

## 基于旁瓣对消器的自适应零陷优化设计

曹运合\*<sup>①②</sup> 郭勇强<sup>①</sup> 刘帅<sup>①</sup> 刘玉涛<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

<sup>②</sup>(通信网信息传输与分发技术重点实验室 石家庄 050081)

**摘要:** 现有的零陷展宽算法忽略了锥化矩阵的相位信息, 在对抗强方向性、大偏差角干扰时, 零陷深度变浅, 干扰抑制性能严重下降。该文以虚拟空域密集干扰为切入点, 推导并提出一种可用于旁瓣对消器的自适应零陷优化设计算法。该算法通过对辅助阵列数据的自协方差矩阵和主辅阵列数据的互协方差矩阵同时进行重构实现零陷区域的自适应控制, 锥削矩阵只与阵元位置和展宽宽度有关, 无需干扰信息, 可以离线生成, 不占用系统运算资源。仿真结果表明, 该方法可以实现零陷区域的自适应展宽, 提高非平稳干扰抑制的稳健性。

**关键词:** 阵列信号处理; 旁瓣对消器; 稳健性; 零陷展宽

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)03-0597-06

DOI: 10.11999/JEIT190296

## Adaptive Null Broadening Algorithm Based on Sidelobes Cancellation

CAO Yunhe<sup>①②</sup> GUO Yongqiang<sup>①</sup> LIU Shuai<sup>①</sup> LIU Yutao<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

<sup>②</sup>(Science and Technology on Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China)

**Abstract:** In existing null broadening algorithm, the taper matrix does not contain phase information, and when it is used to against strong directional and large deviation angle interference, the null depth becomes shallow and the interference suppression performance drops seriously. An adaptive null broadening algorithm for sidelobe canceller is proposed based on dense disturbance in virtual airspace. The algorithm reconstructs the self-covariance matrix of the auxiliary array data and the co-covariance matrix of the main and auxiliary array data at the same time to realize the adaptive control of the null region. The taper matrix is only related to the position and width of the array elements, and it can be generated offline without disturbing information and occupying no computing resources of the system. The simulation results show that this method can achieve adaptive broadening of the null region and improve the robustness of non-stationary interference suppression.

**Key words:** Array signal processing; Sidelobe canceller; Robustness; Null broadening

### 1 引言

自适应波束形成零陷展宽算法是抑制由于基阵平台抖动、干扰源运动等引起的非平稳干扰的有效手段, 在雷达、语音信号处理、声呐和通信等领域已经得到了深入的研究<sup>[1-8]</sup>。但在阵列平台相对干扰源方位作单一方向转动时, 传统的零陷展宽算法产生的零陷深度变浅, 算法性能严重下降, 特别是对抗短时间内的大偏差角干扰时, 需要通过提高权

矢量的更新速率或者加宽零陷区域来换取高信噪比输出, 干扰抑制效果较差。

近二十多年来, 众多学者提出了很多零陷展宽算法, 简单且实用的一类方法统称为协方差矩阵锥化理论(Covariance Matrix Taper, CMT)。文献[9]从虚拟空域密集干扰角度出发, 提出将原始协方差矩阵锥化可以在空域角度实现零陷展宽。文献[10]从空时等效性入手, 提出与文献[9]本质上等效的一种方法。文献[11]将以上两种方法统一为CMT理论, 并将此方法推广到空-时自适应处理。文献[12]通过增加在干扰方向的导数约束来加宽零陷, 但是运算量增加, 并且对零陷宽度的控制不灵活, 没有可扩展性。文献[13]从密集干扰位置服从的统计模型出发, 提出一种零陷加宽的自适应方法, 是对CMT方法的推广。有趣的是, 当干扰位置变化模

收稿日期: 2019-04-29; 改回日期: 2019-11-01; 网络出版: 2019-11-12

\*通信作者: 曹运合 caoyunhe@mail.xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61771367), 通信网信息传输与分发技术重点实验室开放基金(HHS19641X003)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771367), The Open Foundation of Science and Technology on Communication Networks Laboratory (HHS19641X003)

型服从均匀分布时,文献[10]的方法与文献[7]推导结果相同。文献[14]提出对快拍数据扰动以实现零陷展宽的方法。因旁瓣对消器(SideLobe Canceller, SLC)计算量低的优点,文献[15]提出一种适用于SLC的零陷展宽算法,该算法通过对主通道权值和辅通道协方差矩阵同时进行锥削实现零陷展宽。虽然以上文献给出了全自适应阵列和部分自适应阵列的锥化矩阵,但是,现有方法都没有考虑锥化矩阵的相位问题,而对雷达而言,相位信息意味着方位信息。换句话说,实锥化矩阵产生的宽零陷对位置不敏感,展宽的零陷区域只能关于干扰源位置对称,通过对有关文献的仿真发现,情况也确实如此。

本文从虚拟空域密集干扰产生宽零陷的角度出发,推导并分析了SLC结构下的零陷展宽技术,并根据分析结果提出了一种自适应零陷优化的方法。本文方法将锥化矩阵拓展到复数域,是CMT理论的扩展,对最小方差波束形成器(Minimum Variance Beamforming, MVB)和广义旁瓣对消器(Generalized Sidelobe Canceller, GSC)两大框架均适用。仿真表明,本文方法能够在展宽零陷的同时,借助环境先验信息,准确地调节宽零陷位置,提高算法抗方向性强干扰的鲁棒性。同时,锥化矩阵只需根据阵列阵元分布离线生成,可实时调用,适合工程实际应用。

## 2 系统模型

不失一般性,设主阵列为 $N$ 元等距直线阵(Uniform Linear Array, ULA),阵元间距为 $d$ ,各阵元均为各向同性阵元。设定期望信号从 $\theta_0$ 方向入射到阵列上,同时 $Q$ 个干扰分别从 $\theta_q$ ,  $q = 1, 2, \dots, Q$ 方向入射,期望信号和干扰信号均满足窄带远场条件。则在 $k$ 时刻, $N \times 1$ 维主阵列接收数据矢量 $\mathbf{Y}(k)$ 可表示为

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{A}\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}_{\text{ma}}(k) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{Y}(k) = [y_1(k), y_2(k), \dots, y_N(k)]^T$ ,  $(\cdot)^T$ 表示转置, $y_i(k)$ 表示 $k$ 时刻主阵列第 $i$ 个阵元接收数据, $i = 1, 2, \dots, N$ ,  $k = 1, 2, \dots, K$ ,  $\mathbf{A}$ 为 $N \times (Q+1)$ 维阵列流型矩阵,表示为 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_Q)]$ ,其中 $\mathbf{a}(\theta_q) = [1, \exp(j\beta_q), \dots, \exp[j(N-1)\beta_q]]^T$ ,  $q = 0, 1, 2, \dots, Q$ 为第 $q$ 个信源的导向矢量, $j$ 为虚数单位,主阵列静态权矢量为 $\mathbf{w}_q = \mathbf{a}(\theta_0)$ ,其中

$$\beta_q = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_q) \quad (2)$$

$\lambda$ 为工作波长, $\mathbf{S}(k) = [s_0(k), s_1(k), \dots, s_Q(k)]^T$ 为各入射信号在 $k$ 时刻的复包络组成信号矢量,假设目标信号复包络与各干扰信号复包络、各干扰信

号复包络之间均不相关。 $\mathbf{N}_{\text{ma}}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_N(k)]^T$ 为 $N \times 1$ 维阵列阵元高斯白噪声矢量,其与入射信号均不相关,并且各噪声满足独立同分布条件。 $k$ 时刻,主通道输出为

$$g(k) = \mathbf{w}_q^H \mathbf{Y}(k) \quad (3)$$

其中 $(\cdot)^H$ 表示共轭转置。

辅助天线阵列放置在离雷达天线相位中心相当近的地方,以保证干扰信号取样与雷达天线副瓣接收信号的相关性。在同一时刻 $k$ , $M$ 元辅助阵列接收数据为

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{B}\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}_{\text{au}}(k) \quad (4)$$

其中, $\mathbf{X}(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_M(k)]^T$ 表示 $M \times 1$ 维接收数据矢量, $M$ 满足条件 $Q \leq M \leq N$ , $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_0), \mathbf{b}(\theta_1), \dots, \mathbf{b}(\theta_M)]$ 为辅助阵列的阵列流型矩阵, $\mathbf{b}(\theta_q) = [\exp(ji_1\beta_q), \exp(ji_2\beta_q), \dots, \exp(ji_M\beta_q)]^T$ ,  $q = 0, 1, \dots, Q$ ,  $i_1, i_2, \dots, i_M$ 分别表示 $M$ 个辅助阵元相对于主天线阵列参考单元的位置,以间距 $d$ 为单位。 $\mathbf{N}_{\text{au}}(k) = [n_1(k), n_2(k), \dots, n_M(k)]^T$ 为 $M \times 1$ 维阵列阵元高斯白噪声矢量,式(4)中,各信号的统计特性与式(1)各信号统计特性相同。

SLC的原理是调整辅助通道权矢量使得主、辅通道对消输出后的输出功率最小,可以通过最小均方准则表示为

$$\mathbf{w}_{\text{au,opt}} = \min_{\mathbf{w}_{\text{au}}} |g(k) - \mathbf{w}_{\text{au}}^H \mathbf{X}(k)|^2 \quad (5)$$

通过推导得到最优权矢量

$$\mathbf{w}_{\text{au,opt}} = \mathbf{R}_{\text{xx}}^{-1} \mathbf{r}_{\text{xg}} \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{R}_{\text{xx}} = \text{E}\{\mathbf{X}^H(k)\mathbf{X}(k)\} \quad (7)$$

$$\mathbf{r}_{\text{xg}} = \text{E}\{\mathbf{X}_{\text{au}}(k)g^*(k)\} \quad (8)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示共轭, $\text{E}[\cdot]$ 表示期望运算。

为了避免期望信号相消的现象,辅助天线的加权系数通常是在雷达休止期采样一些干扰的样本数据得到,然后利用以下估计得到

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{xx}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}(k)\mathbf{X}^H(k) \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{\text{xg}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}(k)g^*(k) \quad (10)$$

一般将脉冲雷达的间歇期信号进行采样作为训练数据,而当期望信号存在时,只加权不接收。也可通过间歇发射的方式实现,即每隔一段时间只接受干扰信号,不发射信号,由此通过不含期望信号的辅助通道求解最优权矢量。

### 3 基于旁瓣对消器的自适应零陷优化设计

为保证方法的扩展性，本文以Mailloux的设想作为切入点。Mailloux方法是假设在空间中的干扰源周围存在一组功率大小相等且中心频率相同的均匀密集不相干干扰，这一假设默认该组虚拟干扰源关于每个干扰源方向中心位置对称分布。根据这一设想，本文假设在干扰源左、右两侧分别分布有 $I_1$ 和 $I_2$ 个功率大小相等且中心频率相同的均匀密集不相干虚拟干扰，该组虚拟干扰与目标信号、干扰源信号以及噪声之间互不相关。根据假设，扩展后主阵列和辅助阵列在 $k$ 时刻接收信号分别为

$$\tilde{\mathbf{Y}}(k) = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{S}}(k) + \mathbf{N}_{\text{ma}}(k) \quad (11)$$

$$\tilde{\mathbf{X}}(k) = \tilde{\mathbf{B}}\tilde{\mathbf{S}}(k) + \mathbf{N}_{\text{au}}(k) \quad (12)$$

其中， $\tilde{\mathbf{Y}}(k)$ 、 $\tilde{\mathbf{X}}(k)$ 分别为干扰信号扩展后主、辅阵列的接收信号，假设训练数据中不包含目标信号，则 $\tilde{\mathbf{A}} = [\mathbf{a}(\theta_{1,-I_1}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{1,I_2}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{Q,-I_1}), \dots, \mathbf{a}(\theta_{Q,I_2})]$ ， $\tilde{\mathbf{B}} = [\mathbf{b}(\theta_{1,-I_1}), \dots, \mathbf{b}(\theta_{1,I_2}), \dots, \mathbf{b}(\theta_{Q,-I_1}), \dots, \mathbf{b}(\theta_{Q,I_2})]$ 为扩展之后主、辅阵列的阵列流型矩阵，其中 $\mathbf{a}(\theta_{q,p}) = \{1, \exp[j(\beta_q + 2\pi dp\Delta u/\lambda)], \dots, \exp[j(N-1)(\beta_q + 2\pi dp\Delta u/\lambda)]\}^T$ ， $\mathbf{b}(\theta_{q,p}) = \{\exp[ji_1(\beta_q + 2\pi dp\Delta u/\lambda)], \exp[ji_2(\beta_q + 2\pi dp\Delta u/\lambda)], \dots, \exp[ji_M(\beta_q + 2\pi dp\Delta u/\lambda)]\}^T$ 分别表示第 $q$ ， $q = 1, 2, \dots, Q$ 个干扰源附近添加的第 $p$ ， $p = -I_1, -(I_1-1), \dots, I_2$ 个虚拟干扰的导向矢量， $\Delta u$ 表示空间均匀分布的干扰源的角度余弦间隔， $\tilde{\mathbf{S}}(k) = [s_{1,-I_1}(k), \dots, s_{1,I_2}(k), \dots, s_{Q,-I_1}(k), \dots, s_{Q,I_2}(k)]^T$ 是各入射信号在 $k$ 时刻的复包络，假设噪声矢量不变。观察式(6)表明，最优权矢量的求解需要计算得到辅助阵列接收数据自协方差矩阵 $\mathbf{R}_{\text{xx}}$ 和主、辅阵列接收数据互相关向量 $\mathbf{r}_{\text{yg}}$ 两个量，下面分别对其推导。

假设零陷展宽后，两个协方差矩阵分别记为 $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{xx}}$ 和 $\tilde{\mathbf{r}}_{\text{yg}}$ 。令 $\sin(\theta) = u$ ，则扩展后的自协方差矩阵为

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{R}}_{\text{xx}}]_{m,n} &= \sum_{q=1}^Q \sum_{p=-I_1}^{I_2} \sigma_q^2 \exp[j2\pi(i_m - i_n)] \\ &\quad \cdot d(u_q + p\Delta u/\lambda) + \sigma_n^2 \delta(m-n) = [\mathbf{R}_{\text{xx}}]_{m,n} \\ &\quad \cdot \frac{\sin[\pi(i_m - i_n)d(W_r + W_l)/\lambda]}{\sin[\pi(i_m - i_n)d(W_r + W_l)/(I_1 + I_2)/\lambda]} \\ &\quad \cdot \exp[j\pi(i_m - i_n)d(W_r - W_l)/\lambda] \end{aligned} \quad (13)$$

其中， $\tilde{\mathbf{R}}_{\text{xx}}$ 表示扩展后辅助阵列接收信号自协方差矩阵， $[\cdot]_{m,n}$ 表示矩阵中第 $m$ 行，第 $n$ 列的元素， $\sigma_q^2$ 是第 $q$ 个干扰信号功率， $\sigma_n^2$ 为阵列噪声功率， $W_l$ 和 $W_r$ 分别为干扰源方位左右两侧展宽角度，其中， $W_l = I_1 \cdot \Delta u$ ， $W_r = I_2 \cdot \Delta u$ ， $\delta(m, n)$ 为2维Kronecker函数

$$\delta(m, n) = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (14)$$

式(13)中第2、第3项乘积因子共同组成了复数域锥化矩阵，记为 $\mathbf{T}_{\text{xx}}$ ，由式(12)可以得到 $\mathbf{T}_{\text{xx}}$ 为 $M \times M$ 维矩阵，进而得到

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{xx}} = \mathbf{R}_{\text{xx}} \odot \mathbf{T}_{\text{xx}} \quad (15)$$

其中， $\odot$ 表示Hadamard乘积。记 $[\mathbf{C}_1]_{m,n} = \pi(i_m - i_n)d/\lambda$ ，可以看到 $\mathbf{C}_1$ 只与辅助阵列阵元位置有关，进一步将 $\mathbf{T}_{\text{xx}}$ 记为

$$\begin{aligned} [\mathbf{T}_{\text{xx}}]_{m,n} &= \frac{\sin((W_l + W_r) \cdot [\mathbf{C}_1]_{m,n})}{\sin([\mathbf{C}_1]_{m,n} \cdot (W_r + W_l)/(I_1 + I_2))} \\ &\quad \cdot \exp[j(W_r - W_l) \cdot [\mathbf{C}_1]_{m,n}] \end{aligned} \quad (16)$$

接下来对互相关矢量 $\tilde{\mathbf{r}}_{\text{yg}}$ 的求解做理论推导。将原始信号互相关矢量 $\mathbf{r}_{\text{yg}}$ 重写为

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\text{yg}} &= \mathbf{E}\{\mathbf{X}(k)g^*(k)\} = \mathbf{E}\{\mathbf{X}(k)(\mathbf{w}_q^H \mathbf{Y}(k))^H\} \\ &= \mathbf{E}\{\mathbf{X}(k)\mathbf{Y}^H(k)\}\mathbf{w}_q \end{aligned} \quad (17)$$

记主辅通道数据的互协方差矩阵为 $\mathbf{R}_{\text{xy}} = \mathbf{E}\{\mathbf{X}(k)\mathbf{Y}^H(k)\}$ ，则 $\mathbf{R}_{\text{xy}} = \mathbf{B}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H$ 。可以得到扩展前的互协方差矩阵的元素为

$$[\mathbf{R}_{\text{xy}}]_{m,n} = \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \exp(j2\pi[i_m - (n-1)]d]u_q/\lambda) \quad (18)$$

根据假设，每个干扰附近有均匀分布的 $I_1 + I_2$ 个等功率干扰信号，则扩展之后信号的互协方差矩阵的第 $m$ 行，第 $n$ 列个元素为

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{R}}_{\text{xy}}]_{m,n} &= \sum_{q=1}^Q \sum_{p=-I_1}^{I_2} \sigma_q^2 \exp(j\pi[i_m - (n-1)] \\ &\quad \cdot d(u_q + p\Delta u/\lambda)) \\ &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \exp(j2\pi[i_m - (n-1)]du_q/\lambda) \\ &\quad \cdot \sum_{p=-I_1}^{I_2} \exp(j\pi[i_m - (n-1)]dpu_q/\lambda) \\ &= [\mathbf{R}_{\text{xy}}]_{m,n} \cdot [\mathbf{T}_{\text{xy}}]_{m,n} \end{aligned} \quad (19)$$

等式中记 $[\mathbf{C}_2]_{m,n} = \pi(i_m - (n-1))d/\lambda$ ，其中 $\mathbf{C}_2$ 只与主辅阵列阵元位置有关，得到 $\mathbf{T}_{\text{xy}}$ 表达式为

$$\begin{aligned} [\mathbf{T}_{\text{xy}}]_{m,n} &= \frac{\sin((W_l + W_r) \cdot [\mathbf{C}_2]_{m,n})}{\sin([\mathbf{C}_2]_{m,n} \cdot (W_l + W_r)/(I_1 + I_2))} \\ &\quad \cdot \exp(j(W_r - W_l) \cdot [\mathbf{C}_2]_{m,n}) \end{aligned} \quad (20)$$

进而得到 $\tilde{\mathbf{r}}_{\text{yg}} = \tilde{\mathbf{R}}_{\text{xy}}\mathbf{w}_q$ ，其中

$$\tilde{\mathbf{R}}_{\text{xy}} = \mathbf{R}_{\text{xy}} \odot \mathbf{T}_{\text{xy}} \quad (21)$$

经过以上推导,得到SLC结构下自适应零陷展宽的最优权矢量为

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{au,opt}} = \tilde{\mathbf{R}}_{\text{xx}}^{-1} \tilde{\mathbf{r}}_{\text{yg}} \quad (22)$$

最终通过波束合成得到零陷展宽后旁瓣对消输出  $z(k) = g(k) - \tilde{\mathbf{w}}_{\text{au,opt}}^H \mathbf{X}(k)$ 。

通过将文献[15]结论与式(16)和式(20)相对比可以发现,扩展后的协方差矩阵在常规实锥化矩阵的基础上增加了复指数项乘积因子,复乘积因子的引入有助于增强抗强方向性干扰的稳健性。由于该算法采用的是复锥化矩阵,通过以上推导过程可以得到,常规零陷展宽算法(文献[15])与本方法的时间复杂度均为  $O(M^2N)$ ,计算量相较于文献[15]有少量增加,但是在拥有现代高速数字处理机的时代,增加的计算量可以忽略。传统零陷展宽算法只能在干扰源位置对称区域形成等宽零陷,有时零陷区域对称分布对于雷达来说可能是一种资源浪费。如图1所示,当雷达平台静止,或者发生抖动时,通过常规零陷展宽可以成功压制干扰信号(图1(a));但是当平台自身作定向转动,又或干扰机作某一相对方向强运动时,会造成与运动方向反方向零陷展宽的不必要损失,这种损失会引发方向图副瓣电平升高或零陷深度变浅等问题,导致性能下降,针对此类问题,在不直接提高权值更新速率和降低权向量的应用时间情况下,本文所提方法完全可以通过自适应零陷控制的方法避免此损失(图1(b)),鲁棒性得到较大提升。

在锥化矩阵的表达式中,假设零陷区域相对干扰源位置基于干扰环境先验信息已经确定,此时,复锥化矩阵  $\mathbf{T}$  只受虚拟干扰个数影响,其中参数  $I_1 + I_2$  主要决定了零陷底部的平坦程度:  $I_1 + I_2$  越大,零陷底部越平坦,但是从  $\mathbf{T}$  的表达式可以看到,锥化处理却使得干扰噪声协方差矩阵的干噪比增加了  $I_1 + I_2$  倍;  $I_1 + I_2$  越小,协方差矩阵的干噪比受影响越小,但是在干扰方向展宽的零陷波动就比较大。从以上分析可以看出,对参数  $I_1 + I_2$  的选取可根据环境人为设定,但由推导过程中的假设可以得到,参数  $I_1 + I_2$  的值不可以小于2。

通过以上分析可以看到,采用复锥削矩阵  $\mathbf{T}$  对接收信号协方差矩阵进行锥削,不仅可以实现角度扩散,而且可以通过对复指数项参数的合理分配,在虚拟干扰个数一定时,通过调节参数  $W_l$  和  $W_r$ ,准确调节零陷扩展后两侧零宽的比例,进而控制零陷展宽位置,达到配合环境先验信息提高雷达抗干扰的能力,这一优化算法属于对CMT理论的扩展。

#### 4 仿真验证

设天线阵为ULA,主阵列阵元数为32,阵元为

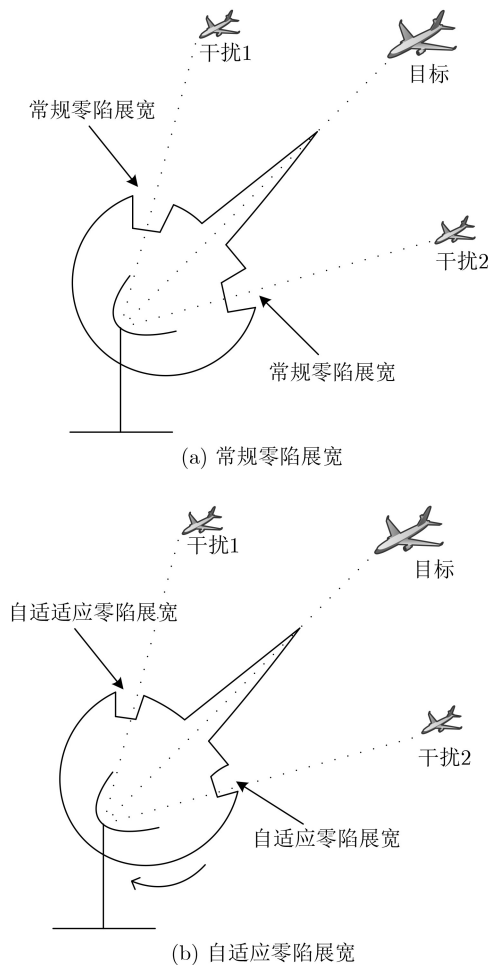


图1 不同零陷展宽区域效果图

理想的全向天线,阵元间距为半波长,窗函数选取切比雪夫窗,第1旁瓣电平为  $-30$  dB,应用于静态权矢量以降低副瓣电平,选择5个阵元作为辅助天线放置在主阵列内,均为全向天线,辅助阵列相对主阵列第1阵元参考单元的位置分别是  $[0, 7, 15, 19, 30]$ ,单位为半波长,左右两侧展宽宽度分别为  $W_l, W_r$  单位是角度余弦,令  $I_1 + I_2 = 10$ ,取快拍数1000,对角加载量为6 dB。天线内噪声为高斯白噪声,假设期望信号方向为与主天线法线方向夹角为  $0^\circ$ 。为了与常规零陷展宽形成对比,将文献[15]提出的零陷展宽的方法作为常规展宽应用于以下实验中。

**实验1** 假设一个干噪比为40 dB的噪声干扰从  $37^\circ$  方向入射到阵列上,常规零陷展宽总宽度为参数  $W_{\text{idth}} = 0.105$ 。为了体现本文算法的性能,本实验仿真得到了两个对比图。在图2(a)中,设置本文算法参数为  $W_l = 0.052, W_r = 0.004$ ,在图2(b)中,设置本文算法参数为  $W_l = 0.004, W_r = 0.052$ ,即为形成有效对比,本文算法有针对性地展宽零陷区域。从图2可以看到,在同侧等零陷展宽条件下,本文算法形成的零陷更深,同时副瓣电平降

低，因此抗干扰能力更强，如前所述，在雷达平台与干扰源发生作相对单一方向的移动时，采用本文方法有方向性地展宽零陷，可以加深零陷，进而提高雷达自适应抗干扰能力。图3是两种方法产生等宽零陷时得到的对比图。由图3可以看出，本文方法除了可以得到与常规零陷展宽相同的零陷深度外，其展宽角度还可以根据先验信息进行指定方向地移动，从而在干扰移出常规零陷区域范围后，在不更新权值的情况下依然保持较高的干扰抑制性能，从而减少自适应权向量的更新速度，减少计算量。

同时，在与实验1相同仿真参数的基础上，对文献[15]与本文算法的运算量进行了仿真分析，表1

给出实际的运算时间比较。通过表1可以看出，本文所提算法与文献[15]所提方法相比，运算量有少量增加，仿真结果与上文分析结果相符。

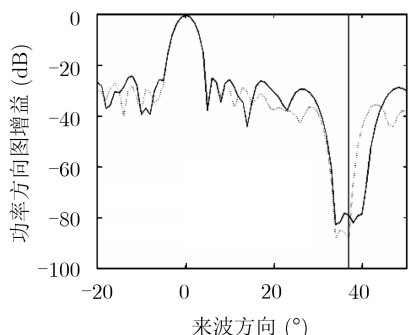
表 1 不同展宽算法运算时间比较(ms)

零陷展宽算法	运算时间
文献[15]	0.157076
本文算法	0.175632

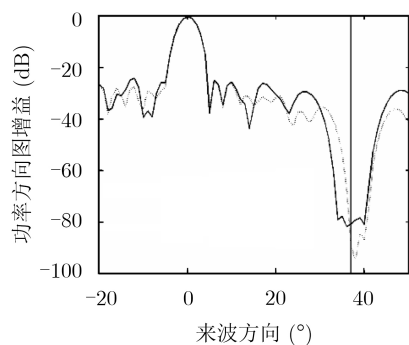
**实验2** 假设雷达脉冲重复周期(PRT)为2 ms，在一个PRT内，干噪比为60 dB的干扰信号从37°方向入射到阵列上，同时一个信噪比为15 dB的目标存在雷达的回波信号中。雷达天线逆时针转动，其转速为20 r/min，则一个PRT内干扰相对阵列法线方向角度变动了0.24°。设定起始角度为训练数据中干扰的入射角度，将训练数据得到的自适应权值应用于接下来29个PRT中，图4为输出信干噪比图。实验中，将文献[15]算法和本文方法作对比，设常规等零陷展宽总宽度为 $W_{idth} = 0.070$ ，设本文方法中顺时针方向展宽 $W_l = 0.0035$ ，逆时针方向展宽 $W_r = 0.061$ ，每个角度偏差的输出信干噪比均通过2000次蒙特卡洛实验取平均。从图4中可以看出，短时间内，即PRT个数较少时，对应于图4中角度偏差在2°之前，两种方法对于干扰都起到了最大程度的抑制性能，但是当PRT个数逐渐增多，也就是权值应用时间变长，常规零陷展宽得到的权值与干扰角度出现失配现象，随着失配程度增大，干扰抑制性能迅速下降，使得输出信噪比降低，严重影响雷达对目标的检测。而对于本文算法，即使有较长的权值应用期，雷达依然可以保持较深零陷，并且增加了零陷展宽宽度，降低了权矢量更新速率，提高了抗干扰稳健性，证明本文研究的价值所在。

### 5 结束语

根据传统协方差矩阵锥化理论中，针对零陷展宽能力固定、不能灵活调节零陷区域的问题，本文



(a) 左侧等零陷展宽



(b) 右侧等零陷展宽

—— 常规展宽    - - - - 本文方法

图 2 同侧等零陷展宽合成方向图

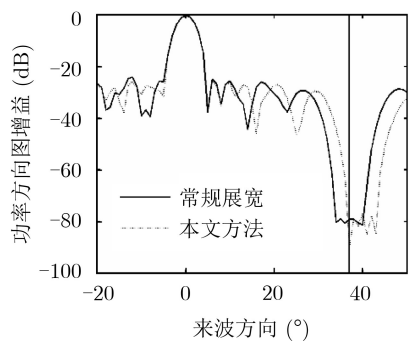


图 3 自适应零陷展宽前后合成方向图

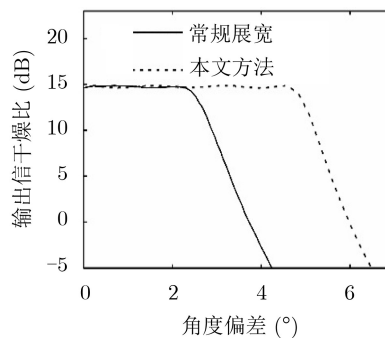


图 4 输出信干噪比随角度偏差变化图

提出了一种自适应零陷优化设计算法。该算法通过对旁瓣对消器辅助阵列接收数据自协方差矩阵和主、辅阵列接收数据互协方差矩阵同时进行锥削可以实现零陷展宽,并且可以通过先验信息自适应调节零陷区域,相同环境下,本文方法稳健性更强。本文提出的锥削矩阵只与天线阵元位置有关,可以离线生成,适合工程应用。仿真结果表明,与常规零陷展宽相比,本文方法在对抗非平稳方向性干扰时形成的零陷底部更深更平坦,提高了抗干扰能力。

### 参 考 文 献

- [1] 王永良,丁前军,李荣锋. 自适应阵列处理[M]. 北京:清华大学出版社,2009:203-208.
- [2] ZHENG Zhi, ZHENG Yan, WANG Wenqin, *et al.* Covariance matrix reconstruction with interference steering vector and power estimation for robust adaptive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(9): 8495-8503. doi: [10.1109/TVT.2018.2849646](https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2849646).
- [3] DUAN Keqing, YUAN Huadong, XU Hong, *et al.* Sparsity-based non-stationary clutter suppression technique for airborne radar[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 56162-56169. doi: [10.1109/ACCESS.2018.2873021](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2873021).
- [4] HUANG Yongwei and VOROBYOV S A. An inner SOCP approximate algorithm for robust adaptive beamforming for General-Rank signal model[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2018, 25(11): 1735-1739. doi: [10.1109/LSP.2018.2871612](https://doi.org/10.1109/LSP.2018.2871612).
- [5] LIU Jun, ORLANDO D, ADDABBO P, *et al.* SINR distribution for the persymmetric SMI beamformer with steering vector mismatches[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(5): 1382-1392. doi: [10.1109/TSP.2019.2892027](https://doi.org/10.1109/TSP.2019.2892027).
- [6] FENG Yang, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al.* Robust beamforming using multiple constraints relaxation[C]. The 10th IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Sheffield, UK, 2018: 514-518. doi: [10.1109/SAM.2018.8448458](https://doi.org/10.1109/SAM.2018.8448458).
- [7] 李文兴,毛晓军,孙亚秀. 一种新的波束形成零陷展宽算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(12): 2882-2888. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.02018](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.02018).  
LI Wenxing, MAO Xiaojun, and SUN Yaxiu. A new algorithm for null broadening beamforming[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(12): 2882-2888. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.02018](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.02018).
- [8] 范展,梁国龙,王逸林. 一种零陷展宽鲁棒自适应波束形成算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(11): 2764-2770. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.00087](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.00087).  
FAN Zhan, LIANG Guolong, and WANG Yilin. Robust adaptive beamforming with null widening[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(11): 2764-2770. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.00087](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.00087).
- [9] MAILLOUX R J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs[J]. *Electronics Letters*, 1995, 31(10): 771-772. doi: [10.1049/el:19950537](https://doi.org/10.1049/el:19950537).
- [10] ZATMAN M. Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis[J]. *Electronics Letters*, 1995, 31(25): 2141-2142. doi: [10.1049/el:19951486](https://doi.org/10.1049/el:19951486).
- [11] GUERCI J R. Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1999, 47(4): 977-985. doi: [10.1109/78.752596](https://doi.org/10.1109/78.752596).
- [12] GERSHMAN A B and ERMOLAEV V T. Synthesis of the weight distribution of an adaptive antenna array with wide dips in the directional pattern[J]. *Radiophysics and Quantum Electronics*, 1991, 34(6): 600-603. doi: [10.1007/BF01039589](https://doi.org/10.1007/BF01039589).
- [13] 李荣锋,王永良,万山虎. 自适应天线方向图干扰零陷加宽方法研究[J]. 现代雷达, 2003, 25(2): 42-45. doi: [10.3969/j.issn.1004-7859.2003.02.012](https://doi.org/10.3969/j.issn.1004-7859.2003.02.012).  
LI Rongfeng, WANG Yongliang, and WAN Shanhu. Research on adapted pattern null widening techniques[J]. *Modern Radar*, 2003, 25(2): 42-45. doi: [10.3969/j.issn.1004-7859.2003.02.012](https://doi.org/10.3969/j.issn.1004-7859.2003.02.012).
- [14] SU Hongtao, LIU Hongwei, SHUI Penglang, *et al.* Adaptive beamforming for nonstationary HF interference cancellation in skywave over-the-Horizon radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(1): 312-324. doi: [10.1109/taes.2013.6404105](https://doi.org/10.1109/taes.2013.6404105).
- [15] 刘子威,苏洪涛,胡勤振. 一种零陷展宽稳健旁瓣相消算法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(3): 565-570. doi: [10.11999/JEIT150686](https://doi.org/10.11999/JEIT150686).  
LIU Ziwei, SU Hongtao, and HU Qinzen. Robust sidelobes cancellation algorithm with null broadening[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(3): 565-570. doi: [10.11999/JEIT150686](https://doi.org/10.11999/JEIT150686).

曹运合: 男, 1978年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、阵列信号处理、高速实时信号处理、DSP与FPGA开发。

郭勇强: 男, 1993年生, 硕士生, 研究方向为阵列信号处理、智能化雷达有源干扰抑制。

刘 帅: 男, 1995年生, 博士生, 研究方向雷达信号处理、捷变频信号处理。

刘玉涛: 男, 1981年生, 博士, 高级工程师, 研究方向为移动自组网、认知无线电等。