹角越小,目标 SNR 损失越严重. 下面给

出四个特殊夹角上的目标 SNR 损失情况,分别为:  $(1/100, 34.48\text{dB})$ ,  $(1/20, 22.5\text{dB})$ ,  $(1/10, 14.62\text{dB})$ ,  $(1/4, 7.179\text{dB})$ ,前者表示夹角与阵列 3dB 波束宽度的比值,后者表示目标 SNR 损失值.

目标输出SNR曲线 (目标输入SNR=5dB, 干扰输入INR=7dB)

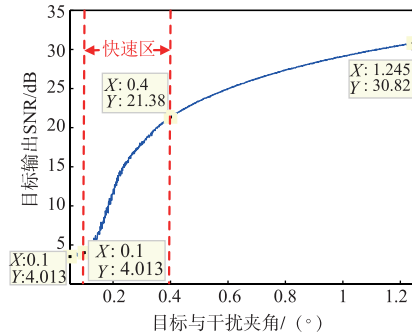


图11 目标输出SNR曲线

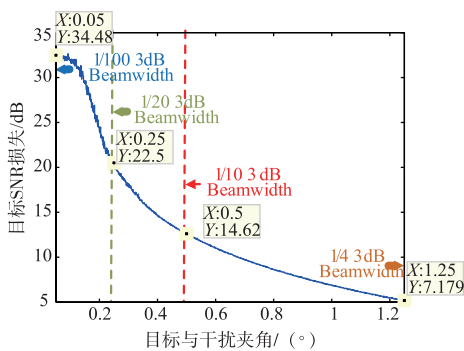


图12 目标SNR损失曲线

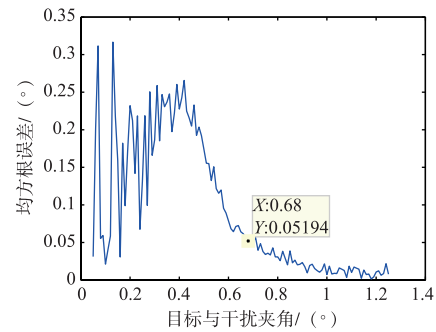
#### 4.2.2.2 对 DOA 估计精度的影响分析

图 13 给出了新方法在目标与干扰夹角变化下的目标和干扰 DOA 估计精度曲线. 可见,目标与干扰的 DOA 估计 RMSE 均小于  $0.5^\circ$ ,即  $1/10$  个 3dB 波束宽度以内. 由图 13(a)可见,当目标与干扰夹角大于  $0.68^\circ$  (即  $1.36/10$  个 3dB 波束宽度)时,目标 DOA 估计 RMSE 稳定在  $0.05^\circ$  以内 (即  $1/100$  个 3dB 波束宽度以内). 由图 13(b)可见,干扰 DOA 估计精度要高于目标,原因在于干扰的能量高于目标 2dB 且其脉冲数要远多于目标. 其次,当目标与干扰夹角大于  $0.45^\circ$  (即  $0.9/10$  个 3dB 波束宽度)时,干扰 DOA 估计 RMSE 稳定在  $0.012^\circ$  以内 (即  $0.2/100$  个 3dB 波束宽度以内).

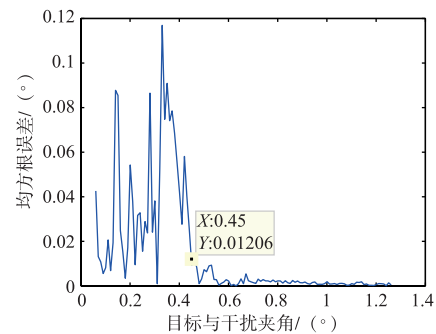
#### 4.2.3 干扰空域个数对输出 SNR 及 DOA 估计精度的影响分析

假设电磁环境中存在 1 个目标和若干 ( $1 \sim 3$ ) 个 MSJ,目标位于  $(0^\circ, 705\text{-th})$ ,目标信噪比  $\text{SNR} = 5\text{dB}$ . 干扰参数设置如表 1 所示.

图 14 给出了不同干扰数量下的目标 DOA 估计结果,可见随着干扰数量的增加,目标 DOA 估计偏离真实值越远. 图 15 给出了不同干扰数量下的目标 SNR 输出



(a) 目标DOA估计精度曲线



(b) 干扰DOA估计精度曲线

图13 目标与干扰夹角变化情况下的DOA估计精度曲线

结果,可见随着干扰数量的增加,目标输出 SNR 随之下降.

表 1 干扰参数设置

数量	位置(角度,距离)	功率
1	角度: $1.25^\circ$ ; 距离: 100, 150, 230, 270, 320, 390, 450, 520, 580, 600, 630, 680, 790.	7dB
2	干扰 1: 角度: $1.25^\circ$ ; 距离: 100, 150, 230. 干扰 2: 角度: $-1.25^\circ$ ; 距离: 430, 510, 560.	均为 7dB
3	干扰 1: 角度: $1.25^\circ$ ; 距离: 100, 150, 230. 干扰 2: 角度: $-1.25^\circ$ ; 距离: 430, 510, 560. 干扰 3: 角度: $1^\circ$ ; 距离: 200, 250, 310.	均为 7dB

结合图 14 及图 15 的分析,表 2 进一步给出了本文方法的性能分析结果,包含了五个方面,分别是目标输出 SNR、目标 SNR 损失、雷达作用距离下降百分比、目标 DOA 估计均值、目标 DOA 估计 RMSE. 由表 2 分析可得,随着干扰个数的增加,目标输出 SNR 下降 (SNR 损失增加),雷达作用距离下降,目标 DOA 估计偏离真实值越远,DOA 估计 RMSE 增大. 可见,干扰个数对目标 DOA 估计、目标输出 SNR 和雷达作用距离都具有较大的影响. 特别指出的是,当干扰数  $\geq 3$  时,本文方法的 DOA 估计已经失效. 因此,在当前电磁环境状态下,本文方法可对抗的干扰数量为 2.

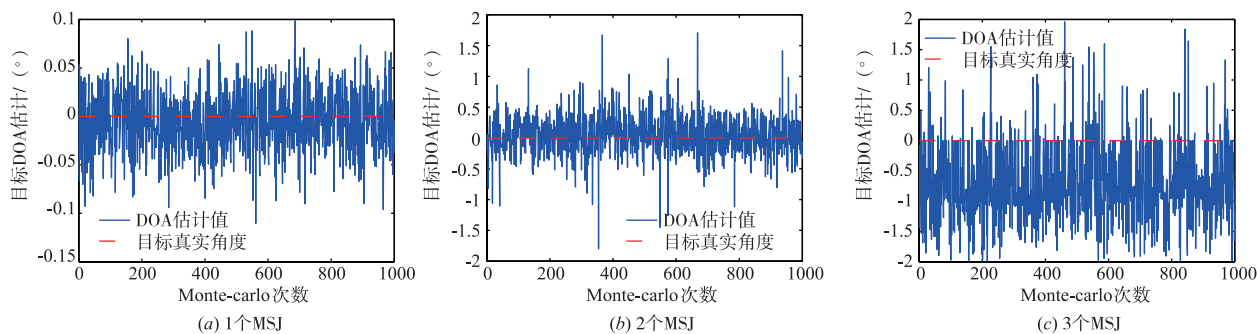


图14 不同干扰数量下的目标DOA估计结果

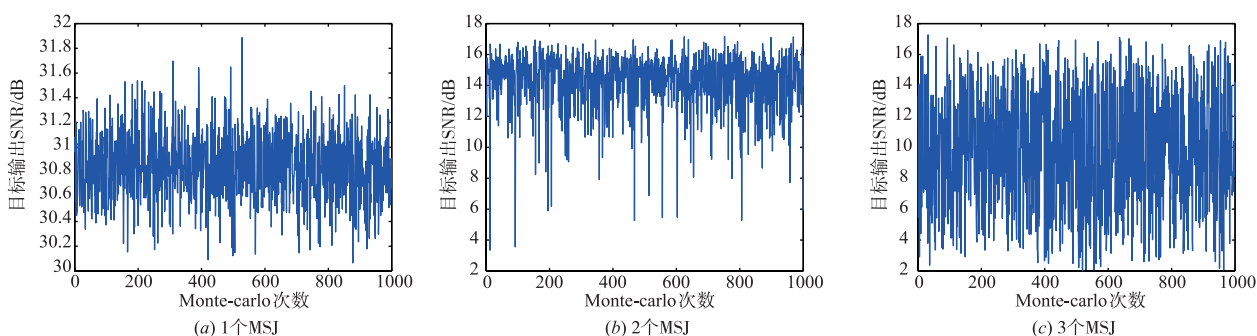


图15 不同干扰数量下的目标SNR输出结果

表 2 性能分析结果

干扰数	输出 SNR/dB	SNR 损失 /dB	雷达作用距离下降百分比/%	目标 DOA 估计均值 / (°)	目标 DOA 估计 RMSE / (°)
1	30.8278	7.17220	33.82	0.00240	0.1173
2	14.3290	23.6710	74.40	0.04550	0.3324
3	10.1567	27.8433	79.87	-0.6706	0.9456

## 5 结论

如何对抗近主瓣干扰一直以来是雷达信号处理领域中的难题. 对此, 本文提出了一种主瓣灵巧干扰环境下的盲距离-角度联合估计方法. 新方法利用盲分离技术对阵元级数据进行处理, 利用各信源之间的统计独立性分离目标和干扰, 并估计系统混合矩阵; 然后根据先验信息, 即主瓣灵巧干扰在某一角度上表现为多个假目标信号, 而真目标只有一个回波来开展目标和干扰的鉴别工作, 从而提取目标的时域信息, 得到其距离参数估计; 最后找到与目标通道相对应的混合矩阵列矢量, 即目标的导向矢量估计, 进而得到目标的角度参数估计. 仿真结果表明, 新方法可以至少有效对抗 2 个主瓣灵巧干扰, 且可同时得到较高的目标距离-角度估计精度. 同时, 通过仿真分析了目标输入 SNR、干扰输入 INR、目标与干扰的夹角、干扰空域个数对新方法性能的影响. 特别指出的是, 本文方法所针对的主瓣干扰类型为

主瓣灵巧干扰, 有两个约束条件: 一是目标与干扰之间角度差, 原因在于本文方法利用的是基于空域的盲源分离技术, 要求信源在空域上有特征差异; 二是干扰功率与目标功率相当, 当干扰能量强于目标太多时, 会导致目标方向矢量估计模糊, 即其 DOA 估计失效.

## 参考文献

- [1] 廖桂生, 王彤, 等. 基于和差波束的自适应干扰抵消技术 [J]. 西安电子科技大学学报, 1997, 24(S1): 116 - 123. LIAO Gui-sheng, WANG Tong, et al. Interference suppression by sum and difference channels for radar systems [J]. Journal of Xidian University, 1997, 24(S1): 116 - 123. (in Chinese)
- [2] YU K B, MURROW D J. Combining Sidelobe Canceller and Mainlobe Canceller for Adaptive Monopulse Radar Processing [P]. US:6867726, B1, 2005.
- [3] 胡航, 张皓. 一种改进的两级子阵级自适应单脉冲方法 [J]. 电子学报, 2009, 37(9): 1996 - 2003. HU Han, ZHANG Hao. An improved two-stage processing approach of adaptive monopulse at subarray level [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(9): 1996 - 2003. (in Chinese)
- [4] 周必雷, 李荣锋, 等. 和差四通道及辅助阵元联合自适应单脉冲方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2017, 39(9): 1905 - 1914. ZHOU Bi-lei, LI Rong-feng, et al. Adaptive monopulse algorithm based on combining four-channel sum-difference

- beam and auxiliary elements[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2017, 39(9): 1905 – 1914. (in Chinese)
- [5] LI Rong-feng, RAO Can, et al. Combining sum-difference and auxiliary beam for adaptive monopulse in jamming [J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2013, 24(3): 372 – 381.
- [6] YU K B, MURROW D J. Adaptive digital beamforming for angle estimation in jamming [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2005, 37(2): 508 – 523.
- [7] 戴幻尧, 李永祯, 等. 主瓣干扰极化抑制的新方法[J]. *中国科学: 信息科学*, 2012(4): 460 – 468.  
DAI Huan-Yao, LI Yong-Zhen, et al. Novel research on main-lobe jamming polarization suppression technology [J]. *Scientia Sinica Informationis*, 2012(4): 460 – 468. (in Chinese)
- [8] Dai Huan-yao, Wang Xue-song, et al. Main-lobe jamming suppression method of using spatial polarization characteristics of antennas[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(3): 2167 – 2179.
- [9] 王峰, 雷志勇, 等. 一种自适应正交虚拟极化抗主瓣干扰方法研究[J]. *中国电子科学研究院学报*, 2013, 8(1): 53 – 55.  
WANG Feng, LEI Zhi-yong, et al. Mainlobe jamming suppression using orthogonal virtual polarization[J]. *Journal of CAEIT*, 2013, 8(1): 53 – 55. (in Chinese)
- [10] DING Li-ming, LI Rong-feng, et al. Discrimination and identification between mainlobe repeater jamming and target echo by basis pursuit[J]. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 2017, 11(1): 11 – 20.
- [11] DING Li-ming, LI Rong-feng, et al. Discrimination and identification between mainlobe repeater jamming and target echo via sparse recovery[J]. *IET Radar, Sonar and Navigation*, 2017, 11(2): 235 – 242.
- [12] 施龙飞, 毛楚乔, 等. 基于极化-空间谱特征的雷达目标检测方法[J]. *雷达科学与技术*, 2018, 16(2): 174 – 180.
- SHI Long-fei, MAO Chu-qiao, et al. A target detection method based on polarization-space joint spectrum characteristic[J]. *Radar Science and Technology*, 2018, 16(2): 174 – 180. (in Chinese)
- [13] CHEN Xin-zhu, SHU Ting, et al. Enhanced ADBF architecture for monopulse angle estimation in multiple jamming[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2017, (16): 2684 – 2687.
- [14] YU K B. Mainlobe cancellation, orthogonal nulling and product patterns[A]. *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*[C]. Boston, US: IEEE, 2017. 1 – 7.
- [15] 王文涛, 周青松, 等. Fast ICA 盲分离算法在雷达抗主瓣干扰中的应用研究[J]. *现代雷达*, 2015, 37(12): 40 – 48.  
WANG Wen-tao, ZHOU Qing-song, et al. A study on radar mainlobe jamming suppression based on blind source separation of fast ICA[J]. *Modern Radar*, 2015, 37(12): 40 – 48. (in Chinese)
- [16] 王建明, 伍光新, 等. 盲分离在雷达抗主瓣干扰中的应用研究[J]. *现代雷达*, 2010, 32(10): 46 – 49.  
WANG Jian-ming, WU Guang-xin, et al. A study on radar mainlobe jamming suppression based on blind source separation algorithm[J]. *Modern Radar*, 2010, 32(10): 46 – 49. (in Chinese)
- [17] 周青松, 王文涛, 等. 盲分离算法和 FRFT 联合抗雷达主瓣干扰技术研究[J]. *信号处理*, 2015, 31(8): 1104 – 1011.  
ZHOU Qing-song, WANG Wen-tao, et al. A study on radar mainlobe jamming suppression technique based on method of BSS-FRFT union[J]. *Journal of Signal Processing*, 2015, 31(8): 1104 – 1011.

#### 作者简介



**周必雷** 男, 1988 年 11 月出生于浙江瑞安. 现为空军预警学院博士研究生. 主要研究方向为雷达信号处理和阵列信号处理.  
E-mail: zhoubilei666888@sina.com



**王永良** 男, 1965 年出生于浙江嘉兴. 1994 年获西安电子科技大学信号与信息处理专业工学博士学位, 1996 年清华大学电子工程系博士后出站. 现为中国科学院院士, 空军预警学院教授, 博士生导师, 国家杰出青年基金获得者, 享受国务院政府特殊津贴, 入选“新世纪百千万人才工程国家级人选”, 获国家技术发明二等奖 2 项. 主要研究方向为雷达系统设计、雷达信号处理、空时自适应处理和阵列信号处理. E-mail: ylwangkjld@163.com



**李荣锋** 男,1971年10月出生于浙江长兴. 现为中国航天科工集团第二研究院二十三所武汉研发中心副总工程师,博士生导师. 主要研究方向为雷达抗干扰技术及干扰技术,雷达信号处理,阵列信号处理和空时自适应处理.  
E-mail: lrfzmx@ aliyun. com



**刘维建** 男,1982年12月出生于山东莱芜, 现为空军预警学院讲师,主要研究方向为雷达信号处理,空时自适应检测和阵列信号处理.  
E-mail: liuvjian@ 163. com



**陈浩** 男,1993年9月出生于湖北襄阳, 现为空军预警学院硕士研究生,主要研究方向为雷达信号处理和阵列信号处理.  
E-mail: ch19930922@ 163. com



**韩宏川** 男,1982年8月出生于河北高邑, 现为空军军械通用装备军事代表局工程师,主要研究方向为雷达技术,雷达目标分类识别技术和雷达抗干扰技术.  
E-mail: 21254565@ qq. com