

## 子阵级单脉冲四通道主瓣干扰对消角度分辨率分析

吴灏<sup>1,2\*</sup>, 刘让<sup>1,2</sup>, 郭宇<sup>1,2</sup>, 王万田<sup>1,2</sup>, 张嘉毫<sup>1,2</sup>, 孟进<sup>1,2</sup>

(1. 海军工程大学 军用电气科学与技术研究所, 湖北 武汉 430033;

2. 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:** 针对子阵级单脉冲雷达, 研究了和差四通道主瓣干扰对消技术。为此, 构建了二维子阵级单脉冲四通道干扰对消信号模型, 并提出了以有用信号信噪比损失值为指标的定量方法来表征主瓣干扰对消角度分辨率。基于此, 进一步推导了干扰对消角度分辨率的解析表达式, 并明确了对消角度盲区的理论边界。仿真与暗室实验的结果验证了该解析式的正确性。研究可为四通道主瓣干扰对消技术的理论边界分析和工程实现提供参考。

**关键词:** 主瓣干扰; 干扰对消; 和差四通道; 单脉冲雷达

中图分类号: TN974 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2024)05-008-09



## Angular resolution analysis of four-channel mainlobe interference cancellation for monopulse at subarray level

WU Hao<sup>1,2\*</sup>, LIU Rang<sup>1,2</sup>, GUO Yu<sup>1,2</sup>, WANG Wantian<sup>1,2</sup>, ZHANG Jiahao<sup>1,2</sup>, MENG Jin<sup>1,2</sup>

(1. Institute of Military Electrical Science and Technology, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

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

**Abstract:** The sum-difference four-channel mainlobe interference cancellation technique for monopulse radar at subarray level was studied. To this end, the signal model of four-channel interference cancellation at two-dimensional subarray level for monopulse radar was established, and a quantitative method using the signal-to-noise ratio loss of the useful signal as an indicator to characterize the angular resolution of mainlobe interference cancellation was proposed. Based on this, an analytical expression for the angular resolution of interference cancellation was further derived, and the theoretical boundary of the cancellation angle blind zone was clarified. The correctness of the analytical formula is verified by simulation and anechoic chamber experiment results. This research can provide a reference for the theoretical boundary analysis and engineering implementation of four-channel mainlobe interference cancellation technology.

**Keywords:** mainlobe interference; interference cancellation; sum-difference four-channel; monopulse radar

单脉冲技术<sup>[1-2]</sup>由于其具有测角精度高、工程实现简单等特点, 已被广泛应用于现代雷达系统。然而, 随着现代战场电子防卫手段的升级, 有源压制干扰、角闪烁干扰<sup>[3]</sup>、交叉眼干扰<sup>[4]</sup>等多样式复合干扰, 对单脉冲雷达测角精度造成了严重影响。对于支援式干扰等从雷达天线旁瓣进入的干扰, 通常可采用旁瓣对消、旁瓣匿影、低旁瓣天线等技术实现干扰抑制, 而对于伴随式干扰、拖曳式干扰、自卫式干扰等主瓣干扰, 常规抗干扰手

段会影响单脉冲测角性能, 已成为雷达对抗领域亟待解决的经典难题。

国内外针对单脉冲雷达主瓣干扰抑制技术开展了大量研究。其中, 常规自适应波束形成方法<sup>[5-7]</sup>能有效改善信干噪比, 但会造成主瓣畸变、指向偏移、副瓣电平抬高等负效果, 致使单脉冲角度估计出现较大偏差。基于阻塞矩阵和特征投影矩阵等预处理类方法<sup>[8]</sup>, 依赖于干扰源的先验信息。文献[9-10]探讨了利用极化域信息抑制主

收稿日期: 2022-09-02

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(62271497, 61801502); 国家杰出青年科学基金资助项目(52025072); 国家重点研发计划资助项目(2021YFF1500100)

\*第一作者: 吴灏(1988—), 男, 安徽黄山人, 副研究员, 博士, E-mail: wowhow@163.com

引用格式: 吴灏, 刘让, 郭宇, 等. 子阵级单脉冲四通道主瓣干扰对消角度分辨率分析[J]. 国防科技大学学报, 2024, 46(5): 8-16.

Citation: WU H, LIU R, GUO Y, et al. Angular resolution analysis of four-channel mainlobe interference cancellation for monopulse at subarray level[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2024, 46(5): 8-16.

瓣干扰的方法,但是极化域信息受各种不确定因素影响较大。盲信号分离方法<sup>[11-12]</sup>首先对主瓣干扰环境下的信源进行分离,继而通过脉压获取回波信号,然而该类算法存在运算量大、信噪比要求高等缺陷。文献[13]对方位角和俯仰角单脉冲比分别施加约束,提出了一种适用于子阵级平面阵列的自适应单脉冲方法。文献[14]在传统和差三通道单脉冲测角技术基础上,引入双差波束通道,提出了经典的和差四通道主瓣干扰对消方法。对于现代大型阵面雷达,通常采用子阵划分技术统筹兼顾测角精度和系统复杂度,文献[15]将四通道主瓣干扰对消方法扩展到子阵级自适应单脉冲雷达,文献[16]提出了四通道迭代处理实现角度估计的方法。文献[17]利用四通道干扰对消技术实现了同时抑制主瓣和旁瓣干扰。在前文基础上,文献[18]给出了和差四通道单脉冲的多目标分辨率解析式。和差四通道主瓣干扰对消方案原理简单,具有工程实现价值,文献[14-18]均显示该类方法具有区分角度间隔较小的有用信号和干扰信号的能力,但均未针对干扰对消算法的角度分辨能力开展定量讨论,对实际工程应用的理论边界分析不够深入。

本文针对平面子阵级单脉冲雷达,以和差四通道主瓣干扰对消技术为研究对象,开展干扰对消角度分辨率的深入分析。首先建立了二维子阵级单脉冲四通道干扰对消信号模型,分析了干扰对消角度分辨率评估标准,随后提出以有用信号信噪比损失值为指标定量表征干扰对消角度分辨率的方法,推导了信噪比损失值与角度分辨率的解析式,明确了干扰对消角度盲区的理论边界,最后分别通过仿真分析和暗室实验验证了本文理论分析的正确性。本文研究可为单脉冲四通道干扰对消技术的工程实现提供理论指导。

### 1 阵列模型

设平面阵模型如图1所示,放置在 $xOy$ 平面的矩形网格上,由 $N_1 \times N_2$ 个全向阵元组成,在 $x$ 和 $y$ 方向的阵元间距均为 $d$ ,且假设第一个阵元位于坐标原点 $O$ 。用 $\varphi$ 和 $\theta$ 分别表示信号入射方向的方位角和俯仰角,用 $u$ 和 $v$ 分别表示入射方向单位向量在 $x$ 和 $y$ 方向上的投影,则有 $u(\varphi, \theta) = \cos(\theta) \sin(\varphi)$ ,  $v(\theta) = \sin(\theta)$ 。

定义导向矢量

$$a(u) = \left[ 1 \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} du(\varphi, \theta)\right) \cdots \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d(N_1 - 1)u(\varphi, \theta)\right) \right]^T \quad (1)$$

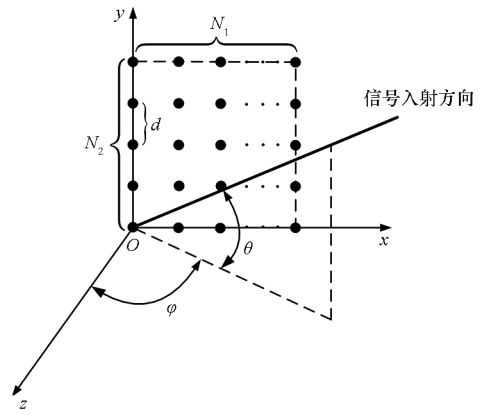


图1 平面阵模型

Fig. 1 Planar array model

$$a(v) = \left[ 1 \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} dv(\theta)\right) \cdots \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} d(N_2 - 1)v(\theta)\right) \right]^T \quad (2)$$

其中, $\lambda$  为波长。

对该平面阵进行子阵划分:假设划分为 $L_1 \times L_2$ 个子阵。其中, $T_x$ 为沿 $x$ 轴方向的 $N_1 \times L_1$ 维子阵形成矩阵,则在 $T_x$ 第 $l_1$ ( $l_1 = 1, 2, \dots, L_1$ )列的所有元素中,只有与第 $l_1$ 个子阵的阵元序号对应的元素值为1,其余值为0。同样地, $T_y$ 为沿 $y$ 轴方向的 $N_2 \times L_2$ 维子阵形成矩阵。因此,整个平面阵的子阵形成矩阵 $T_{\text{sub}}$ 表示为:

$$T_{\text{sub}} = T_x \otimes T_y \in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times L_1 L_2} \quad (3)$$

其中, $\otimes$ 为Kronecker乘积。

用 $w_{\Sigma_x}$ ( $N_1 \times 1$ 维)和 $w_{\Sigma_y}$ ( $N_2 \times 1$ 维)分别表示阵列沿 $x$ 和 $y$ 轴方向的和波束加权向量,用 $w_{\Delta_x}$ ( $N_1 \times 1$ 维)、 $w_{\Delta_y}$ ( $N_2 \times 1$ 维)分别表示阵列沿 $x$ 和 $y$ 方向的差波束加权向量。根据文献[14],加权向量可以写为:

$$\begin{cases} w_{\Sigma_x} = \left[ \cos\left(\frac{\pi du(\varphi, \theta) N_1}{\lambda} \right) \cdots \cos\left(\frac{\pi du(\varphi, \theta) N_1}{\lambda} \right) \right]^T \\ w_{\Sigma_y} = \left[ \cos\left(\frac{\pi dv(\theta) N_2}{\lambda} \right) \cdots \cos\left(\frac{\pi dv(\theta) N_2}{\lambda} \right) \right]^T \\ w_{\Delta_x} = \left[ \sin\left(\frac{\pi du(\varphi, \theta) N_1}{\lambda} \right) \cdots \sin\left(\frac{\pi du(\varphi, \theta) N_1}{\lambda} \right) \right]^T \\ w_{\Delta_y} = \left[ \sin\left(\frac{\pi dv(\theta) N_2}{\lambda} \right) \cdots \sin\left(\frac{\pi dv(\theta) N_2}{\lambda} \right) \right]^T \end{cases} \quad (4)$$

定义一组 $N_1 N_2 \times N_1 N_2$ 维加权矩阵:

$$\begin{cases} W_{\Sigma} = \text{diag}[w_{\Sigma_x} \otimes w_{\Sigma_y}] \in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times N_1 N_2} \\ W_{\Delta_A} = \text{diag}[w_{\Sigma_x} \otimes w_{\Delta_y}] \in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times N_1 N_2} \\ W_{\Delta_E} = \text{diag}[w_{\Delta_x} \otimes w_{\Sigma_y}] \in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times N_1 N_2} \\ W_{\Delta_D} = \text{diag}[w_{\Delta_x} \otimes w_{\Delta_y}] \in \mathbb{C}^{N_1 N_2 \times N_1 N_2} \end{cases} \quad (5)$$

其中:  $\mathbf{W}_\Sigma$  为和路加权矩阵;  $\mathbf{W}_{\Delta_A}$ 、 $\mathbf{W}_{\Delta_E}$ 、 $\mathbf{W}_{\Delta_\Delta}$  为差路加权矩阵。假设当前波束指向为  $(\varphi_0, \theta_0)$ , 令  $u_0 = \cos(\theta_0) \sin(\varphi_0)$ ,  $v_0 = \sin(\theta_0)$ , 用  $\Phi_0$  表示阵列指向相移矩阵, 即阵元级移相器需要聚焦的方向。则有

$$\Phi_0 = \text{diag}[\mathbf{a}(u_0) \otimes \mathbf{a}(v_0)] \in \mathbf{C}^{N_1 N_2 \times N_1 N_2} \quad (6)$$

因此, 该子阵划分模式下的降维变换矩阵表示为:

$$\begin{cases} \mathbf{T}_\Sigma = \mathbf{W}_\Sigma \cdot \Phi_0 \cdot \mathbf{T}_{\text{sub}} \in \mathbf{C}^{N_1 N_2 \times L_1 L_2} \\ \mathbf{T}_{\Delta_A} = \mathbf{W}_{\Delta_A} \cdot \Phi_0 \cdot \mathbf{T}_{\text{sub}} \in \mathbf{C}^{N_1 N_2 \times L_1 L_2} \\ \mathbf{T}_{\Delta_E} = \mathbf{W}_{\Delta_E} \cdot \Phi_0 \cdot \mathbf{T}_{\text{sub}} \in \mathbf{C}^{N_1 N_2 \times L_1 L_2} \\ \mathbf{T}_{\Delta_\Delta} = \mathbf{W}_{\Delta_\Delta} \cdot \Phi_0 \cdot \mathbf{T}_{\text{sub}} \in \mathbf{C}^{N_1 N_2 \times L_1 L_2} \end{cases} \quad (7)$$

和差波束二维方向图分别表示为:

$$\begin{cases} g_\Sigma(u, v) = g_{\Sigma_a}(u) \cdot g_{\Sigma_c}(v) = \mathbf{w}_{\text{sub}}^H \mathbf{T}_\Sigma^H(\mathbf{a}(u) \otimes \mathbf{a}(v)) \\ g_{\Delta_A}(u, v) = g_{\Delta_A a}(u) \cdot g_{\Delta_A c}(v) = \mathbf{w}_{\text{sub}}^H \mathbf{T}_{\Delta_A}^H(\mathbf{a}(u) \otimes \mathbf{a}(v)) \\ g_{\Delta_E}(u, v) = g_{\Delta_E a}(u) \cdot g_{\Delta_E c}(v) = \mathbf{w}_{\text{sub}}^H \mathbf{T}_{\Delta_E}^H(\mathbf{a}(u) \otimes \mathbf{a}(v)) \\ g_{\Delta_\Delta}(u, v) = g_{\Delta_\Delta a}(u) \cdot g_{\Delta_\Delta c}(v) = \mathbf{w}_{\text{sub}}^H \mathbf{T}_{\Delta_\Delta}^H(\mathbf{a}(u) \otimes \mathbf{a}(v)) \end{cases} \quad (8)$$

其中,  $\mathbf{w}_{\text{sub}} \in \mathbf{C}^{L_1 L_2 \times 1}$  为子阵级加权矢量,  $g_{\Sigma_a}(u)$  表示沿方位维的和路方向图,  $g_{\Sigma_c}(v)$  表示沿俯仰维的和路方向图,  $g_{\Delta_A a}(u)$  表示沿方位维的差路方向图,  $g_{\Delta_A c}(v)$  表示沿俯仰维的差路方向图。

为了不失一般性, 以  $g_\Sigma(u, v)$  为例, 默认波束指向为  $0^\circ$ ,  $\Phi_0 = \mathbf{I}_{N_1 N_2 \times N_1 N_2}$ , 且  $\mathbf{w}_{\text{sub}} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$ , 则有:

$$\begin{aligned} g_\Sigma(u, v) &= \mathbf{w}_{\text{sub}}^H \mathbf{T}_\Sigma^H(\mathbf{a}(u) \otimes \mathbf{a}(v)) \\ &= (\mathbf{w}_{\Sigma_a}^H \mathbf{a}(u)) \cdot (\mathbf{w}_{\Sigma_c}^H \mathbf{a}(v)) \\ &= g_{\Sigma_a}(u) \cdot g_{\Sigma_c}(v) \end{aligned} \quad (9)$$

其中,

$$\begin{aligned} g_{\Sigma_a}(u) &= \mathbf{w}_{\Sigma_a}^H \mathbf{a}(u) \\ &= \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi N_1 du}{2\lambda}\right) \exp\left(j \frac{\pi}{\lambda} (N_1 - 1) du\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} N_1 du\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} du\right)}, u \neq 0 \\ N_1 \cos\left(\frac{\pi N_1 du}{2\lambda}\right), u = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} g_{\Sigma_c}(v) &= \mathbf{w}_{\Sigma_c}^H \mathbf{a}(v) \\ &= \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi N_2 dv}{2\lambda}\right) \exp\left(j \frac{\pi}{\lambda} (N_2 - 1) dv\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} N_2 dv\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} dv\right)}, v \neq 0 \\ N_2 \cos\left(\frac{\pi N_2 dv}{2\lambda}\right), v = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

同样地, 可得

$$\begin{aligned} g_{\Delta_A}(u) &= \mathbf{w}_{\Delta_A}^H \mathbf{a}(u) \\ &= \begin{cases} \sin\left(\frac{\pi N_1 du}{2\lambda}\right) \exp\left(j \frac{\pi}{\lambda} (N_1 - 1) du\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} N_1 du\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} du\right)}, u \neq 0 \\ N_1 \sin\left(\frac{\pi N_1 du}{2\lambda}\right), u = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} g_{\Delta_c}(v) &= \mathbf{w}_{\Delta_c}^H \mathbf{a}(v) \\ &= \begin{cases} \sin\left(\frac{\pi N_2 dv}{2\lambda}\right) \exp\left(j \frac{\pi}{\lambda} (N_2 - 1) dv\right) \frac{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} N_2 dv\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{\lambda} dv\right)}, v \neq 0 \\ N_2 \sin\left(\frac{\pi N_2 dv}{2\lambda}\right), v = 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

## 2 和差四通道主瓣干扰对消技术

和差四通道主瓣干扰对消方法的基本思想是利用(方位或俯仰)差波束对消和波束内的主瓣干扰, 利用引入的双差波束对消(方位或俯仰)差波束内的主瓣干扰。该方法能够保证在一个方向(方位或俯仰)抑制干扰的同时, 不改变另一个方向的单脉冲比。

假设主瓣干扰信号为  $j(t)$ ,  $t$  表示采样时间序列, 来向为  $(\varphi_j, \theta_j)$ , 有用信号为  $s(t)$ , 来向为  $(\varphi_s, \theta_s)$ 。对于当前时刻  $t$ , 和路接收信号为:

$$r_\Sigma(t) = g_\Sigma(u_s, v_s) s(t) + g_\Sigma(u_j, v_j) j(t) + n_\Sigma(t) \quad (14)$$

方位差路接收信号为:

$$r_{\Delta_A}(t) = g_{\Delta_A}(u_s, v_s) s(t) + g_{\Delta_A}(u_j, v_j) j(t) + n_{\Delta_A}(t) \quad (15)$$

俯仰差路接收信号为:

$$r_{\Delta_E}(t) = g_{\Delta_E}(u_s, v_s) s(t) + g_{\Delta_E}(u_j, v_j) j(t) + n_{\Delta_E}(t) \quad (16)$$

双差路接收信号为:

$$r_{\Delta_\Delta}(t) = g_{\Delta_\Delta}(u_s, v_s) s(t) + g_{\Delta_\Delta}(u_j, v_j) j(t) + n_{\Delta_\Delta}(t) \quad (17)$$

其中,  $n_\Sigma(t)$ 、 $n_{\Delta_A}(t)$ 、 $n_{\Delta_E}(t)$  以及  $n_{\Delta_\Delta}(t)$  表示各路加性高斯白噪声, 且两两不相关。为便于后文推导, 记:

$$\begin{cases} E(|j(t)|^2) = \sigma_j^2 \\ E(|s(t)|^2) = \sigma_s^2 \\ E(|n_\Sigma(t)|^2) = \sigma_n^2 \\ E(|n_{\Delta_A}(t)|^2) = E(|n_{\Delta_E}(t)|^2) = E(|n_{\Delta_\Delta}(t)|^2) = \sigma_n^2 \end{cases} \quad (18)$$

其中,  $\sigma_s^2$  为有用信号功率,  $\sigma_j^2$  为干扰信号功率,  $\sigma_n^2$  为噪声功率。

观察式(14)~(17),方位维和俯仰维的数学解析式是完全对称的,在讨论干扰对消算法时,限于篇幅,本文以方位维干扰对消开展理论推导和分析,后文提及的和差路均默认为方位维和差路。不失一般性地,方位维分析结果可以完全递推到俯仰维上。这里参考文献[14-18],干扰对消后自适应和通道和自适应差通道输出结果分别表示为:

$$\begin{cases} \hat{r}_{\Sigma_A}(t) = r_{\Sigma}(t) - w_{o1}r_{\Delta_E}(t) \\ \hat{r}_{\Delta_A}(t) = r_{\Delta_A}(t) - w_{o2}r_{\Delta_{\Delta}}(t) \end{cases} \quad (19)$$

其中,  $w_{o1}$  和  $w_{o2}$  为自适应权值。根据功率输出最小准则,可得:

$$w_{o1} = \frac{E(r_{\Sigma}(t)r_{\Delta_E}^*(t))}{E(r_{\Delta_E}(t)r_{\Delta_E}^*(t))} \quad (20)$$

$$w_{o2} = \frac{E(r_{\Delta_A}(t)r_{\Delta_{\Delta}}^*(t))}{E(r_{\Delta_{\Delta}}(t)r_{\Delta_{\Delta}}^*(t))} \quad (21)$$

本文假设  $s(t)$  和  $j(t)$  不相关,相互独立且均值为0,则有:

$$\begin{cases} E(r_{\Sigma}(t)r_{\Delta_E}^*(t)) = \sigma_j^2 g_{\Sigma}(u_j, v_j) g_{\Delta_E}^*(u_j, v_j) + \sigma_s^2 g_{\Sigma}(u_s, v_s) g_{\Delta_E}^*(u_s, v_s) \\ E(r_{\Delta_E}(t)r_{\Delta_E}^*(t)) = \sigma_j^2 g_{\Delta_E}(u_j, v_j) g_{\Delta_E}^*(u_j, v_j) + \sigma_s^2 g_{\Delta_E}(u_s, v_s) g_{\Delta_E}^*(u_s, v_s) + \sigma_n^2 \\ E(r_{\Delta_A}(t)r_{\Delta_{\Delta}}^*(t)) = \sigma_j^2 g_{\Delta_A}(u_j, v_j) g_{\Delta_{\Delta}}^*(u_j, v_j) + \sigma_s^2 g_{\Delta_A}(u_s, v_s) g_{\Delta_{\Delta}}^*(u_s, v_s) \\ E(r_{\Delta_{\Delta}}(t)r_{\Delta_{\Delta}}^*(t)) = \sigma_j^2 g_{\Delta_{\Delta}}(u_j, v_j) g_{\Delta_{\Delta}}^*(u_j, v_j) + \sigma_s^2 g_{\Delta_{\Delta}}(u_s, v_s) g_{\Delta_{\Delta}}^*(u_s, v_s) + \sigma_n^2 \end{cases} \quad (22)$$

对于单脉冲雷达主瓣干扰场景,干扰信号功率远大于有用信号功率和噪声功率,本文假设  $\sigma_j^2 \gg \sigma_s^2, \sigma_j^2 \gg \sigma_n^2$ ,则有:

$$\begin{cases} w_{o1} \approx \frac{g_{\Sigma}(u_j, v_j)}{g_{\Delta_E}(u_j, v_j)} \\ w_{o2} \approx \frac{g_{\Delta_A}(u_j, v_j)}{g_{\Delta_{\Delta}}(u_j, v_j)} \end{cases} \quad (23)$$

将式(23)代入式(19),可得:

$$\begin{aligned} \hat{r}_{\Sigma_A}(t) &= g_{\Sigma}(u_s, v_s)s(t) - \frac{g_{\Sigma}(u_j, v_j)}{g_{\Delta_E}(u_j, v_j)} g_{\Delta_E}(u_s, v_s)s(t) + \\ & n_{\Sigma}(t) - \frac{g_{\Sigma}(u_j, v_j)}{g_{\Delta_E}(u_j, v_j)} n_{\Delta_E}(t) \\ \hat{r}_{\Delta_A}(t) &= g_{\Delta_A}(u_s, v_s)s(t) - \frac{g_{\Delta_A}(u_j, v_j)}{g_{\Delta_{\Delta}}(u_j, v_j)} g_{\Delta_{\Delta}}(u_s, v_s)s(t) + \end{aligned} \quad (24)$$

$$n_{\Delta_A}(t) - \frac{g_{\Delta_A}(u_j, v_j)}{g_{\Delta_{\Delta}}(u_j, v_j)} n_{\Delta_{\Delta}}(t) \quad (25)$$

可以看出,式(24)~(25)中不含有主瓣干扰信号  $j(t)$  项,即主瓣干扰能够被有效抑制。

考虑  $\hat{r}_{\Sigma_A}(t)$  和  $\hat{r}_{\Delta_A}(t)$  中有用信号  $s(t)$  项的系数,分别记为  $\kappa_1$  和  $\kappa_2$ ,整理后有:

$$\kappa_1 = g_{\Sigma_A}(u_s) \cdot \left[ g_{\Sigma_c}(v_s) - \frac{g_{\Sigma_c}(v_j)}{g_{\Delta_c}(v_j)} g_{\Delta_c}(v_s) \right] \quad (26)$$

$$\kappa_2 = g_{\Delta_A}(u_s) \cdot \left[ g_{\Sigma_c}(v_s) - \frac{g_{\Sigma_c}(v_j)}{g_{\Delta_c}(v_j)} g_{\Delta_c}(v_s) \right] \quad (27)$$

观察式(26)~(27),假设有用信号来向俯仰角为  $\theta_s$ ,当干扰信号来向与其接近时,即  $\theta_j \rightarrow \theta_s$  时,有  $v_j \rightarrow v_s$  且  $|\kappa_1|^2 \rightarrow 0, |\kappa_2|^2 \rightarrow 0$ ,即对消后和差通道有用信号功率会大幅降低。该假设结论也可以从方向图的角度解释,干扰对消后的合成方向图在主瓣内形成较深零陷,当干扰和期望目标来向较为接近时,零陷必然会对有用信号造成严重损失。

在实际工程中,干扰信号来向与有用信号来向夹角决定了该算法适用场景的理论边界。为了定量分析该角度与四通道和差主瓣干扰对消性能关系,下文首先引入主瓣干扰对消角度分辨率的概念,并推导其解析表达式。

### 3 干扰对消角度分辨率的解析式

本文参考多重信号分类<sup>[19]</sup>(multiple signal classification, MUSIC)等阵列超分辨算法的分辨率概念,根据式(26)~(27),定义干扰对消角度分辨率  $\theta_{Res}$ 。

$$\begin{aligned} \theta_{Res} &= \min |\theta_s - \theta_j| \\ \text{s. t. } &\begin{cases} \theta_s \in \Theta \\ |\kappa_1|^2 \geq K \\ |\kappa_2|^2 \geq K \end{cases} \end{aligned} \quad (28)$$

其中,  $\Theta$  为波束主瓣角度范围,  $K$  表示系统能够接受的最小有用信号功率。该式表征了系统在干扰对消后能正常工作的前提下,有用信号和干扰信号波达方向的最小角度间隔。

需要说明的是,干扰对消角度分辨率  $\theta_{Res}$  定义不同于天线传统主波束分辨率。传统波束的角度分辨能力与天线波束宽度有关,这是由于天线工作时通常以主波束对准目标,而干扰对消角度分辨率与之不同,对消后合成方向图零陷对准干扰。具体地,传统主波束分辨率受瑞

利准则限制,记主波束分辨率为  $\theta_{\text{Ray}}$ ,通常可由下式计算。

$$\theta_{\text{Ray}} = \frac{\lambda}{D} \quad (29)$$

其中,  $D$  为天线孔径。干扰对消角度分辨率取决于对消后合成波束零陷的尖锐程度,与 MUSIC 谱峰分辨率的定义相似。图 2 显示了传统波束与干扰对消合成波束分辨率的示意。对于传统天线主波束,当信号 A 位于主波束,信号 B 位于零点时,两者能够被清晰分辨;对于干扰对消后的合成波束,当信号 B 位于零陷,信号 A 远离零陷时,两者也能被清晰分辨。直观上看,  $\theta_{\text{Res}} < \theta_{\text{Ray}}$ ,利用传统主波束分辨率难以准确描述对消角度分辨率。

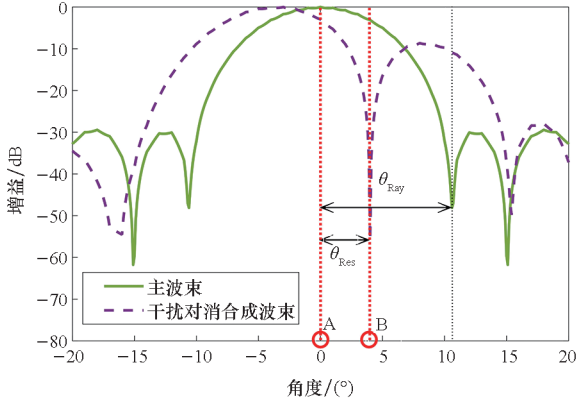


图 2 传统波束与干扰对消合成波束分辨率示意

Fig. 2 Illustration of angular resolution of original beamform and interference cancellation synthesized beamform

由图 2 以及对消算法实现原理可知,  $\theta_{\text{Res}}$  与有用信号来向  $\theta_s$ , 干扰信号来向  $\theta_j$ , 有用信号功率  $\sigma_s^2$ , 干扰信号功率  $\sigma_j^2$ , 以及方向图  $g_\Sigma$ 、 $g_\Delta$  等多参数有关,即

$$\theta_{\text{Res}} = f_0(\theta_s, \theta_j, \sigma_j^2, \sigma_s^2, g_\Sigma, g_\Delta) \quad (30)$$

该函数通常为超越方程,难以直接写出  $\theta_{\text{Res}}$  的数学表达式。为此,本文提出了以有用信号信噪比损失值为指标,定量表征  $\theta_{\text{Res}}$  的方法,并推导出  $\theta_{\text{Res}}$  的解析表达式。

具体地,干扰对消前的和路与方位差路有用信号信噪比写为:

$$\begin{cases} \text{SNR}_{\Sigma_{A\text{-in}}} = \frac{E(|g_\Sigma(u_s, v_s)s(t)|^2)}{\sigma_n^2} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} |g_\Sigma(u_s, v_s)|^2 \\ \text{SNR}_{\Delta_{A\text{-in}}} = \frac{E(|g_{\Delta_A}(u_s, v_s)s(t)|^2)}{\sigma_n^2} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} |g_{\Delta_A}(u_s, v_s)|^2 \end{cases} \quad (31)$$

干扰对消后的和路与方位差路有用信号信噪

比写为:

$$\begin{cases} \text{SNR}_{\Sigma_{A\text{-out}}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \left| g_\Sigma(u_s, v_s) - \frac{g_\Sigma(u_j, v_j)}{g_{\Delta_E}(u_j, v_j)} g_{\Delta_E}(u_s, v_s) \right|^2 \\ \text{SNR}_{\Delta_{A\text{-out}}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_n^2} \left| g_{\Delta_A}(u_s, v_s) - \frac{g_{\Delta_A}(u_j, v_j)}{g_{\Delta_\Delta}(u_j, v_j)} g_{\Delta_\Delta}(u_s, v_s) \right|^2 \end{cases} \quad (32)$$

联合式(31)~(32),推导可得

$$\frac{\text{SNR}_{\Sigma_{A\text{-out}}}}{\text{SNR}_{\Sigma_{A\text{-in}}}} = \left| 1 - \frac{g_\Sigma(u_j, v_j) g_{\Delta_E}(u_s, v_s)}{g_{\Delta_E}(u_j, v_j) g_\Sigma(u_s, v_s)} \right|^2 \quad (33)$$

$$\frac{\text{SNR}_{\Delta_{A\text{-out}}}}{\text{SNR}_{\Delta_{A\text{-in}}}} = \left| 1 - \frac{g_{\Delta_A}(u_j, v_j) g_{\Delta_\Delta}(u_s, v_s)}{g_{\Delta_\Delta}(u_j, v_j) g_{\Delta_A}(u_s, v_s)} \right|^2 \quad (34)$$

根据式(9),对式(33)进一步化简,得到有用信号信噪比损失值,记为  $\Pi$ ,则有:

$$\Pi = \frac{\text{SNR}_{\Sigma_{A\text{-out}}}}{\text{SNR}_{\Sigma_{A\text{-in}}}} = \frac{\text{SNR}_{\Delta_{A\text{-out}}}}{\text{SNR}_{\Delta_{A\text{-in}}}} = \left| 1 - \frac{g_{\Sigma_e}(v_j) g_{\Delta_e}(v_s)}{g_{\Delta_e}(v_j) g_{\Sigma_e}(v_s)} \right|^2 \quad (35)$$

结合式(10)~(13),可得:

$$\Pi = \left| 1 - \frac{\tan\left(\frac{\pi N_2 d \sin(\theta_s)}{2\lambda}\right)}{\tan\left(\frac{\pi N_2 d \sin(\theta_j)}{2\lambda}\right)} \right|^2 \quad (36)$$

式(36)反映出有用信号信噪比损失值与信号来向存在函数对应关系,  $\theta_j = f_1(\Pi, \theta_s)$ 。然而,观察式(36),函数  $f_1$  并非一一映射关系,在给定  $\Pi$  和  $\theta_s$  值后,  $\theta_j$  可能会有很多组解。

因此,系统能够接受的有用信号信噪比损失值  $\Pi$  决定了  $\theta_{\text{Res}}$  的边界。将式(36)代入式(28),为避免多值解,引入整数  $k$ ,通过推导和化简,最终得到角度分辨率  $\theta_{\text{Res}}$  的解析式如下:

$$\theta_{\text{Res}} = \min_{\theta_s, \Pi} \left| \arcsin \left\{ \frac{2\lambda}{N_2 d \pi} \arctan \left[ \frac{\tan(N_2 d \pi \sin(\theta_s)/2(\lambda))}{1 \pm \sqrt{\Pi}} \right] \right\} - \theta_s \right| \quad (37)$$

其中,  $k \in \mathbf{Z}$  且  $\theta_s \in \Theta$ 。

观察式(37)可知,  $\theta_{\text{Res}}$  与阵元数  $N_2$ 、阵元间距  $d$ 、有用信号角度  $\theta_s$  有关,与有用信号信噪比损失值  $\Pi$  成反比。特别地,当  $\theta_s \rightarrow 0^\circ$  时,  $\Pi \rightarrow 1$ ,即系统没有信噪比损失,  $\theta_{\text{Res}} \rightarrow 0^\circ$ 。实际中,受噪声等影响,系统会存在一定的信噪比损失,本文关于  $\theta_{\text{Res}}$  的定义在  $\theta_s \in \Theta$  内是有意义的。式(37)也明确了四通道干扰对消方法角度盲区的理论边界。当干扰和有用信号来向角度满足  $|\theta_s - \theta_j| < \theta_{\text{Res}}$  时,主瓣干扰对消对有用信号损失超过系统能够接受的最大值,该四通道主瓣干扰对消算法不可用,即存在角度盲区。该结

论对实际场景下算法的适用边界分析具有理论意义。

## 4 仿真结果

### 4.1 仿真参数

设平面阵包含  $20 \times 16$  个阵元,放置在  $xOy$  平面的矩形网格上, $x$  和  $y$  方向的阵元间距均为  $d = \lambda/2$ ,阵面被划分为  $4 \times 4$  个矩形子阵。考虑到子阵均匀划分方式可能产生的栅瓣和栅零点效应,本文仿真采用非均匀子阵划分方式<sup>[15]</sup>。其中  $x$  方向各子阵阵元数分别为 $[6 \ 5 \ 4 \ 5]$ , $y$  方向各子阵阵元数分别为 $[4 \ 4 \ 2 \ 6]$ ,在  $x$  和  $y$  方向上分别采用  $-30$  dB 的 Taylor/Bayliss 加权。考虑存在单个主瓣干扰的场景,干噪比为  $40$  dB,信噪比为  $10$  dB。为便于定量分析,仿真中干扰和有用信号均采用窄带信号,噪声为加性高斯白噪声。同样地,不失一般性,取方位维对消结果进行分析,根据式(23)计算最优自适应权值。

### 4.2 不同干扰来向下的信噪比损失

验证本文以有用信号信噪比损失值表征角度分辨率的可行性。设置有用信号和干扰信号方位维到达角相同,来向俯仰角分别为  $\theta_s = 1^\circ$ ,  $\theta_j$  取  $0^\circ \sim 5^\circ$ ,图3给出了主瓣干扰对消前后信噪比变化值。可以看出, $\theta_j$  与  $\theta_s$  越接近,主瓣对消后的信噪比损失越大,换言之,信噪比变化值与角度差值存在函数对应关系。仿真结果与式(36)的理论值基本吻合,证明了以有用信号信噪比损失值为指标定量表征干扰对消角度分辨率方法的可行性。

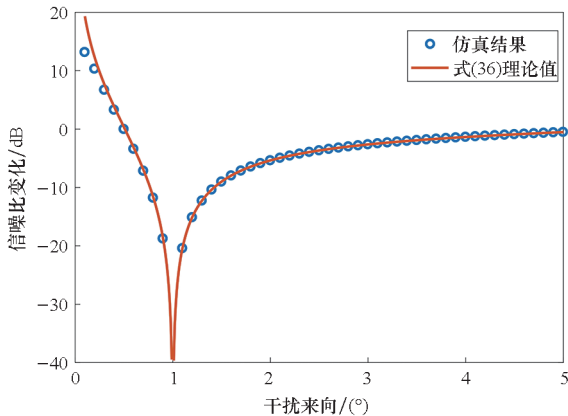


图3 主瓣干扰对消前后信噪比变化值与干扰来向的关系  
Fig. 3 Relationship between the signal-to-noise ratio change value before and after the mainlobe interference cancellation and the interfering signals direction

### 4.3 干扰对消角度分辨率分析

验证干扰对消角度分辨率解析式(37)的正确性。设置有用信号来向俯仰角  $\theta_s$  取  $0^\circ \sim 5^\circ$ ,通过改变不同的有用信号信噪比损失值  $\Pi$ ,观察干扰对消角度分辨率  $\theta_{Res}$  的变化规律,结果如图4所示。可以看出, $\Pi$  值越小,系统能够接受的信噪比损失越大,干扰对消角度分辨率越高。 $\Pi$  值越大,系统能够接受的信噪比损失越小, $\theta_{Res}$  受噪声影响越小,仿真结果与理论结果匹配度越高。

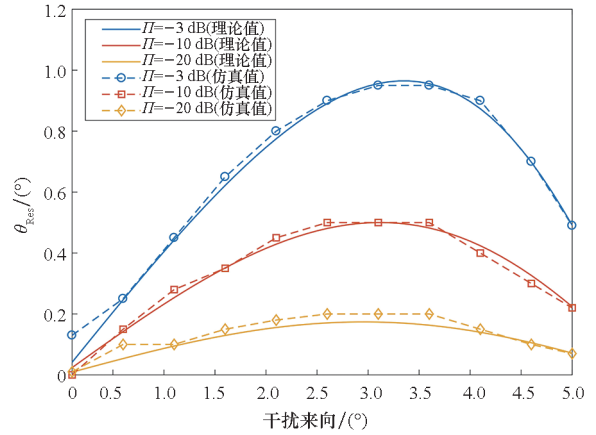


图4 干扰对消角度分辨率  $\theta_{Res}$  与有用信号信噪比损失值  $\Pi$  的关系

Fig. 4 Relationship between angular resolution  $\theta_{Res}$  and signal-to-noise ratio loss value of the useful signal  $\Pi$

绘制方向图直观分析干扰对消角度分辨率。仿真设置  $\theta_s = 1^\circ$ ,  $\theta_j = 2^\circ$ ,图5给出了主瓣对消前后方向图的切面图。仿真结果计算得到有用信号损失  $5.37$  dB,与理论结果  $5.36$  dB 基本一致。反过来说,如果系统能够接受最大  $5.37$  dB 的信噪比损失,干扰对消角度分辨率能够达到  $1^\circ$ ,优于传统主波束分辨率  $5.7^\circ$ 。

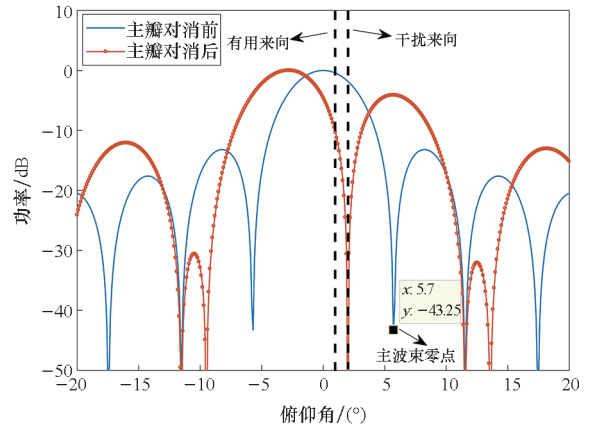


图5 主瓣对消前后的方向图切面图  
Fig. 5 Section view of the orientation map before and after the mainlobe cancellation



### 5 实验结果

#### 5.1 实验系统组成

实验系统由发射端、接收端和信号处理三部分组成,如图 6 所示。发射端包括干扰信号和有用信号,接收端包括阵面天线、和差网络,信号处理包括多通道采集板以及数字信号处理板等。其中,干扰信号和有用信号均为窄带信号,射频频率  $f=9\text{ GHz}$ ,干信比设置为  $30\text{ dB}$ ,对消算法运行在信号处理板现场可编程逻辑门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 内,采用最小均方 (least mean square, LMS) 自适应算法实现,通过设置合适的步长能够快速收敛到最优权值。

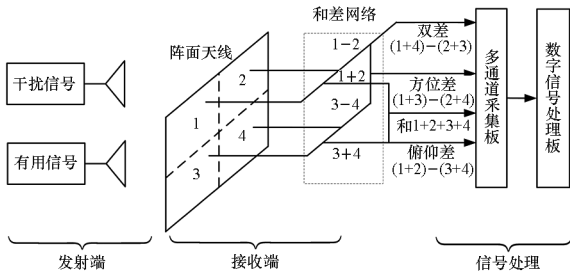
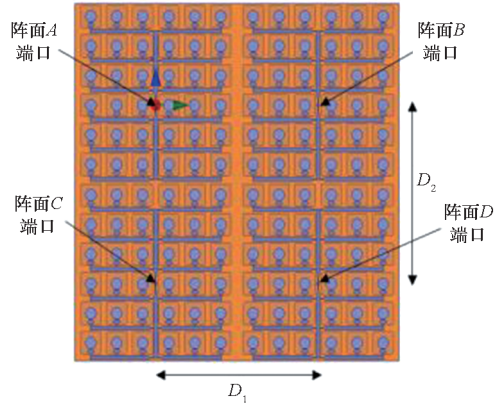


图 6 实验系统组成

Fig. 6 Experimental system composition

实验场景如图 7 所示,其中图 7(a)为暗室内部环境,包括收发天线和简易二维扫描架,发射天线与接收阵面天线距离  $6\text{ m}$ 。图 7(b)为定制的  $12 \times 12$  接收阵面天线,主波束宽度为  $8^\circ$ 。在暗室外部采用 SMW200A 矢量信号源同时发射有用信号和干扰信号,采用 BB60C 频谱仪实时观测对消效果。扫描架可在水平和垂直方向任意调整,用于控制有用信号天线和干扰天线的二维坐标。



(b)  $12 \times 12$  接收阵面天线

(b) The  $12 \times 12$  receiving array antenna

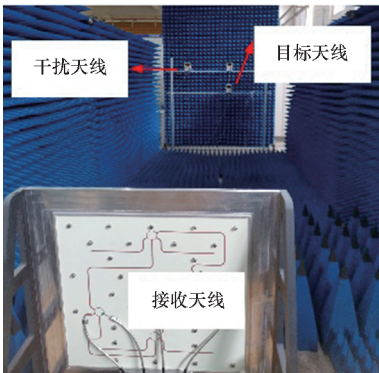
图 7 实验场景

Fig. 7 Experimental scenario

#### 5.2 主瓣干扰对消结果

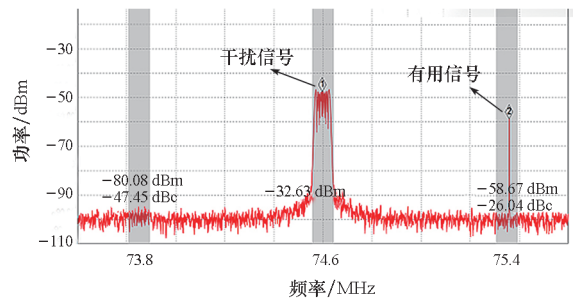
首先,固定有用信号和干扰信号天线,使其均落在接收阵面主波束覆盖范围内,利用频谱仪截图直观显示对消效果,如图 8 所示,需要说明的是,这里采用频谱仪的 Channel Power 功能计算信号功率,根据灰色竖条显示数值计算带内能量。由图 8(a)可知,主瓣干扰对消前,干扰信号功率读数为  $-32.6\text{ dBm}$ ,有用信号功率读数为  $-58.7\text{ dBm}$ ,因此计算得有用信号信噪比为  $21.4\text{ dB}$ ,干扰信号信噪比为  $47.5\text{ dB}$ 。同样地,由图 8(b)可知,主瓣干扰对消后,计算得有用信号信噪比为  $15.3\text{ dB}$ ,干扰信号信噪比为  $4.1\text{ dB}$ ,即在有用信号信噪比损失  $6.1\text{ dB}$  的代价下,干扰抑制比达  $43.4\text{ dB}$ 。

其次,为验证本文干扰对消角度分辨率理论推导的正确性,将有用信号天线固定在偏离中心  $10\text{ cm}$  处,借助扫描架移动干扰信号天线,构造不同方位角下的主瓣干扰场景,记录实验结果如表 1 所示。



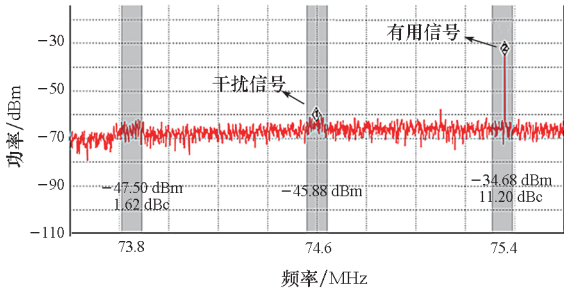
(a) 暗室内部

(a) Inside the darkroom



(a) 对消前

(a) Before the cancellation



(b) 对消后

(b) After the cancellation

图8 主瓣干扰对消前后的实测频谱图

Fig. 8 Measured spectrum diagram before and after the mainlobe interference cancellation

表1 暗室实验结果

Tab.1 Experimental results in the darkroom

干扰位置		主瓣对消前		主瓣对消后	
方位 距离/ cm	方位 角/ (°)	有用 信号/ dBm	干扰 信号/ dBm	有用 信号/ dBm	干扰 信号/ dBm
0	0	-52.5	-70.3	-68.8	-63.7
10	0.95	-51.8	-70.2	-85.1	-60.0
20	1.91	-52.0	-70.0	-74.8	-58.7
30	2.86	-52.3	-69.1	-71.2	-66.4
40	3.81	-53.3	-68.5	-72.3	-74.2
50	4.76	-54.9	-69.2	-73.7	-79.8

将表1实验结果与理论值对比整理得图9。可以看出,考虑多径信道衰落、和差波束指向精度、多通道接收幅相一致性等因素,信噪比变化值的实验结果与理论值存在一定误差,但其总体曲线趋势和变化规律与理论值曲线基本一致,说明

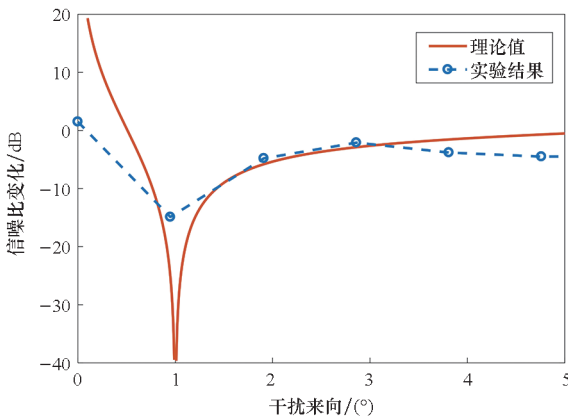


图9 对消前后信噪比变化实测结果

Fig.9 Measured results of signal-to-noise ratio changes before and after the cancellation

了本文关于干扰对消角度分辨率解析式推导的正确性。

## 6 结论

本文以和差四通道主瓣干扰对消技术为研究对象,开展了子阵级单脉冲雷达干扰对消角度分辨率分析,提出了以有用信号信噪比损失值为指标定量表征分辨率的方法,推导了干扰对消角度分辨率的解析表达式。仿真结果与理论值基本吻合,且干扰对消角度分辨率优于传统主波束分辨率,暗室实验结果与理论值能较好吻合,验证了本文理论推导的正确性和工程价值。本文研究可为四通道干扰对消技术在实际雷达对抗场景下的性能边界分析提供理论指导。

下一步将开展多径信道衰落、和差波束指向精度、多通道接收幅相不一致等非理想因素对实验误差的影响分析。

## 参考文献 (References)

- [1] SHERMAN S M, BARTON D K. Monopulse principles and techniques[M]. 2nd ed. Boston: Artech House, 2011.
- [2] LEE S H, LEE S J, CHOI I O, et al. ICA-based phase-comparison monopulse technique for accurate angle estimation of multiple targets [J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2018, 12(3): 323-331.
- [3] HONG X L, LIANG Z N, SONG Y Y, et al. Angular glint analysis based on parametric model of target [C]// Proceedings of the IEEE International Conference on Signal, Information and Data Processing (ICSIDP), 2019.
- [4] 刘天鹏, 魏玺章, 刘振, 等. 交叉眼干扰研究综述[J]. 雷达学报, 2019, 8(1): 140-153.  
LIU T P, WEI X Z, LIU Z, et al. Overview of cross-eye jamming research [J]. Journal of Radars, 2019, 8(1): 140-153. (in Chinese)
- [5] CHEN X Z, SHU T, YU K B, et al. Enhanced ADBF architecture for monopulse angle estimation in multiple jammings [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2684-2687.
- [6] 沈季, 万显荣, 易建新, 等. 复杂干扰场景下的稳健自适应波束形成[J]. 系统工程与电子技术, 2023, 45(4): 941-949.  
SHEN J, WAN X R, YI J X, et al. Robust adaptive beamforming in complex interference scenarios [J]. Systems Engineering and Electronics, 2023, 45(4): 941-949. (in Chinese)
- [7] CHEN X Z, SHU T, YU K B, et al. Joint adaptive beamforming techniques for distributed array radars in multiple mainlobe and sidelobe jammings [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2020, 19(2): 248-252.
- [8] 王强, 张永顺, 司文涛. 基于阻塞预处理的多基地雷达抗主瓣干扰算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(3): 734-738.  
WANG Q, ZHANG Y S, SI W T. Main-lobe jamming suppression algorithm for multistatic radar based on block



- preconditioning [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(3): 734–738. (in Chinese)
- [9] 高宏璋, 葛松虎, 郭宇, 等. 基于对消盲区的极化敏感阵列分析与优化 [J]. *系统工程与电子技术*, 2023, 45(11): 3455–3464.  
GAO H Z, GE S H, GUO Y, et al. Analysis and optimization of polarization sensitive array based on cancellation blind area [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2023, 45(11): 3455–3464. (in Chinese)
- [10] XIANG Z, CHEN B X, YANG M L. Transmitter polarization optimization with polarimetric MIMO radar for mainlobe interference suppression [J]. *Digital Signal Processing*, 2017, 65: 19–26.
- [11] GE M M, CUI G L, YU X X, et al. Main lobe jamming suppression via blind source separation sparse signal recovery with subarray configuration [J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2020, 14(3): 431–438.
- [12] 高霞, 全英汇, 李亚超, 等. 基于 BSS 的 FDA-MIMO 雷达主瓣欺骗式干扰抑制方法 [J]. *系统工程与电子技术*, 2020, 42(9): 1927–1934.  
GAO X, QUAN Y H, LI Y C, et al. Main-lobe deceptive jamming suppression with FDA-MIMO radar based on BSS [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2020, 42(9): 1927–1934. (in Chinese)
- [13] CHENG Z Y, HE Z S, DUAN X, et al. Adaptive monopulse approach with joint linear constraints for planar array at subarray level [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2018, 54(3): 1432–1441.
- [14] YU K B, MURROW D J. Adaptive digital beamforming for angle estimation in jamming [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2001, 37(2): 508–523.
- [15] 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 H, ZHANG H. An improved two-stage processing approach of adaptive monopulse at subarray level [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(9): 1996–2003. (in Chinese)
- [16] 付孝龙, 白渭雄, 李欣, 等. 单脉冲雷达多通道辅助处理主瓣干扰对消方法 [J]. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2017, 45(7): 100–104.  
FU X L, BAI W X, LI X, et al. Main lobe jammer cancellation for monopulse radar based on auxiliary multiple-channel processing [J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2017, 45(7): 100–104. (in Chinese)
- [17] LI R F, RAO C, DAI L Y, et al. Combining sum-difference and auxiliary beams for adaptive monopulse in jamming [J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2013, 24(3): 372–381.
- [18] WANG S L, XU Z H, YANG X, et al. Efficient and unambiguous two-target resolution via subarray-based four-channel monopulse [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2020, 68: 885–900.
- [19] ELBIR A M. DeepMUSIC: multiple signal classification via deep learning [J]. *IEEE Sensors Letters*, 2020, 4(4): 7001004.