

非合作干扰对消技术中空间分辨率建模与分析

李哲宇, 李亚星*, 张嘉毫, 罗康, 何方敏, 孟进
(海军工程大学电磁能技术全国重点实验室, 湖北武汉 430033)

摘要:在非合作干扰对消的背景之下,通过对不同阵列流形接收信号模型的建立,提出了空间分辨率的表征参数,用以衡量干扰信号与通信信号达波角度接近时,不同阵列流形对相近达波角度的分辨能力和对消能力,并分析了空间分辨率的影响因素,提出了新的非合作干扰对消阵列设计标准。推导了阵列转移因子和输出信干噪比作为空间分辨率的评价指标。从阵型、阵元个数和阵列半径三个方面,仿真分析了不同阵列流形的空间分辨率,并通过实验进行了验证。实验结果与理论和仿真分析结果吻合较好,验证了空间分辨率对干扰对消的实际影响。为后续阵列流形优化与辅助天线设计提供了基础。

关键词:非合作干扰对消;空间分辨率;阵列流形;辅助天线

中图分类号:TN97 文献标志码:A 文章编号:1001-2486(2024)05-045-09



Modeling and analysis of spatial resolution in noncooperative interference cancellation technique

LI Zheyu, LI Yaxing*, ZHANG Jiahao, LUO Kang, HE Fangmin, MENG Jin

(National Key Laboratory of Electromagnetic Energy, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

Abstract: Under the background of noncooperative interference cancellation, through the establishment of the received signal models of different array manifolds, the representation parameters of spatial resolution were proposed to measure the resolution and cancellation ability of different array manifolds to the close reach angles of interference signals and communication signals, and the influencing factors of spatial resolution were analyzed. The new evaluation criterion for array design of noncooperative interference cancellation was provided. The array transfer factor and output signal to interference plus noise ratio were derived as the evaluation criterions of array spatial resolution. From three aspects of array configuration, number of array element and array radius, the spatial resolution of different array manifolds were analyzed by simulation. And the results were verified by experiments. The experimental results are in good agreement with theoretical analysis and simulation, and the importance of spatial resolution on interference cancellation is proved. It provides the basis for subsequent array manifold optimization and auxiliary antenna design.

Keywords: noncooperative interference cancellation; spatial resolution; array manifold; auxiliary antenna

干扰对消技术是解决电磁干扰问题的重要手段。干扰对消系统通过“取干扰”,将干扰信号合成对消信号,而后与接收信号中的干扰信号反相等幅相消,实现“消干扰”的目的^[1]。根据干扰信号是否已知,可将干扰对消分为合作干扰对消和非合作干扰对消。对于合作干扰对消,由于干扰信号已知,实现技术相对简单,且可解决共平台系

统之间协作问题,因而研究已相对成熟^[2-6]。而对于非合作干扰对消,其干扰信号未知,且常常来源于有意施加的对抗性干扰或无意的大功率干扰^[7-10],因此“取干扰”面临更大的困难。在非合作干扰对消中,“取干扰”通过取样阵列对干扰信号取样,受到信号样式、功率、通道间幅相一致性等较多因素的影响,其中取样阵列的排列对于

收稿日期:2022-10-11

基金项目:国家重点研发计划首席科学家负责制试点资助项目(2021393);国家杰出青年科学基金资助项目(52025072);中国科协青年人才托举工程资助项目(2021-JCJQ-QT-009);电磁能技术全国重点实验室基金资助项目(6142217210501, 614221722051301)

第一作者:李哲宇(1996—),女,湖北襄阳人,博士研究生,E-mail:lzyewe@163.com

*通信作者:李亚星(1988—),男,湖北汉川人,助理研究员,博士,E-mail:whhit173@hotmail.com

引用格式:李哲宇,李亚星,张嘉毫,等.非合作干扰对消技术中空间分辨率建模与分析[J].国防科技大学学报,2024,46(5):45-53.

Citation:LI Z Y, LI Y X, ZHANG J H, et al. Modeling and analysis of spatial resolution in noncooperative interference cancellation technique[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(5): 45-53.

“取干扰”尤为重要^[11-12]。

取样阵列的排列又称作阵列流形,主要通过影响空域中天线接收干扰信号与通信信号的幅相来影响对消效果。对消效果一般从两个方面来衡量,一是干扰信号的消除程度,二是通信信号的完整程度。即干扰对消的目的在于消除干扰信号,并尽可能地保护通信信号不受影响。但对消系统本身并不区分干扰信号和通信信号,而是通过信号在频率、功率、极化或达波角度等方面的特征差异来区分两者^[13]。在空域中,对于取样阵列而言,信号达波角度(angle of arrival, AoA)为重要特征^[14]。当干扰信号与通信信号入射角度相近时,即信号达波角度特征趋同时,不同阵列流形对相近角度的分辨能力不同。这便产生了角度分辨率的问题。从对消角度来讲,在空域中,天线阵列通过对消系统在干扰信号入射角度处形成零陷,实现对干扰信号的消除。当通信信号与干扰信号的达波角度相近时,通信信号也会受到零陷的影响,使得通信信号受损。这样即使干扰信号得到消除,但通信信号损耗较大,对消效果依然会较差。实际场景中,对于远距离的通信源和干扰源,往往会存在达波角度相近的情况,因此对非合作干扰对消中空间分辨率的研究具有重要意义。

部分文献对抗干扰阵列流形进行了研究^[13-25]。其中大多数文献是为实现某一目的,如更好的抗干扰效果或更优的算法速度,而设计某一固定阵列流形,并未从阵列流形角度出发,探究阵列流形对于抗干扰的影响^[15-21]。文献[13]对比了干扰对消空间分辨率与阵列主波束分辨率的差异,并用有用信号对消比来进行表征,但其仅对均匀线阵进行了分析,缺少通用模型。文献[16]讨论了干扰个数多于阵列自由度的情况,文献[18]对阵列多径对于抗干扰的影响进行了探究。文献[22-25]虽分析了不同阵列流形的抗干扰性能,但并没有关注过阵列空间分辨率的问题。可以看出,目前对于非合作干扰对消阵列空间分辨率的研究还远不充分。

本文针对非合作干扰对消中空间分辨率问题进行了系统建模,并通过仿真和实验进行了验证。在基于阵列流形的建模中,推导出了转移因子和输出信干噪比(signal to interference plus noise ratio, SINR),并将其作为空间分辨率的评价指标。而后在仿真中,从阵型、阵元个数和阵列半径三个方面对不同阵列流形的空间分辨率进行分析,验证了用转移因子和输出信干噪比评价对消

空间分辨率的可行性。最后通过实验得到了在不同干扰信号与通信信号入射角度差下,输出信干噪比的实际变化,验证了空间分辨率问题给干扰对消带来的实际影响。

1 干扰对消空间分辨率的建模

假设有 M 个各向同性阵元组成了一个天线阵列结构,建立如图 1 所示的空间坐标系。阵元均位于 xOy 平面。假设信号以 θ 和 φ 的方向入射,与 z 轴正方向之间的夹角 $\theta \in [0, \pi/2]$ 表示俯仰角,入射方向在 xOy 平面上的投影与 x 轴正方向的夹角 $\varphi \in [0, 2\pi)$ 表示方位角。为建立普适简化且具有扩展性的模型,先从二维平面进行分析,假设所有的信号来向都与阵列共平面。现有 P 个波长为 λ 的远场窄带平面波信号入射到阵列,阵列的第 k 次快拍接收信号向量为:

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k), \dots, x_M(k)]^T = \mathbf{A}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (1)$$

式中: $\mathbf{s}(k) = [s_1(k), \dots, s_P(k)]^T$ 为 $P \times 1$ 维入射信号矢量; $\mathbf{n}(k) = [n_1(k), \dots, n_M(k)]^T$ 为 $M \times 1$ 维加性高斯白噪声,且服从 $N(0, \sigma^2)$ 正态分布,并且与信号不相关; $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\varphi_1), \dots, \mathbf{a}(\varphi_P)]$ 为 M 个阵元对 P 个信号的 $M \times P$ 维导向矢量矩阵,其中,假设入射信号方向为 $\{\varphi_p\}, p = 1, \dots, P$ 。

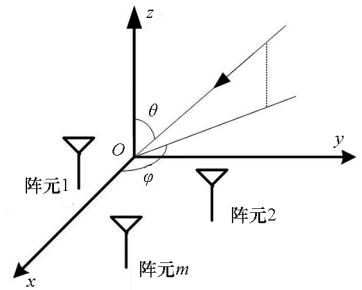


图 1 天线阵列三维空间坐标

Fig. 1 3D spatial coordinates of the antenna array

定义接收向量的自相关矩阵 $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)]$, 表示如下:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_n \quad (2)$$

式中, $\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{s}(k)\mathbf{s}^H(k)]$, $\mathbf{R}_n = E[\mathbf{n}(k)\mathbf{n}^H(k)]$ 。因假设各信号 s_i 之间以及各信号与噪声 \mathbf{n} 互不相关,所以可以将 \mathbf{R}_{ss} 和 \mathbf{R}_n 表示为对角矩阵的形式:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{A}\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{A}^H + \mathbf{\Lambda}_n \quad (3)$$

式中, $\mathbf{\Lambda}_n = \sigma_n^2 \mathbf{I}$, $\mathbf{\Lambda}_s$ 第 i 个对角线元素为 $\sigma_i^2 = E[|s_i(k)|^2]$ 。假设第 i 个信号为通信信号,则 $\varepsilon(k) = s_i(k) - y(k)$ 为误差信号,其中 $y(k) =$

$\mathbf{w}^H(k)\mathbf{x}(k)$ 为阵列输出信号, $\mathbf{w}(k)=[w_1(k), \dots, w_M(k)]^T$ 为阵列权值。当信号达到收敛状态,则误差信号与接收信号正交,即 $E[\mathbf{x}(k)\varepsilon^*(k)]=0$ 。同时可以得到:

$$E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)]\mathbf{w}_0 = E[\mathbf{x}(k)s_i^*(k)] \quad (4)$$

使下面的目标函数取得最小值的权值 \mathbf{w}_0 为最优权值:

$$\min \xi = E[|s_i(k) - y(k)|^2 | \mathbf{w}_0] \quad (5)$$

\mathbf{w}_0 可由维纳解获得,即 $\mathbf{w}_0 = \mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{p}_i$,其中 $\mathbf{p}_i = E[\mathbf{x}(k)s_i^*(k)]$ 。将式(1)代入其中,可以得到 $\mathbf{p}_i = \sigma_{s_i}^2\mathbf{a}_i$,因此维纳解可表示为:

$$\mathbf{w}_0 = \sigma_{s_i}^2\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}_i \quad (6)$$

式中, \mathbf{a}_i 为阵列响应矩阵的第*i*列,对应第*i*个信号的导向矢量。令 $\mathbf{u}_0 = \mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}_0/\sigma_{y_0}^2$,将式(6)代入得到 $\mathbf{u}_0 = (\sigma_{s_i}^2/\sigma_{y_0}^2)\mathbf{a}_i$ 。定义 $\mathbf{e}_0 = [e_1, e_2, \dots, e_P]$,其中 $e_i = s_i - y_0, i = 1, \dots, P$ 。当信号达到稳定状态时,误差向量 \mathbf{e}_0 为:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_0(k) &= \mathbf{T}_0\mathbf{x}(k) = \mathbf{T}_0\mathbf{A}s(k) + \mathbf{T}_0\mathbf{n}(k) \\ &= \mathbf{A}_e s(k) + \mathbf{T}_0\mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{T}_0 = \mathbf{I} - \mathbf{u}_0\mathbf{w}_0^H$ 为信号变换矩阵,且有 $\mathbf{A}_e = \mathbf{T}_0\mathbf{A}$ 。考虑 \mathbf{A}_e 的形式以及其对信号向量 $s(k)$ 的影响,将 \mathbf{A}_e 展开,可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_e &= [\mathbf{I} - \mathbf{a}_i\mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}/(\mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}_i)]\mathbf{A} \\ &= \mathbf{A} - (1/\alpha_{i,i})\mathbf{a}_i\mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{A} \end{aligned} \quad (8)$$

为了表示的方便,定义 $\alpha_{i,j} = \mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}_j$,进一步改写 \mathbf{A}_e :

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_e &= \mathbf{A} - (1/\alpha_{i,i})\mathbf{a}_i[\alpha_{i,1}, \dots, \alpha_{i,i}, \dots, \alpha_{i,L}] \\ &= \mathbf{A} - \mathbf{a}_i[\beta_{i,1}, \dots, 1, \dots, \beta_{i,L}] \end{aligned} \quad (9)$$

其中,转移因子 $\beta_{i,j} = \alpha_{i,j}/\alpha_{i,i}$ 。因此,矩阵 \mathbf{A}_e 的第*i*列为零,可以表示如下:

$$\mathbf{A}_e = [\mathbf{a}_1 - \beta_{i,1}\mathbf{a}_1, \dots, 0, \dots, \mathbf{a}_L - \beta_{i,L}\mathbf{a}_1] \quad (10)$$

这意味着 $e_i = s_i - y_0 = 0$,即第*i*个信号被阵列所接收并提取出来。

转移因子表达式如式(11)所示。可以看出,转移因子可以理解为其他信号(干扰信号)来向与通信信号来向处阵列增益的比值:

$$\beta_{i,j} = \frac{\mathbf{g}_{i,j} - \mathbf{g}_i^H(\mathbf{A}_{\text{snr}}^{-1} + \mathbf{G})^{-1}\mathbf{g}_j}{M - \mathbf{g}_i^H(\mathbf{A}_{\text{snr}}^{-1} + \mathbf{G})^{-1}\mathbf{g}_i} \quad (11)$$

其中: $\mathbf{G} = \mathbf{A}^H\mathbf{A}$; \mathbf{g}_i 为矩阵 \mathbf{G} 的列向量; $\mathbf{g}_{i,j} = \mathbf{a}_i^H\mathbf{a}_j$; \mathbf{A}_{snr} 为对角矩阵,其第*i*个元素为 $\sigma_{s_i}^2/\sigma_n^2$,表示第*i*个信号的信噪比。

为了便于讨论,考虑两个信号的情况,即一个通信信号和一个干扰信号,天线阵列阵元个数为*M*。则相应的矩阵 \mathbf{G} 为:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} M & Mf(\varphi_1, \varphi_2) \\ Mf^*(\varphi_1, \varphi_2) & M \end{bmatrix} \quad (12)$$

其中, $f(\varphi_1, \varphi_2) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[d_{0i}(\varphi_2) - d_{0i}(\varphi_1)]}$ 与阵列流形有关, $d_{0i}(\varphi_p)$ 表示第*i*个天线与参考天线在第*p*个信号入射方向上的空间距离。在式(11)中,有:

$$\mathbf{g}_1^H(\mathbf{A}_{\text{snr}}^{-1} + \mathbf{G})^{-1}\mathbf{g}_2 = \frac{M^2f(\varphi_1, \varphi_2)}{\Delta}[\gamma_1 + \gamma_2 + M(1 - |f(\varphi_1, \varphi_2)|^2)] \quad (13)$$

$$\mathbf{g}_1^H(\mathbf{A}_{\text{snr}}^{-1} + \mathbf{G})^{-1}\mathbf{g}_1 = \frac{M^2}{\Delta}[\gamma_1|f(\varphi_1, \varphi_2)|^2 + \gamma_2 + M(1 - |f(\varphi_1, \varphi_2)|^2)] \quad (14)$$

式中, $\gamma_1 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_{s_1}^2}, \gamma_2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_{s_2}^2}$ 以及 $\Delta = \gamma_1\gamma_2 + M(\gamma_1 + \gamma_2) + M^2(1 - |f(\varphi_1, \varphi_2)|^2)$ 。将式(13)~(14)代入式(11)中可得:

$$\beta_{1,2} = \frac{f(\varphi_1, \varphi_2)}{1 + M(1 - |f(\varphi_1, \varphi_2)|^2)(\sigma_{s_2}^2/\sigma_n^2)} \quad (15)$$

$\beta_{1,2}$ 即表示在阵列合成方向图中,干扰信号入射角处的增益与通信信号入射角处的增益的比值。从式(15)中可以看出,转移因子 $\beta_{1,2}$ 与导向矢量 \mathbf{a} 、入射角度 φ 、阵元个数*M*以及干噪比(interference to noise ratio, INR)有关,与具体信号以及权值无关。当干噪比确定时,转移因子仅受通信信号和干扰信号入射角度的影响,即反映出阵列流形与空间分辨率之间的关系。

阵列输出由 $y_0(k) = \mathbf{w}_0^H\mathbf{x}(k)$ 给出,将式(1)和式(6)代入,可以得到:

$$y_0(k) = \sigma_{s_1}^2\mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{A}s(k) + \sigma_{s_1}^2\mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{n}(k) \quad (16)$$

进一步将其形式进行改写,可以得到:

$$\begin{aligned} y_0(k) &= \sigma_{s_1}^2 \sum_{j=1}^P \alpha_{i,j}s_j(k) + \sigma_{s_1}^2\mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{n}(k) \\ &= \sigma_{s_1}^2\alpha_{i,i}s_i(k) + \sigma_{s_1}^2 \sum_{j \neq i} \alpha_{i,j}s_j(k) + \sigma_{s_1}^2\mathbf{a}_i^H\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{n}(k) \\ &= s_c(k) + c(k) + v(k) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $s_c(k)$ 为通信信号, $c(k)$ 为干扰信号, $v(k)$ 为噪声分量。则输入信干噪比 $SINR_{\text{in}}$ 和输出信干噪比 $SINR_{\text{out}}$ 可以定义如下:

$$SINR_{\text{in}} = \frac{\sigma_{s_i}^2}{\sum_{j \neq i} \sigma_{s_j}^2 + \sigma_n^2} \quad (18)$$

$$SINR_{\text{out}} = \frac{E[|s_c(k)|^2]}{E[|c(k)|^2] + E[|v(k)|^2]} \quad (19)$$

通过式(17)可以将式(19)化简为:

$$SINR_{out} = \frac{\sigma_{s_i}^2 \alpha_{i,i}^2}{\sum_{j \neq i} |\alpha_{i,j}|^2 \sigma_{s_j}^2 + \sigma_n^2 \mathbf{a}_i^H \mathbf{R}_{xx}^{-1} (\mathbf{a}_i^H \mathbf{R}_{xx}^{-1})^H} \quad (20)$$

将 $\beta_{i,j} = \alpha_{i,j} / \alpha_{i,i}$ 代入其中, 进一步对式(20)进行化简, 可以得到:

$$SINR_{out} = \frac{\sigma_{s_i}^2}{\sum_{j \neq i} |\beta_{i,j}|^2 \sigma_{s_j}^2 + (\sigma_n^2 / \alpha_{i,i}^2) \mathbf{a}_i^H \mathbf{R}_{xx}^{-2} \mathbf{a}_i} \quad (21)$$

可以看出, 输出信干噪比不仅与转移因子有关, 即阵列流形和信号入射角度有关, 也与信号、功率以及权值相关。可以体现出干扰消除情况和通信信号保留情况, 反映了整个对消过程的对消性能。

2 空间分辨率的仿真分析

根据上述分析, 可以看出转移因子和输出信干噪比 $SINR_{out}$ 与信号的入射角度密切相关。本节将从阵型、阵元个数和阵列半径三个角度分析在不同阵列流形下, 信号的入射角度与转移因子和输出信干噪比的关系, 即不同阵列流形对空间分辨率的影响。

2.1 阵型

为便于分析而又不失一般性, 以两种典型阵列, 一维均匀线阵(uniform linear array, ULA)和二维均匀圆阵(uniform circular array, UCA)为例, 如图2所示。假设干扰信号和通信信号的入射方位角分别为 $\{\varphi_p\}$, $p=1, 2$, 不同阵型导致入射信号的相程差不同, 均匀线阵对于第 p 个信号的导向矢量为

$$\mathbf{a}(\varphi_p) = (e^{j\frac{2\pi(1-1)l}{\lambda} \sin(\varphi_p)}, e^{j\frac{2\pi(2-1)l}{\lambda} \sin(\varphi_p)}, \dots, e^{j\frac{2\pi(m-1)l}{\lambda} \sin(\varphi_p)})^T$$

其中, l 为阵元间距, $m=1, 2, \dots, M$ 。均匀圆阵对于第 p 个信号的导向矢量为 $\mathbf{a}(\varphi_p) = (e^{j\frac{2\pi r}{\lambda} \cos(\varphi_p - \gamma_1)}, e^{j\frac{2\pi r}{\lambda} \cos(\varphi_p - \gamma_2)}, \dots, e^{j\frac{2\pi r}{\lambda} \cos(\varphi_p - \gamma_M)})^T$, 其中: r 为阵列半径; γ_m 为阵列的第 m 个阵元与 x 轴的角度, $\gamma_m = 2\pi(m-1)/M$, $m=1, 2, \dots, M$ 。由式(12)

$\mathbf{G} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$, 结合式(13)与式(14)可得, 均匀线阵中

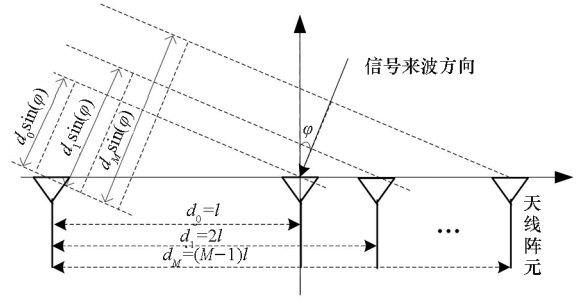
$$f(\varphi_1, \varphi_2) = \frac{1}{M} \frac{\sin[N \times 2\pi(l/\lambda)(\sin(\varphi_1) - \sin(\varphi_2))/2]}{\sin[2\pi(l/\lambda)(\sin(\varphi_1) - \sin(\varphi_2))/2]}$$

$e^{j(N-1)2\pi(l/\lambda)(\sin(\varphi_1) - \sin(\varphi_2))/2}$, 均匀圆阵中 $f(\varphi_1, \varphi_2) =$

$$\frac{1}{M} \{ e^{j\frac{2\pi r}{\lambda} [\cos(\varphi_2 - \gamma_1) - \cos(\varphi_1 - \gamma_1)]} + \dots +$$

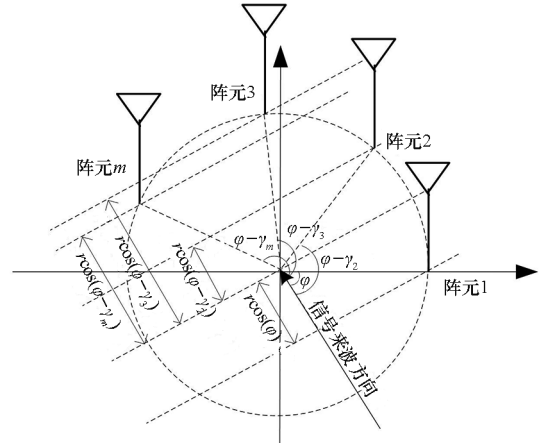
$$e^{j\frac{2\pi r}{\lambda} [\cos(\varphi_2 - \gamma_M) - \cos(\varphi_1 - \gamma_M)]} \},$$

则根据式(15)可得均匀线阵与均匀圆阵的 $\beta_{1,2}$, 根据式(21)可得均匀线阵和均匀圆阵的输出信干噪比 $SINR_{out}$ 。



(a) 均匀线阵阵列流形

(a) The array manifold of uniform linear array



(b) 均匀圆阵阵列流形

(b) The array manifold of uniform circular array

图 2 两种阵型的天线阵列流形

Fig. 2 Two configurations of antenna array manifolds

通过仿真进行分析, 任意选取干扰信号的入射角度 $\varphi_1 = 45^\circ$, 通信信号的入射角度范围 $\varphi_2 \in [-90^\circ, 90^\circ]$, 输入信噪比(signal to noise ratio, SNR)和干噪比均为 20 dB, 阵元个数 $M=4$ 。为具有可比性, 使均匀线阵与均匀圆阵在信号入射方向上的口径保持一致, 均匀线阵中阵元间距 $l = \frac{\lambda}{2}$, 则均匀圆阵中阵列半径 $r = \frac{3\lambda}{4}$ 。

图3为不同阵型的转移因子曲线。可以看出当通信信号与干扰信号的入射角度重合, 即 $\varphi_1 = \varphi_2 = 45^\circ$ 时, 均匀线阵和圆阵的转移因子 $\beta_{1,2} = 0$ 。在空域中表现为阵列无法从达波角度区分两个信号, 对通信信号和干扰信号的增益完全相同, 在抑制干扰的同时, 也严重损耗了通信信号。当 $\varphi_2 \in [30^\circ, 60^\circ]$ 时, 通信信号入射角度与干扰信号入射角度较接近, 随着两者入射角度差值变大, $|\beta_{1,2}|$ 持续增大。可以看出在两信号入射角度相近的一定范围内, 入射角度差值越大, 阵列对于两信号增益的区分也越大。不同阵列的区分能力不同, 相同入射角度差值下, 增益差值越大, 即 $|\beta_{1,2}|$ 越大, 阵列的空间分

分辨率越好。

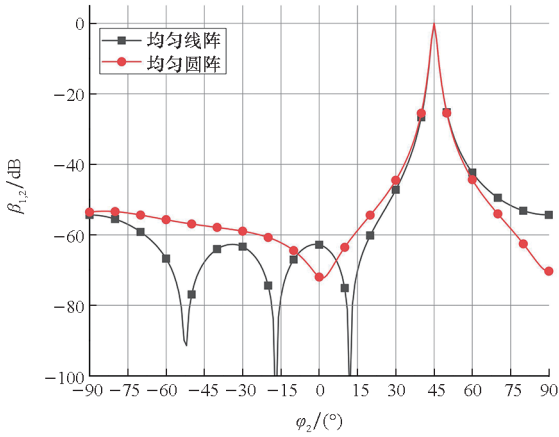


图3 不同阵型的转移因子

Fig. 3 Transfer factors for different configurations

图4为不同阵型的输出信干噪比曲线。可以看出 $\varphi_1 = \varphi_2 = 45^\circ$ 时,两种阵型的 $SINR_{out} = 0$ dB,进一步说明此时阵列对于两种信号无法区分,同时消除了干扰信号和通信信号。而在通信信号入射角度与干扰信号入射角度较接近,即 $\varphi_2 \in [35^\circ, 55^\circ]$ 时,随着两者入射角度差值变大, $SINR_{out}$ 逐渐增大,说明干扰被有效消除的同时,通信信号受到的影响越来越小,在相同入射角度差下, $SINR_{out}$ 越大,说明阵列区分能力越好,即空间分辨率越好。

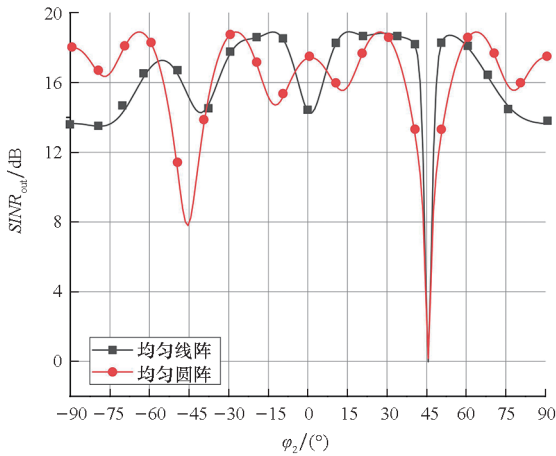


图4 不同阵型的输出信干噪比

Fig. 4 Output SINR for different configurations

图5为当 $\varphi_1 = 45^\circ, \varphi_2 = 0^\circ$ 时两种阵列的合成方向图。从图中可以看出,在干扰信号入射角 $\varphi_1 = 45^\circ$ 处,均匀线阵和均匀圆阵对于干扰信号的增益分别约为 -57 dB 和 -63 dB,在通信信号入射角 $\varphi_2 = 0^\circ$ 处,均匀线阵和均匀圆阵对于通信信号的增益分别约为 4 dB 和 5 dB,由此可得两种阵列在干扰信号入射角度处与通信信号入射角度处的

增益差分别为 -61 dB 和 -68 dB,与图3中,均匀线阵和均匀圆阵的转移因子在 $\varphi_2 = 0^\circ$ 处取 -62 dB 和 -70 dB 相符。

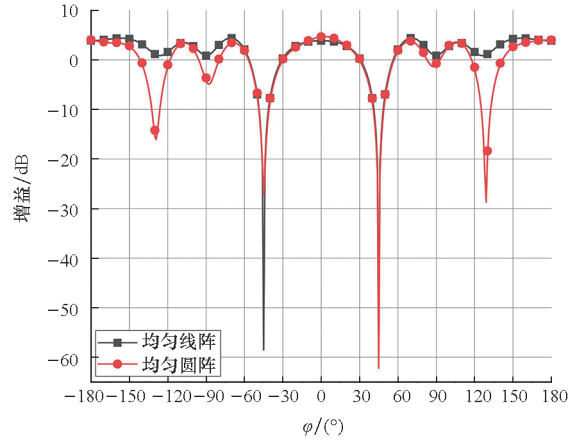


图5 不同阵型的合成方向图

Fig. 5 Synthetic directional patterns for different configurations

2.2 阵元个数

以均匀圆阵为例,进一步分析 $\beta_{1,2}$ 和 $SINR_{out}$ 与阵元个数 M 的关系。2.1 节已给出均匀圆阵的转移因子 $\beta_{1,2}$ 和输出信干噪比 $SINR_{out}$ 的推导,改变阵元个数 M ,即改变了阵列的导向矢量矩阵 \mathbf{A} ,因此 $\beta_{1,2}$ 和 $SINR_{out}$ 都会随其改变。图6和图7分别为 M 取 3、4、5、6,阵列半径 $r = \lambda/2$ 时,转移因子 $\beta_{1,2}$ 和输出信干噪比 $SINR_{out}$ 随通信信号入射角度 φ_2 变化曲线。可以看出,当通信信号入射角度与干扰信号入射角度接近,即 $\varphi_2 \in [30^\circ, 60^\circ]$ 时,阵元个数 M 越大,相同入射角度差下, $|\beta_{1,2}|$ 和 $SINR_{out}$ 值均越大,曲线在干扰信号入射角度 45° 附近的峰值越尖锐,即阵列的空间分辨率越大。

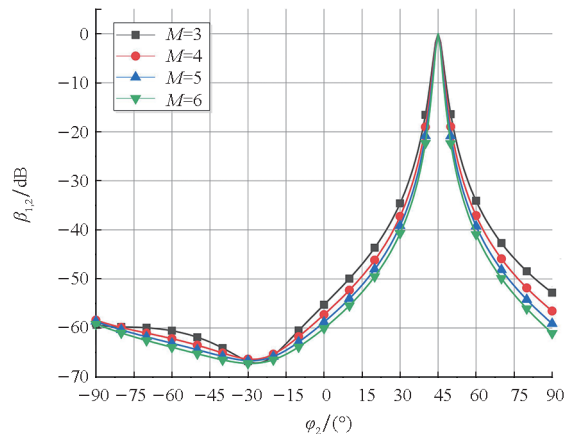


图6 不同阵元个数的转移因子

Fig. 6 Transfer factors for different number of array elements

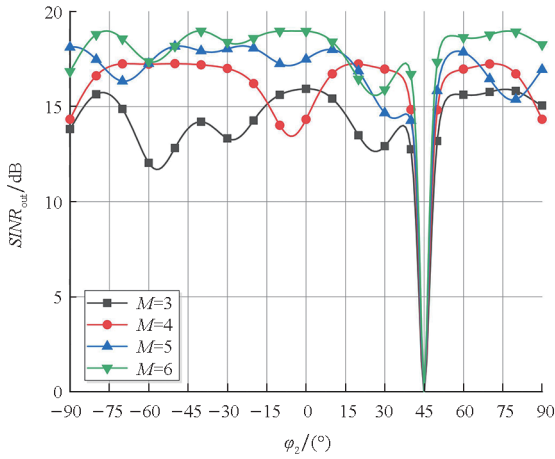


图 7 不同阵元个数的输出信干噪比
Fig.7 Output SINR for different number of array elements

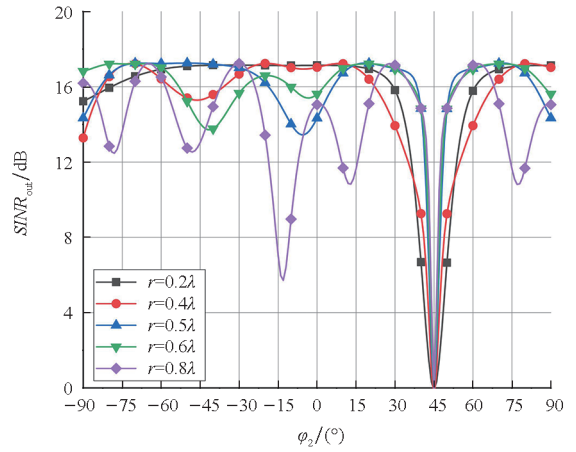


图 9 不同阵元半径的输出信干噪比
Fig.9 Output SINR for different array element radii

2.3 阵列半径

由 2.1 节的推导可知,阵元间距也是影响阵列空间分辨率的一个重要因素。在 2.2 节的基础上,取阵元个数 $M = 4$,改变均匀圆阵的阵列半径 r ,使 r 分别取 $0.2\lambda, 0.4\lambda, 0.5\lambda, 0.6\lambda, 0.8\lambda$,分析转移因子 $\beta_{1,2}$ 和输出信干噪比 $SINR_{out}$ 的变化,其结果如图 8 和图 9 所示。可以看出,在通信信号入射角度与干扰信号入射角度接近,即 $\varphi_2 \in [30^\circ, 60^\circ]$ 时,随着阵列半径 r 的增大,阵列的空间分辨率增大。阵列半径 r 增大,使得天线阵列总口径增大,但当 r 超过 0.5λ ,在图 9 中通信信号离干扰信号入射角度较远处,输出信干噪比 $SINR_{out}$ 在较多角度处出现下降,说明增大天线阵列的总口径可以增大阵列的空间分辨率,但会在其他角度出现类似“栅瓣”的零陷。

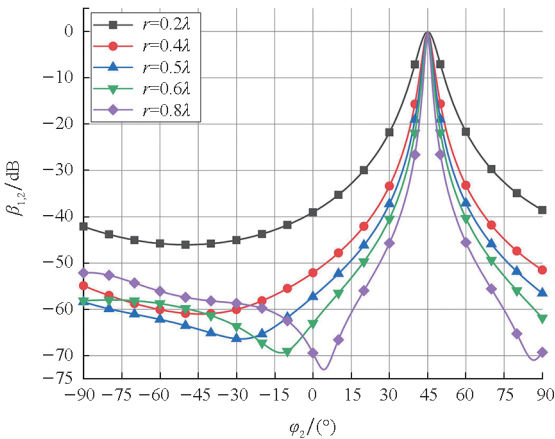


图 8 不同阵元半径的转移因子

Fig.8 Transfer factors for different array element radii

阵的合成方向图。可以看出, $\varphi_1 = 45^\circ$ 处,阵列对于干扰信号的增益约为 -53 dB, $\varphi_2 = 0^\circ$ 处,阵列对于通信信号的增益约为 4 dB,则增益的差值约为 -57 dB,与图 6 和图 8 中,当通信信号入射角度 $\varphi_2 = 0^\circ$ 时, $\beta_{1,2} = -57$ dB 吻合较好。

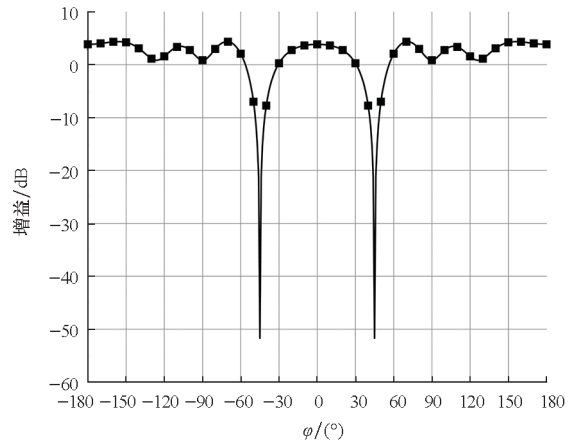


图 10 均匀圆阵的合成方向图

Fig.10 Synthetic directional patterns for uniform circular array

3 对消实验验证

为验证理论分析和仿真结果,对不同入射角度的信号进行了干扰对消实验。实验场景如图 11 所示。使用两个信号源分别发射单音信号和线性调频信号作为干扰信号和通信信号,输入信噪比和干噪比均为 20 dB。用信道模拟器模拟均匀圆阵作为接收天线阵列,阵元个数 $M = 4$,阵列半径 $r = 0.5\lambda$,设置干扰信号入射角度 $\varphi_1 = 45^\circ$,改变通信信号入射角度 φ_2 来模拟不同角度差。将信道模拟器输出的信号用干扰对消机箱采集,而后用计算机进行离线处理。

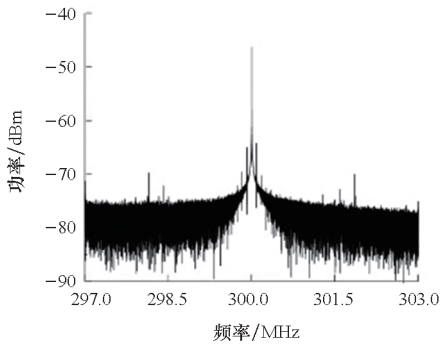
图 10 为干扰信号入射角度 $\varphi_1 = 45^\circ$,通信信号入射角度 $\varphi_2 = 0^\circ$ 时, $M = 4, r = 0.5\lambda$ 的均匀圆



图 11 实验场景图

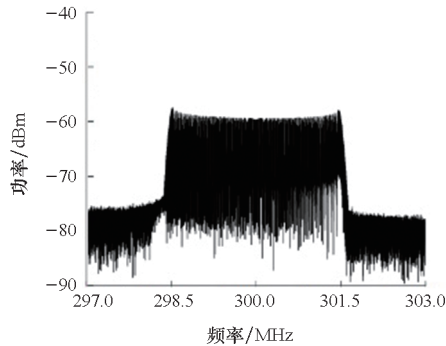
Fig. 11 Experiment scenario diagram

图 12 为信号源发射的干扰信号和通信信号的频谱,通信信号和干扰信号的功率约为 -50 dBm,噪声功率 $\sigma_n^2 \approx -70$ dBm,中心频率选取 $f = 300$ MHz 为例,带宽为 3 MHz。图 13 为通信信号入射角度 $\varphi_2 = 30^\circ$ 和 $\varphi_2 = 43^\circ$ 时,干扰对消前后的频谱。从图 13 中可以看出当 $\varphi_2 = 30^\circ$ 时,干扰信号被消除,而通信信号几乎没有受到影响,此时输出信干噪比 $SINR_{out} = 17.2$ dB;而当 $\varphi_2 = 43^\circ$ 时,干扰信号依然能被消除,但通信信号也受到严重损耗,此时输出信干噪比 $SINR_{out} = 8.1$ dB。从该实验结果可以明显看出信号入射角度对于干扰对消结果有显著影响。



(a) 干扰信号

(a) Interference signal

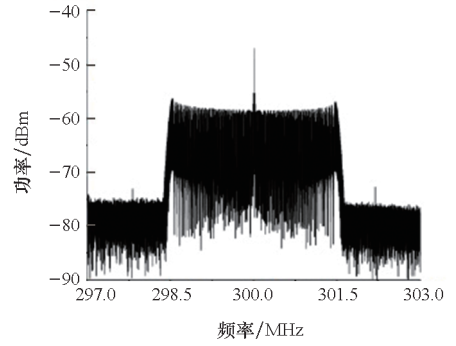


(b) 通信信号

(b) Communication signal

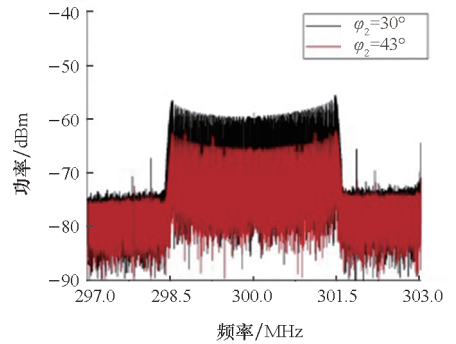
图 12 干扰信号和通信信号的频谱

Fig. 12 Spectrum of interference and communication signals



(a) 干扰对消前

(a) Before interference cancellation



(b) 干扰对消后

(b) After interference cancellation

图 13 干扰对消前后的频谱

Fig. 13 Spectrum of signals before and after interference cancellation

为验证实验准确性,选取多个通信信号入射角度重复实验,得到不同角度差下,输出信干噪比 $SINR_{out}$ 如表 1 所示。可以看出,在通信信号入射角度与干扰信号入射角度接近,即 $\varphi_2 \in [30^\circ,$

表 1 不同通信信号入射角的输出信干噪比

Tab. 1 Output SINR of different incidence angles of communication signal arrival

通信信号入射角度/ $^\circ$	仿真输出信干噪比/dB	实测输出信干噪比/dB
90	14.8	14.80
60	17.0	17.40
50	14.8	14.70
47	7.7	8.30
45	0	0.12
43	7.6	8.10
30	16.9	17.20
0	14.9	15.30

60°]时,输出信干噪比 $SINR_{out}$ 会随着两个信号角度差的增大而增大,与理论分析和仿真结果吻合较好。

4 结论

本文对非合作干扰对消中的空间分辨率问题进行了分析。在非合作干扰对消中,由于干扰信号信息未知,阵列流形对干扰信号取样至关重要。在空域中,达波角度为区分信号的重要特征,阵列流形决定了天线阵列对相近信号达波角度的区分能力,也就是阵列的空间分辨率。本文首先建立了基于阵列流形的理论模型,推导了阵列转移因子和输出信干噪比作为空间分辨率的评价指标。而后从阵型、阵元个数和阵列半径三个方面分析了阵列流形对于阵列空间分辨率的影响,并通过仿真进行验证。最后通过实验给出了不同信号入射角度差下干扰对消的输出信干噪比,验证了空间分辨率对干扰对消的影响。对非合作干扰对消中阵列空间分辨率的分析为后续阵列优化与辅助天线设计提供了基础。

参考文献 (References)

- [1] KAITSUKA T, INOUE T. Interference cancellation system for satellite communication earth station[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1984, 32(7): 796 – 803.
- [2] 路雷, 褚建军, 唐燕群, 等. 基于卷积长短时记忆深度神经网络的带内全双工非线性数字自干扰消除[J]. *电子与信息学报*, 2022, 44(11): 3874 – 3881.
LU L, CHU J J, TANG Y Q, et al. Driven non-linear digital self interference cancellation for in-band full duplex systems based on convolution long short-term memory deep neural network [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2022, 44(11): 3874 – 3881. (in Chinese)
- [3] HEINO M, KORPI D, HUUSARI T, et al. Recent advances in antenna design and interference cancellation algorithms for in-band full duplex relays [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(5): 91 – 101.
- [4] RAVITEJA P, PHAN K T, HONG Y, et al. Interference cancellation and iterative detection for orthogonal time frequency space modulation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(10): 6501 – 6515.
- [5] 何方敏, 李毅, 孟进, 等. 基于导频的同频噪声干扰对消技术[J]. *系统工程与电子技术*, 2020, 42(5): 992 – 998.
HE F M, LI Y, MENG J, et al. Pilot-aided cancellation technology for co-frequency noise interference[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2020, 42(5): 992 – 998. (in Chinese)
- [6] LI W L, ZHAO Z H, TANG J, et al. Performance analysis and optimal design of the adaptive interference cancellation system [J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2013, 55(6): 1068 – 1075.
- [7] YANG X P, YIN P L, ZENG T, et al. Applying auxiliary array to suppress mainlobe interference for ground-based radar[J]. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2013, 12: 433 – 436.
- [8] 李超. 北斗/GPS 导航接收及抗干扰天线研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2018.
LI C. Study on the navigation receiving and anti-jamming antennas for BDS and GPS applications[D]. Xi'an: Xidian University, 2018. (in Chinese)
- [9] 龙世敏, 彭世葵, 王振华, 等. 自适应旁瓣对消系统干扰方法的分析与比较[J]. *电子信息对抗技术*, 2016, 31(1): 38 – 42, 60.
LONG S M, PENG S R, WANG Z H, et al. Analysis and comparison of interference method against the adaptive sidelobe canceling system[J]. *Electronic Information Warfare Technology*, 2016, 31(1): 38 – 42, 60. (in Chinese)
- [10] WANG Q L, LI Y, LUO K, et al. Auxiliary antenna array analysis and design for sidelobe interference cancellation of satellite communication system[J]. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2020, 96: 55 – 67.
- [11] 邱朝阳, 刘铭湖, 饶妮妮, 等. 辅助天线配置对自适应旁瓣对消系统性能的影响[J]. *数据采集与处理*, 2013, 28(2): 123 – 128.
QIU C Y, LIU M H, RAO N N, et al. Effect of allocation of auxiliary antenna on performance of adaptive sidelobe canceller [J]. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2013, 28(2): 123 – 128. (in Chinese)
- [12] 郑超辉. 基于自适应调零的抗干扰方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2014.
ZHENG C H. Anti-interference method based on adaptive nulling[D]. Xi'an: Xidian University, 2014. (in Chinese)
- [13] 张嘉毫, 李亚星, 郭宇, 等. 功率倒置准则下干扰对消空间分辨率分析及优化[J]. *中国电机工程学报*, 2022, 42(13): 4665 – 4675.
ZHANG J H, LI Y X, GUO Y, et al. Spatial resolution analysis and optimization of power-inversion based interference cancellation algorithm[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2022, 42(13): 4665 – 4675. (in Chinese)
- [14] WAN L T, SUN Y C, SUN L, et al. Deep learning based autonomous vehicle super resolution DOA estimation for safety driving[J]. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2021, 22(7): 4301 – 4315.
- [15] LU Z K, CHEN F Q, XIE Y C, et al. High precision pseudo-range measurement in GNSS anti-jamming antenna array processing[J]. *Electronics*, 2020, 9(3): 412.
- [16] WANG J, LIU W X, CHEN F Q, et al. GNSS array receiver faced with overloaded interferences: anti-jamming performance and the incident directions of interferences[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2023, 34(2): 335 – 341.
- [17] YAN D S, NI S Y. Research on anti-jamming simulation based on circular array antenna[C]//Proceedings of the 2021

- IEEE 4th Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC), 2021: 1848 – 1853.
- [18] HUANG L, LU Z K, XIAO Z B, et al. Suppression of jammer multipath in GNSS antenna array receiver [J]. Remote Sensing, 2022, 14(2): 350.
- [19] SHYNK J J, KEERTHI A V, MATHUR A. Steady-state analysis of the multistage constant modulus array [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(4): 948 – 962.
- [20] SHYNK J J, GOOCH R P. The constant modulus array for cochannel signal copy and direction finding [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1996, 44(3): 652 – 660.
- [21] ZHANG J, CUI X, XU H, et al. A two-stage interference suppression scheme based on antenna array for GNSS jamming and spoofing [J]. Sensors (Basel), 2019, 19(18): 3870.
- [22] LIU Y T, WANG L P, HE D M, et al. Adaptive wideband sidelobe cancellation based on uniform line array [C] // Proceedings of the 2012 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks (CECNet), 2012: 130 – 133.
- [23] BYUN G, HYUN J C, SEO S M, et al. Optimum array configuration to improve null steering time for mobile CRPA systems [J]. Journal of Electromagnetic Engineering and Science, 2016, 16(2): 74 – 79.
- [24] 黄丘林,焦鹏辉,刘鹏,等. 卫星导航自适应阵列抗干扰性能分析 [C] // 2015 年全国微波毫米波会议论文集, 2015: 1787 – 1789.
- [24] HUANG Q L, JIAO P H, LIU P, et al. Analysis on the anti-jam performance of navigation adaptive arrays [C] // Proceedings of the National Microwave Millimeter-wave Conference, 2015: 1787 – 1789. (in Chinese)
- [25] MOHAMMED J R, SAYIDMARIE K H. Performance evaluation of the adaptive sidelobe canceller system with various auxiliary configurations [J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 2017, 80: 179 – 185.