

# 相控阵雷达两级自适应单脉冲主旁瓣干扰抑制方法

刘青青, 张 彬, 闫海鹏  
(北京遥测技术研究所 北京 100076)

**摘要:** 自适应单脉冲技术是相控阵雷达实现目标检测和角度估计的常用方法。本文针对主旁瓣干扰并存的复杂环境下, 因常规自适应波束形成算法性能下降导致单脉冲测角结果出现较大偏差的问题, 设计了相控阵雷达两级自适应主旁瓣复合干扰抑制方法。其中, 第一级自适应利用改进的 GSC 结构完成对旁瓣干扰的抑制, 同时通过构造阻塞矩阵, 在抑制旁瓣干扰时, 避免目标和主瓣干扰被削弱, 实现主瓣保形; 第二级自适应利用和差四通道主瓣干扰相消完成对主瓣干扰的分维抑制, 即在自适应抑制俯仰或方位向主瓣干扰的过程中, 保持方位或俯仰方向和差方向图的非自适应性, 进而获得近似静态鉴角曲线的自适应鉴角曲线。仿真结果表明, 本文方法实现了对主旁瓣干扰的有效抑制, 同时保证了良好的单脉冲测角性能。

**关键词:** 自适应波束形成; 干扰抑制; 单脉冲测角; 相控阵雷达; 自适应平脉冲

**中图分类号:** TN974; TN957.51 **文献标志码:** A **文章编号:** 2095-1000(2025)06-0152-09

**DOI:** 10.12347/j.ycyk.20250307001

**CSTR:** 32406.14.ycyk.20250307001

**引用格式:** 刘青青, 张彬, 闫海鹏. 相控阵雷达两级自适应单脉冲主旁瓣干扰抑制方法[J]. 遥测遥控, 2025, 46(6): 152-160.

## Two-stage Mainlobe and Sidelobe Interferences Suppression of Adaptive Monopulse for Phased Array Radar

LIU Qingqing, ZHANG Bin, YAN Haipeng  
(Beijing Research Institute of Telemetry, Beijing 100076, China)

**Abstract:** The adaptive monopulse technology is a common method for phased array radar to achieve target detection and angle estimation. In order to solve the problem that the performance of the traditional adaptive beamforming algorithm is reduced and the monopulse angle estimation results are greatly deviated in the complex environment where the mainlobe and sidelobe interference coexists, a two-stage mainlobe and sidelobe interference suppression method of adaptive monopulse is designed. The first stage of adaptive processing uses the improved GSC structure to complete the suppression of sidelobe interference, and at the same time, the blocking matrix is constructed to protect the target signal and mainlobe interference from being cancelled in the suppression process of sidelobe interference, so as to improve the mainlobe maintenance effect remarkably. The second stage of adaptive processing uses the sum-difference four-channel mainlobe interference suppression to complete the directional suppression of mainlobe interference, that is, while the mainlobe interference in the elevation or azimuth direction is adaptively suppressed, the non-adaptive array pattern of the azimuth or elevation direction is maintained, and then the monopulse ratio maintains undistorted relative to the quiescent monopulse ratio. The simulation results demonstrate that the proposed method can effectively suppress the mainlobe and sidelobe interferences without distortion of monopulse ratio at the same time.

**Keywords:** Adaptive beamforming; Interference suppression; Monopulse estimation; Phased array radar; Adaptive flat pulse

**Citation:** LIU Qingqing, ZHANG Bin, YAN Haipeng. Two-stage Mainlobe and Sidelobe Interferences Suppression of Adaptive Monopulse for Phased Array Radar[J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2025, 46(6): 152-160.

### 0 引言

相控阵雷达自适应单脉冲技术具有测角精度

高、工程实现简单等特点, 为复杂电磁环境中目标的高精度测角和精确跟踪提供了有效手段<sup>[1-2]</sup>。当只存在旁瓣干扰时, 大多数自适应算法具有较

好的干扰抑制性能。但当存在主瓣干扰时，主瓣方向的干扰信号通常与目标回波具有相似的空间特性和信号强度，使用常规的自适应波束形成技术抑制主瓣干扰会使得和波束指向和差波束零陷出现偏移<sup>[3-5]</sup>，导致自适应和差鉴角曲线在波束指向附近出现严重畸变，进而无法提供准确的角度估计结果。因此，如何有效地解决主瓣干扰问题，进一步提高主旁瓣干扰存在时单脉冲测角技术的性能，已成为进一步提升相控阵雷达测角性能的关键研究方向。

国内外针对相控阵雷达抑制主瓣干扰及主旁瓣干扰相关技术进行了大量研究，其中基于自适应波束形成的干扰抑制算法研究方向主要可以分为三类：基于阵列接收数据的预处理类算法，单脉冲和差鉴角曲线线性约束类算法以及和差四通道相消主瓣干扰抑制类算法。基于阵列接收数据的预处理类算法包括阻塞矩阵预处理(Block Matrix Preprocessing, BMP)、特征投影矩阵预处理(Eigen-projection Matrix Preprocessing, EMP)、协方差矩阵重构(Covariance Matrix Reconstruction, CMR)等。BMP方法<sup>[6]</sup>通过利用相关算法估计主瓣干扰的波达方向，求得主瓣干扰的导向矢量并以此构造阻塞矩阵，从回波信号中阻塞掉主瓣干扰；EMP方法<sup>[7]</sup>利用回波信号特征分解后特征矩阵中主瓣干扰对应的特征矢量构造主瓣干扰特征子空间，通过投影得到其正交补子空间来抑制主瓣干扰；文献[8]通过CMR方法消除协方差矩阵中的主瓣干扰。但是BMP类方法要求准确已知主瓣干扰的来波方向，EMP类方法在主瓣与旁瓣干扰功率接近时，难以准确辨别不同类型的干扰对应的特征向量，导致干扰抑制效果降低，CMR类方法则侧重于实现主瓣保型，实际上未能彻底解决主瓣干扰的抑制问题<sup>[9]</sup>。

线性约束类算法<sup>[10-11]</sup>利用单脉冲鉴角曲线在波束指向附近近似线性的特性，以鉴角曲线斜率为约束条件，优化自适应和差波束权值，保证主瓣区域内的单脉冲鉴角曲线与静态鉴角曲线斜率相同，在主瓣干扰条件下仍然可以准确测角。针对主旁瓣复合式干扰同时存在的情况，文献[12-13]将线性约束与自适应和差波束形成相结合，文献[14]增加约束条件，同时获得波束指向附近线性的鉴角曲线并保持旁瓣电平较低的性能。但是主瓣和差鉴角曲线约束类算法在应用中往往会导致鉴

角曲线线性区域缩小，在主波束3 dB以外的区域测角精度下降。

文献[15-16]提出了经典的和差四通道主瓣干扰相消算法，在传统和差三通道系统的基础上，增加了一个双差通道，利用差波束作为和波束的辅助波束，双差波束作为差波束的辅助波束，构造主瓣干扰相消器，该算法可以抑制一个主瓣干扰，但无法对旁瓣干扰进行抑制。在和差四通道主瓣干扰相消算法的基础上，文献[17]将其与自适应采样矩阵求逆算法相结合，分步抑制旁瓣干扰和主瓣干扰；文献[18]将其与BMP、压缩多重信号分类算法相结合，分维抑制旁瓣干扰和主瓣干扰；文献[19]在和差四通道的基础上，通过增加指向旁瓣干扰辅助阵元，将其作为四通道波束的辅助波束，利用双和三差五通道实现主旁瓣复合式干扰的同时抑制；文献[20-22]将和差四通道行、列分别自适应，可以同时抑制多个主旁瓣干扰。将和差四通道主瓣干扰相消算法与旁瓣干扰自适应抑制相结合，实现了主旁瓣复合式干扰的抑制，但处理流程中必要的矩阵求逆运算、BMP、干扰数目估计、波达方向估计、主旁瓣干扰判别等操作复杂度高，工程实现难度大。

针对上述问题，本文研究的相控阵雷达两级自适应单脉冲主旁瓣干扰抑制方法，在第一级通过广义旁瓣相消器(General Sidelobe Canceller, GSC)结构对旁瓣干扰进行抑制；在第二级通过和差四通道主瓣干扰相消结构对主瓣干扰进行抑制。两级自适应处理在保证和差四通道结构对主瓣干扰的抑制不受影响的基础上，增加了系统对旁瓣干扰的抑制能力，并通过对GSC结构中阻塞矩阵的改进，无须对主旁瓣干扰的波达方向和干扰类型等先验信息进行判别，也可以完成干扰抑制并且保证单脉冲测角性能。

## 1 二维平面阵列四通道信号模型

一个由 $M \times N$ 个阵元构成的二维平面阵列模型如图1所示，该阵列分布在 $xoy$ 平面的矩形格栅上，阵元沿 $x$ 轴方向和 $y$ 轴方向等间距分布，阵元间距分别为 $d_x$ 和 $d_y$ ， $\theta$ 代表入射信号的俯仰角， $\varphi$ 代表入射信号的方位角。设原点处的阵元为参考阵元。

假设空间中有某远场窄带信号 $s(t)$ ，沿入射方

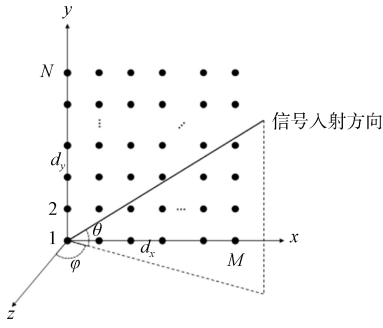


图 1 二维平面阵列模型

Fig. 1 Two-dimensional planar phased array model

向为  $(\theta, \varphi)$  入射到该阵列, 该信号到达某一阵元  $(m, n)$  时, 相对于参考阵元的空间相位差可以表示为:

$$\phi_{(m,n)}(\theta, \varphi) = \frac{2\pi}{\lambda} (d_m \cos \theta \sin \varphi + d_n \sin \theta) \quad (1)$$

式中,  $d_m$  表示该阵元沿  $x$  轴方向与参考阵元之间的距离, 即  $d_m = (m-1)d_x$ ,  $d_n$  表示该阵元沿  $y$  轴方向与参考阵元之间的距离, 即  $d_n = (n-1)d_y$ ,  $\lambda$  为信号波长。

可得, 该平面阵列的导向矢量为:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [1 \quad \exp(j\varphi_{(1,2)}) \quad \cdots \quad \exp(j\varphi_{(1,N)}) \quad \cdots \quad \exp(j\varphi_{(M,N)})]^\top \quad (2)$$

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:

$$\begin{cases} u(\theta, \varphi) = \cos \theta \sin \varphi \\ v(\theta, \varphi) = \sin \theta \end{cases} \quad (3)$$

则导向矢量可以表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta, \varphi) &= \mathbf{a}(u, v) = \mathbf{a}(u) \otimes \mathbf{a}(v) \\ \mathbf{a}(u) &= \left[ 1 \quad \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d_x u(\theta, \varphi)) \quad \cdots \quad \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (M-1) d_x u(\theta, \varphi)) \right]^\top \\ \mathbf{a}(v) &= \left[ 1 \quad \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} d_y v(\theta, \varphi)) \quad \cdots \quad \exp(j \frac{2\pi}{\lambda} (N-1) d_y v(\theta, \varphi)) \right]^\top \end{aligned} \quad (4)$$

式中,  $\otimes$  表示 Kronecker(克罗内克)积。

用  $\mathbf{w}_{\Sigma_x}$  表示阵列沿  $x$  轴方向的和波束加权向量,  $\mathbf{w}_{\Sigma_y}$  表示阵列沿  $y$  轴方向的和波束加权向量,  $\mathbf{w}_{\Delta_x}$  表示阵列沿  $x$  轴方向的差波束加权向量,  $\mathbf{w}_{\Delta_y}$  表示阵列沿  $y$  轴方向的差波束加权向量, 则二维平面阵列和波束权值  $\mathbf{w}_{\Sigma}$ 、俯仰差波束权值  $\mathbf{w}_{\Delta_e}$ 、方位差波束权值  $\mathbf{w}_{\Delta_s}$ 、双差波束权值  $\mathbf{w}_{\Delta_a}$  分别为:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\Sigma} &= \text{diag}(\mathbf{w}_{\Sigma_y} \otimes \mathbf{w}_{\Sigma_x}) \\ \mathbf{w}_{\Delta_e} &= \text{diag}(\mathbf{w}_{\Delta_y} \otimes \mathbf{w}_{\Sigma_x}) \\ \mathbf{w}_{\Delta_s} &= \text{diag}(\mathbf{w}_{\Sigma_y} \otimes \mathbf{w}_{\Delta_x}) \\ \mathbf{w}_{\Delta_a} &= \text{diag}(\mathbf{w}_{\Delta_y} \otimes \mathbf{w}_{\Delta_x}) \end{aligned} \quad (5)$$

四个波束的方向图可表示为:

$$\begin{aligned} f_{\Sigma}(u, v) &= \mathbf{w}_{\Sigma}^H \mathbf{a}(u, v) = f_{\Sigma_A}(u) \cdot f_{\Sigma_E}(v) \\ f_{\Delta_e}(u, v) &= \mathbf{w}_{\Delta_e}^H \mathbf{a}(u, v) = f_{\Sigma_A}(u) \cdot f_{\Delta_E}(v) \\ f_{\Delta_s}(u, v) &= \mathbf{w}_{\Delta_s}^H \mathbf{a}(u, v) = f_{\Delta_A}(u) \cdot f_{\Sigma_E}(v) \\ f_{\Delta_a}(u, v) &= \mathbf{w}_{\Delta_a}^H \mathbf{a}(u, v) = f_{\Delta_A}(u) \cdot f_{\Delta_E}(v) \end{aligned} \quad (6)$$

由此可得阵列的静态单脉冲比为:

$$\begin{aligned} K_{A\_static}(u, v) &= \frac{f_{\Delta_A}(u, v)}{f_{\Sigma}(u, v)} = \frac{f_{\Delta_A}(u)}{f_{\Sigma_A}(u)} \\ K_{E\_static}(u, v) &= \frac{f_{\Delta_E}(u, v)}{f_{\Sigma}(u, v)} = \frac{f_{\Delta_E}(v)}{f_{\Sigma_E}(v)} \end{aligned} \quad (7)$$

## 2 改进的两级自适应主旁瓣干扰抑制算法

本文算法对阵列接收信号进行两级自适应处理, 阵列接收信号经过和差波束形成后, 第 1 级自适应利用改进的 GSC 对旁瓣干扰进行抑制, 利用阻塞矩阵保证主瓣范围内的和差波束方向图形状; 第 2 级自适应利用和差四通道主瓣干扰相消对主瓣干扰进行分维抑制, 在俯仰维消除主瓣干扰时, 保证方位维的单脉冲鉴角曲线不畸变, 在方位维消除主瓣干扰时, 保证俯仰维的单脉冲鉴角曲线不畸变。通过对信号的两级自适应处理, 不仅抑制了主旁瓣干扰, 而且保证了单脉冲测角性能。

### 2.1 第一级自适应: 改进的 GSC 旁瓣干扰抑制模型

常规的 GSC 结构中的阻塞矩阵只能阻塞某个角度的信号, 当期望信号和主瓣干扰同时存在时, 无法保证单脉冲鉴角曲线不畸变。通过改进阻塞矩阵, 使其既可以阻塞期望信号, 也可以滤除主瓣范围内的干扰信号, 从而保证在抑制旁瓣干扰的过程中兼顾主瓣保型, 不影响后续第 2 级自适应

中对主瓣干扰的抑制。

改进的 GSC 旁瓣干扰抑制算法流程如图 2 所示, 以和通道自适应为例, 其中, 上支路  $w_0$  为和波束权值  $w_\Sigma$ , 指向目标方向, 形成目标检测通道。下支路  $w_A$  为和通道自适应权值  $w_{A-\Sigma}$ , 通过预测目标检测通道中的旁瓣干扰信号, 进行干扰相消。信号经过 GSC 的最终输出为:

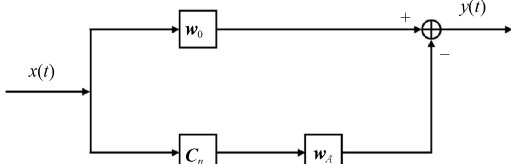


图 2 改进的 GSC 旁瓣干扰抑制算法流程

Fig. 2 Flow of improved GSC sidelobe interference suppression algorithm

$$y(t) = \mathbf{w}_{\text{GSC}}^H x(t) = (\mathbf{w}_0 - \mathbf{C}_n \mathbf{w}_A)^H x(t) \quad (8)$$

为了阻止期望信号和主瓣干扰信号泄漏到 GSC 结构的下支路, 要求改进后的阻塞矩阵  $\mathbf{C}_n$  与常规的阻塞矩阵相比, 不仅能阻塞目标角度的信号, 而且能对主瓣范围内所有角度的信号进行阻塞, 即:

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_n \mathbf{a}(u, v) &= 0 \\ u &\in \Theta, v \in \Phi \end{aligned} \quad (9)$$

式中,  $\Theta$  和  $\Phi$  表示主瓣角度范围。

定义主瓣范围内导向矢量的平均相关矩阵为:

$$\mathbf{R}_a = \int_{\Theta} \int_{\Phi} \mathbf{a}(u, v) \mathbf{a}^H(u, v) d\theta d\phi \quad (10)$$

此时所有从主瓣角度范围内入射的信号都存在于  $\mathbf{R}_a$  张成的信号空间内。对  $\mathbf{R}_a$  进行 QR 分解得到:

$$\mathbf{R}_a = \mathbf{Q}\mathbf{R} = [\mathbf{Q}_1 \quad \mathbf{Q}_2] \mathbf{R} \quad (11)$$

式中,  $\mathbf{Q}_2$  为  $\mathbf{R}_a$  的正交补空间, 即  $\mathbf{Q}_2^H \mathbf{a}(u, v) = 0$ , 令  $\mathbf{C}_n = \mathbf{Q}_2$ , 即可求得改进后的阻塞矩阵。

实际计算时, 可以通过等间隔采样的方式得到  $\mathbf{R}_a$  的估计值:

$$\tilde{\mathbf{R}}_a = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^T \mathbf{a}(u_i, v_i) \mathbf{a}^H(u_i, v_i) \quad (12)$$

式中,  $(u_i, v_i)$  是对主瓣俯仰角和方位角范围进行  $T$  点等间隔采样。

改进后的 GSC 下支路自适应权值为:

$$\mathbf{w}_A = (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{C}_n)^{-1} (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_0) \quad (13)$$

此时, 和通道 GSC 的最终权值为:

$$\mathbf{w}_{\text{GSC}-\Sigma} = \mathbf{w}_\Sigma - \mathbf{C}_n \mathbf{w}_{A-\Sigma} = \mathbf{w}_\Sigma - \mathbf{C}_n (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{C}_n)^{-1} (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_\Sigma) \quad (14)$$

旁瓣干扰相消后和波束的自适应方向图为:

$$f_{\text{GSC}-\Sigma}(u, v) = \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Sigma}^H \mathbf{a}(u, v) = (\mathbf{w}_\Sigma - \mathbf{C}_n (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{C}_n)^{-1} (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_\Sigma))^H \mathbf{a}(u, v) \quad (15)$$

由  $\mathbf{C}_n^H \mathbf{a}(u, v) = 0$  可知, 在主瓣角度范围内, 旁瓣干扰相消后的和通道自适应波束方向图与静态时基本一致, 即:

$$f_{\text{GSC}-\Sigma}(u, v) = \mathbf{w}_\Sigma^H \mathbf{a}(u, v) = f_\Sigma(u, v) \quad (16)$$

$$u \in \Theta, v \in \Phi$$

同理, 方位差、俯仰差、双差通道 GSC 的最终权值为:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Delta E} &= \mathbf{w}_{\Delta E} - \mathbf{C}_n \mathbf{w}_{A-\Delta E} = \mathbf{w}_{\Delta E} - \mathbf{C}_n (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{C}_n)^{-1} (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_{\Delta E}) \\ \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Delta A} &= \mathbf{w}_{\Delta A} - \mathbf{C}_n \mathbf{w}_{A-\Delta A} = \mathbf{w}_{\Delta A} - \mathbf{C}_n (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{C}_n)^{-1} (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_{\Delta A}) \\ \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Delta \Delta} &= \mathbf{w}_{\Delta \Delta} - \mathbf{C}_n \mathbf{w}_{A-\Delta \Delta} = \mathbf{w}_{\Delta \Delta} - \mathbf{C}_n (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{C}_n)^{-1} (\mathbf{C}_n^H \mathbf{R}_x \mathbf{w}_{\Delta \Delta}) \end{aligned} \quad (17)$$

完成旁瓣干扰抑制后, 得到的主瓣角度范围内的波束方向图为:

$$\begin{aligned} f_{\text{GSC}-\Delta E}(u, v) &= \mathbf{w}_{\Delta E}^H \mathbf{a}(u, v) = f_{\Delta E}(u, v) \\ f_{\text{GSC}-\Delta A}(u, v) &= \mathbf{w}_{\Delta A}^H \mathbf{a}(u, v) = f_{\Delta A}(u, v) \\ f_{\text{GSC}-\Delta \Delta}(u, v) &= \mathbf{w}_{\Delta \Delta}^H \mathbf{a}(u, v) = f_{\Delta \Delta}(u, v) \end{aligned} \quad (18)$$

## 2.2 第二级自适应: 和差四通道主瓣干扰抑制模型

通过第一级自适应得到了抑制旁瓣干扰后的和差四通道模型输入为:

$$\begin{aligned} y_\Sigma(t) &= \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Sigma}^H x(t) \\ y_{\Delta E}(t) &= \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Delta E}^H x(t) \\ y_{\Delta A}(t) &= \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Delta A}^H x(t) \\ y_{\Delta \Delta}(t) &= \mathbf{w}_{\text{GSC}-\Delta \Delta}^H x(t) \end{aligned} \quad (19)$$

以抑制方位维度主瓣干扰的情况为例, 在四通道结构中, 俯仰方向上基于自适应算法的和差通道处理输出分别为:

$$\begin{aligned} y_{E_x}(t) &= y_\Sigma(t) - W_{E_x} y_{\Delta A}(t) \\ y_{E_A}(t) &= y_{\Delta E}(t) - W_{E_A} y_{\Delta \Delta}(t) \end{aligned} \quad (20)$$

式中,  $W_{E_x}$  和  $W_{E_A}$  为俯仰维度自适应模块的权值参数, 其优化目标为实现自适应输出  $y_{E_x}(t)$  和  $y_{E_A}(t)$  功率的联合最优化, 而  $y_{\Delta_A}(t)$  和  $y_{\Delta_\Delta}(t)$  为俯仰维度自适应处理的辅助信号, 即:

$$\begin{aligned} \min_{W_{E_x}} & \| y_\Sigma(t) - W_{E_x} y_{\Delta A}(t) \|^2 \\ \min_{W_{E_A}} & \| y_{\Delta E}(t) - W_{E_A} y_{\Delta \Delta}(t) \|^2 \end{aligned} \quad (21)$$

根据维纳滤波原理求解:

$$W_{E_z} = \frac{P_{\Sigma\Delta_A}}{P_{\Delta_A\Delta_A}} = \frac{E[y_\Sigma(t)y_{\Delta_A}(t)^*]}{E[y_{\Delta_A}(t)y_{\Delta_A}(t)^*]} \quad (22)$$

$$W_{E_A} = \frac{P_{\Delta_E\Delta_A}}{P_{\Delta_A\Delta_A}} = \frac{E[y_{\Delta_E}(t)y_{\Delta_A}(t)^*]}{E[y_{\Delta_A}(t)y_{\Delta_A}(t)^*]}$$

同理, 抑制俯仰维度的主瓣干扰时, 在四通道结构中, 方位方向上基于自适应算法的和差通道处理输出分别为:

$$y_{A_z}(t) = y_\Sigma(t) - W_{A_z}y_{\Delta E}(t) \quad (23)$$

$$y_{A_A}(t) = y_{\Delta A}(t) - W_{A_A}y_{\Delta\Delta}(t)$$

式中,  $W_{A_z}$  和  $W_{A_A}$  为方位维度自适应模块的权值参数, 其优化目标为实现自适应输出  $y_{A_z}(t)$  和  $y_{A_A}(t)$  功率的联合最优化, 而  $y_{\Delta_E}(t)$  和  $y_{\Delta_A}(t)$  为方位维度自适应处理的辅助信号, 即:

$$\min_{W_{A_z}} \| y_\Sigma(t) - W_{A_z}y_{\Delta E}(t) \|^2 \quad (24)$$

$$\min_{W_{A_A}} \| y_{\Delta A}(t) - W_{A_A}y_{\Delta\Delta}(t) \|^2$$

根据维纳滤波原理求解:

$$W_{A_z} = \frac{P_{\Sigma\Delta_E}}{P_{\Delta_E\Delta_E}} = \frac{E[y_\Sigma(t)y_{\Delta E}(t)^*]}{E[y_{\Delta E}(t)y_{\Delta E}(t)^*]} \quad (25)$$

$$W_{A_A} = \frac{P_{\Delta_A\Delta_A}}{P_{\Delta_A\Delta_A}} = \frac{E[y_{\Delta_A}(t)y_{\Delta_A}(t)^*]}{E[y_{\Delta_A}(t)y_{\Delta_A}(t)^*]}$$

当干扰比较大, 即干扰功率较大时,  $W_{E_z}$  与  $W_{E_A}$  近似相同,  $W_{A_z}$  与  $W_{A_A}$  近似相同, 为了简化推导及应用, 直接假设  $W_{E_z} = W_{E_A}$ ,  $W_{A_z} = W_{A_A}$ , 且令:

$$W_{\text{Adapt-E}} = \frac{W_{E_z} + W_{E_A}}{2} \quad (26)$$

$$W_{\text{Adapt-A}} = \frac{W_{A_z} + W_{A_A}}{2}$$

则完成方位维度主瓣干扰抑制优化后, 俯仰方向上自适应和差波束的方向图为:

$$F_{E_z}(u, v) = f_{\text{GSC-}\Sigma}(u, v) - W_{\text{Adapt-E}}f_{\text{GSC-}\Delta A}(u, v) \quad (27)$$

$$F_{E_A}(u, v) = f_{\text{GSC-}\Delta E}(u, v) - W_{\text{Adapt-E}}f_{\text{GSC-}\Delta\Delta}(u, v)$$

在主瓣范围内, 俯仰方向的自适应单脉冲比为:

$$K_{E-\text{adaptive}}(u, v) = \frac{F_{E_A}(u, v)}{F_{E_z}(u, v)} = \frac{f_{\text{GSC-}\Delta E}(u, v) - W_{\text{Adapt-E}}f_{\text{GSC-}\Delta\Delta}(u, v)}{f_{\text{GSC-}\Sigma}(u, v) - W_{\text{Adapt-E}}f_{\text{GSC-}\Delta A}(u, v)} \quad (28)$$

$$\frac{f_{\Delta E}(v)[f_{\Sigma A}(u) - W_{\text{Adapt-E}}f_{\Delta A}(u)]}{f_{\Sigma E}(v)[f_{\Sigma A}(u) - W_{\text{Adapt-E}}f_{\Delta A}(u)]} = \frac{f_{\Delta E}(v)}{f_{\Sigma E}(v)}$$

观察可知, 俯仰维自适应单脉冲比  $K_{E-\text{adaptive}}$  仅

由该维度方向图函数比值  $f_{\Delta E}(v)/f_{\Sigma E}(v)$  所决定。在实施方位维主瓣干扰抑制措施后, 该比值参数将保持其固有特性不发生变化。由此可以得出结论: 当系统进行方位维主瓣干扰抑制时, 俯仰维自适应单脉冲比维持不变, 与静态单脉冲比具有数学一致性, 即满足  $K_{E-\text{adaptive}} = K_{E-\text{static}}$ 。

同理, 完成俯仰维度主瓣干扰抑制优化后, 方位方向上自适应和差波束的方向图为:

$$F_{A_z}(u, v) = f_{\text{GSC-}\Sigma}(u, v) - W_{\text{Adapt-A}}f_{\text{GSC-}\Delta E}(u, v) \quad (29)$$

$$F_{A_A}(u, v) = f_{\text{GSC-}\Delta A}(u, v) - W_{\text{Adapt-A}}f_{\text{GSC-}\Delta\Delta}(u, v)$$

在主瓣范围内, 方位方向的自适应单脉冲比为:

$$K_{A-\text{adaptive}}(u, v) = \frac{F_{A_A}(u, v)}{F_{A_z}(u, v)} = \frac{f_{\text{GSC-}\Delta A}(u, v) - W_{\text{Adapt-A}}f_{\text{GSC-}\Delta\Delta}(u, v)}{f_{\text{GSC-}\Sigma}(u, v) - W_{\text{Adapt-A}}f_{\text{GSC-}\Delta E}(u, v)} \quad (30)$$

$$\frac{f_{\Delta A}(v)[f_{\Sigma E}(u) - W_{\text{Adapt-A}}f_{\Delta E}(u)]}{f_{\Sigma A}(v)[f_{\Sigma E}(u) - W_{\text{Adapt-A}}f_{\Delta E}(u)]} = \frac{f_{\Delta A}(v)}{f_{\Sigma A}(v)}$$

同理可知, 方位维自适应单脉冲比  $K_{A-\text{adaptive}}$  仅由该维度方向图函数比值  $f_{\Delta A}(v)/f_{\Sigma A}(v)$  所决定。在实施俯仰维主瓣干扰抑制措施后, 该比值参数将保持其固有特性不发生变化。由此可以得出结论: 当系统进行俯仰维主瓣干扰抑制时, 方位维自适应单脉冲比维持不变, 与静态单脉冲比具有数学一致性, 即满足  $K_{A-\text{adaptive}} = K_{A-\text{static}}$ 。

### 3 仿真结果

假设二维平面阵列包含  $16 \times 16$  个阵元, 位于  $xoy$  平面的矩形格栅上,  $x$  和  $y$  方向的阵元间距均为  $\lambda/2$ 。波束指向  $(\theta_0, \phi_0) = (0^\circ, 0^\circ)$ , 考虑回波信号中存在目标信号和两个干扰信号的场景, 其中旁瓣干扰信号位于  $(30^\circ, 30^\circ)$ , 主瓣干扰信号位于  $(3^\circ, 3^\circ)$ , 两个干扰的干噪比均为 50 dB, 信噪比为 0 dB。为便于仿真分析, 设定目标信号与主旁瓣干扰信号均为远场窄带信号, 噪声环境为加性高斯白噪声。

#### 3.1 第一级自适应模型仿真结果

改进的 GSC 旁瓣干扰抑制算法下支路方向图剖面图如图 3 所示。从图中可以看出, 常规的阻塞矩阵只能在目标方向形成零陷, 阻塞目标信号进入 GSC 下支路, 而改进后的阻塞矩阵将凹口展宽, 阻塞所有主瓣范围内的信号进入 GSC 下支路。

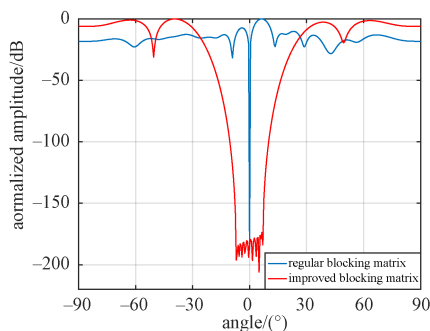


图 3 改进的 GSC 下支路方向图剖面图

Fig. 3 Array pattern section of improved GSC lower slip roads

利用改进的 GSC 抑制旁瓣干扰后，得到的和波束方向图，由图 4(a)可以看出，经过第一级自适应处理后，位于  $(30^\circ, 30^\circ)$  的旁瓣干扰得到抑制。由图 4(b)和波束俯仰角  $0^\circ$  剖面图及图 4(c)沿方位角  $0^\circ$

剖面图可以看出，在主瓣范围内，和波束经过自适应处理后，方向图与静态和波束方向图基本一致。

### 3.2 第二级自适应模型仿真结果

在完成第一级自适应干扰相消后，将得到的自适应差波束作为和波束的辅助波束，得到的自适应双差波束作为差波束的辅助波束，通过自适应调整权值继续抑制主瓣干扰。从图 5 中可以看出，经过第二级自适应处理后，旁瓣干扰角度仍可以形成零陷点，在图 5(a)和图 5(b)中，和波束和俯仰差波束分别利用方位差波束和双差波束作为辅助波束，经过自适应处理后，在方位方向的主瓣干扰角度处形成零陷带，在图 5(c)和图 5(d)中，和波束和方位差波束分别利用俯仰差波束和双差波束作为辅助波束，经过自适应处理后，在俯仰

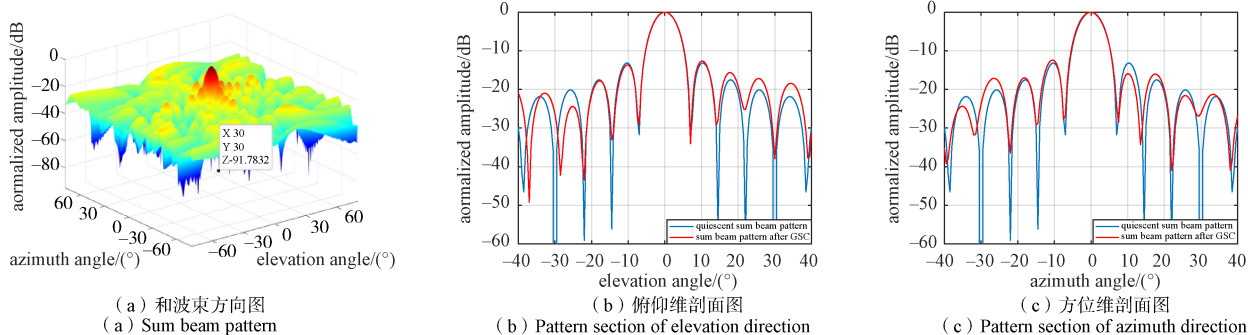


图 4 第一级自适应和波束方向图及剖面图

Fig. 4 Sum beam pattern and sections after the first stage of adaptive processing

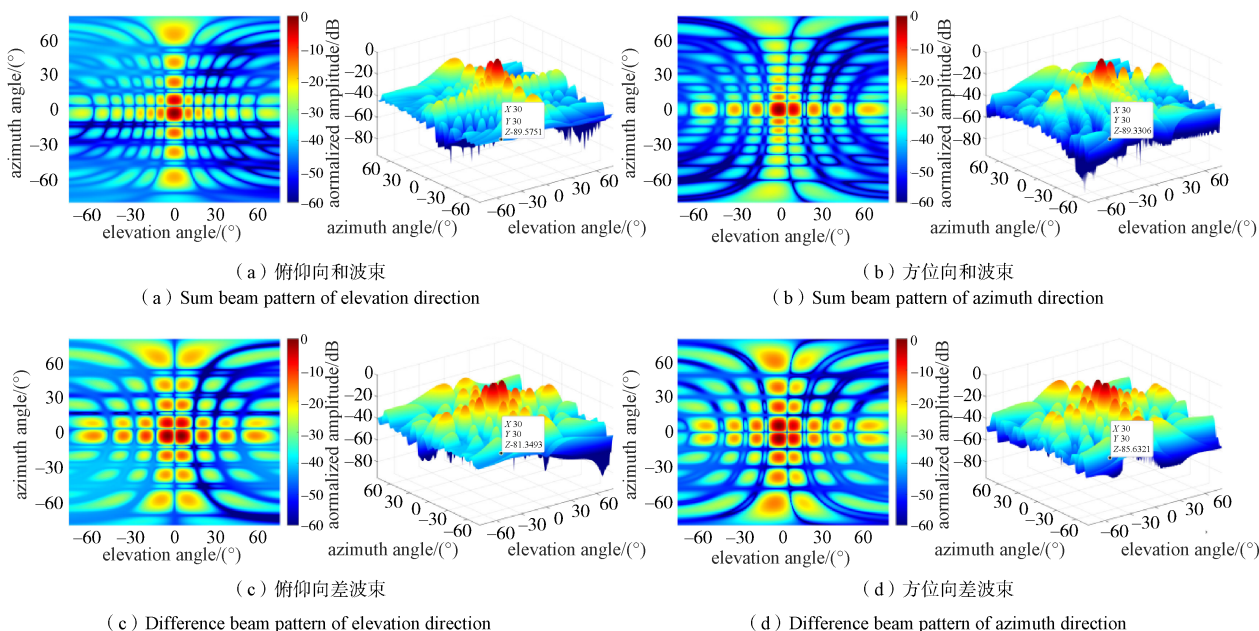


图 5 第二级自适应和差波束方向图

Fig. 5 Sum-difference beam pattern after the second stage of adaptive processing

方向的主瓣干扰角度处形成零陷带, 实现主旁瓣干扰的抑制。

经过两级自适应处理后, 图 6(a)和图 6(c)是图 5 中得到的俯仰向和差波束自适应方向图沿方位角

0° 的剖面图, 图 6(b)和图 6(d)是方位向和差波束自适应方向图沿俯仰角 0° 的剖面图。从图中可以看出自适应处理后的方向图在主瓣范围内与静态波束方向图基本一致。

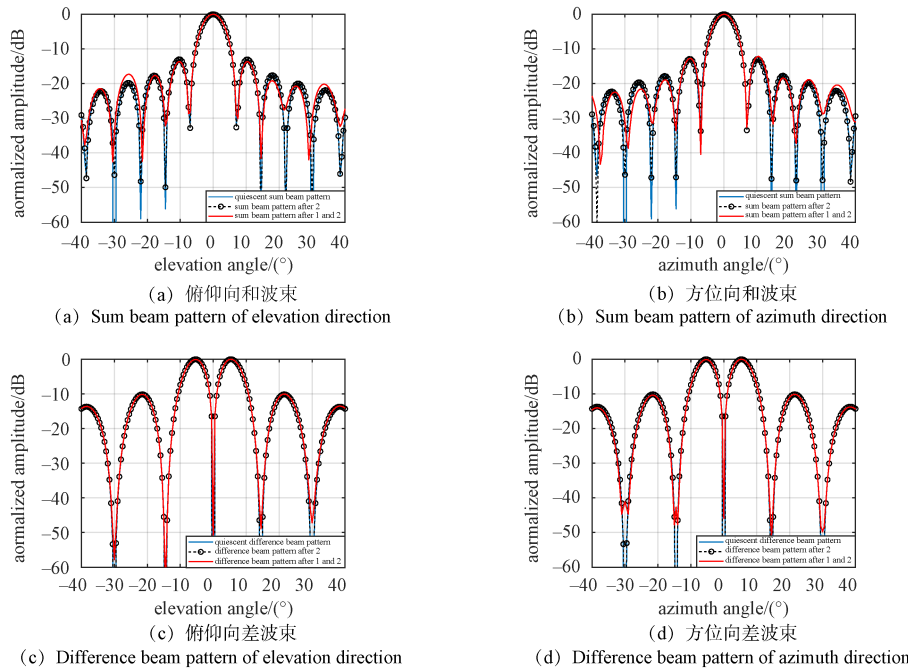


图 6 和差波束方向图剖面图

Fig. 6 Sum-difference beam pattern and sections

此时, 图 7 是由图 6 中俯仰向和方位向的和差波束求出的鉴角曲线, 可以看出本文算法得到的

和差鉴角曲线与静态鉴角曲线在波束指向附近几乎一致。

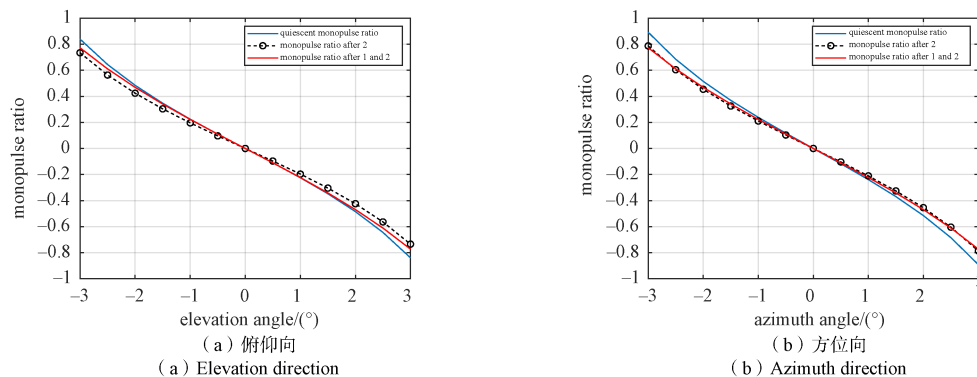


图 7 和差鉴角曲线

Fig. 7 Sum-differential monopulse ratio

### 4 结束语

本文设计了相控阵雷达两级自适应单脉冲自适应主旁瓣干扰抑制算法, 在第一级利用改进的阻塞矩阵消除主瓣干扰对旁瓣干扰抑制的影响,

通过 GSC 结构完成旁瓣干扰的抑制; 在第二级利用四通道自适应主瓣干扰相消完成主瓣干扰的抑制。本算法改进了四通道主瓣干扰相消算法无法有效抑制旁瓣干扰的不足, 但由于抑制主瓣干扰时采用的仍然为四通道模型, 因此保留了原算法

对主瓣干扰的抑制效果与局限,即要求被抑制的主瓣干扰角度不能与目标信号相同且功率远大于信号功率,同时由于四通道干扰抑制方法缺少足够的自由度,无法同时抑制多个主瓣干扰。通过主旁瓣干扰的两级抑制,无须估计干扰角度和干扰类型等先验信息,避免了实际情况中干扰真实角度无法精确估计导致的测角误差,提高了干扰抑制效果的稳健性,较好地保证了单脉冲测角性能。

### 参考文献

- [1] 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.  
WU Hao, LIU Rang, GUO Yu, 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.
- [2] 韩彦明,陈希信.自适应和差波束形成与单脉冲测角研究[J].现代雷达,2010,32(12): 44-47.  
HAN Yanming, CHEN Xixin. A study on adaptive sum and difference beamforming and monopulse angle estimation[J]. Modern Radar, 2010, 32(12): 44-47.
- [3] 任飞童.主副瓣干扰下的稳健自适应单脉冲测角方法研究[D].西安:西安电子科技大学,2023.
- [4] LU Yawei, MA Jiazhi, SHI Longfei, et al. Multiple interferences suppression with space-polarization null-decoupling for polarimetric array[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2021, 32(1): 44-52.
- [5] CHEN Peng, GAO Jingjie, WANG Wei. Linear prediction-based covariance matrix reconstruction for robust adaptive beamforming[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2021, 28: 1848-1852.
- [6] 苏保伟,王永良,李荣峰,等.阻塞矩阵方法对消主瓣干扰[J].系统工程与电子技术,2005,27(11): 1830-1832.  
SU Baowei, WANG Yongliang, LI Rongfeng, et al. Mainlobe interference cancelling method via block matrix[J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(11): 1830-1832.
- [7] 陈卓,贾维敏,金伟,等.基于EMP的主瓣干扰抑制算法分析[J].现代雷达,2020,42(4): 55-60.  
CHEN Zhuo, JIA Weimin, JIN Wei, et al. Analysis of mainlobe interference suppression algorithms based on Eigen-projection matrix preprocessing[J]. Modern Radar, 2020, 42(4): 55-60.
- [8] YANG Xiaopeng, ZHANG Zongao, ZENG Tao, et al. Mainlobe interference suppression based on Eigen-Projection processing and covariance matrix reconstruction[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2014, 13: 1369-1372.
- [9] 孙晨伟.用于大型阵列的自适应主旁瓣干扰抑制算法[D].西安:西安电子科技大学,2021.
- [10] 饶灿,李荣峰.主瓣干扰下多点约束自适应单脉冲测角方法[J].雷达科学与技术,2011,9(3): 232-236.  
RAO Can, LI Rongfeng. Multipoint constraint adaptive monopulse estimation in the presence of mainlobe jamming[J]. Radar Science and Technology, 2011, 9(3): 232-236.
- [11] CAN R, LI R F, DAI L Y. Monopulse estimation with multipoint constrained adaptation in mainlobe jamming [C]// Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar, Chengdu, China, 2011: 1054-1057.
- [12] FERNANDEZ M F, YU K B. Optimal Adaptive estimation of the monopulse ratio for precise target localization in jamming[C]//2019 IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology, Waltham, MA, USA, 2019: 1-8.
- [13] FERNANDEZ M F, YU K B. Robust adaptive monopulse beamforming with low-sidelobes[C]//IEEE Radar Conference. Boston, MA, USA, 2019: 1-6.
- [14] GRIFFITHS L, BUCKLEY K. Quiescent pattern control in linearly constrained adaptive arrays[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1987, 35(7): 917-926.
- [15] YU K B. Enhanced monopulse angle estimation using 4-channel radar system[C]// Proceedings of the IET International Radar Conference 2015, Hangzhou, China, 2015: 1-6.
- [16] 胡航,张皓,宗成阁,等.子阵级自适应单脉冲的四通道主瓣干扰抑制[J].电波科学学报,2009,24(5): 820-825, 984.
- [17] YU K B, MURROW D J. Adaptive digital beamforming radar for monopulse angle estimation in jamming[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2001, 37(2): 508-523.
- [18] 张仁李,朱蕾,邱爽,等.单脉冲测角的二维分级主旁

- 瓣干扰联合抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2024, 46(1): 213-221.
- [19] 周必雷, 李荣锋, 戴凌燕, 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.
- [20] CHEN X Z, SHU T, YU K B, et al. Multiple jamming cancellation using adaptive subarray DBF for monopulse angle estimation[C]//2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, MA, USA, 2016: 1-6.
- [21] 舒汀, 陈新竹, 余啟波, 等. 子阵级数字波束形成抗多主副瓣干扰及测角技术[J]. 现代雷达, 2016, 38(12): 22-26, 55.
- [22] 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.

[作者简介]

刘青青 2000年生, 硕士研究生。  
张彬 1981年生, 硕士, 研究员。  
闫海鹏 1988年生, 硕士, 高级工程师。

(本文编辑: 杨秀丽)