

# 一种稳健的机载面阵雷达非均匀杂波抑制方法

肖浩<sup>①</sup> 王彤<sup>\*①</sup> 文才<sup>②</sup> 刘程<sup>①</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>(西北大学信息科学与技术学院 西安 710071)

**摘要:** 在非均匀杂波和密集目标环境下, 由于没有足够的独立同分布(IID)训练样本, 传统空时自适应处理(STAP)方法的杂波抑制性能严重下降。针对以上问题, 该文提出一种对阵元误差稳健的机载面阵雷达非均匀杂波抑制方法。该方法首先根据雷达系统参数先验知识构造杂波表示基矩阵。然后在考虑阵元误差的情况下, 基于最小二乘准则迭代地估计杂波表示系数和阵元误差, 最后利用估计得到的最优杂波表示系数和阵元误差直接在阵元脉冲域进行杂波对消。该方法无须估计待检测单元统计特性; 没有孔径损失; 不需要训练样本; 即使在距离模糊情况下也能有效地抑制密集目标环境下机载面阵雷达回波数据中的非均匀杂波。仿真结果验证了该文方法的有效性。

**关键词:** 机载面阵雷达; 密集目标; 非均匀杂波; 杂波抑制

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)01-0138-07

DOI: 10.11999/JEIT191051

## A Robust Heterogeneous Clutter Suppression Method for Airborne Planar Array Radar

XIAO Hao<sup>①</sup> WANG Tong<sup>①</sup> WEN Cai<sup>②</sup> LIU Cheng<sup>①</sup>

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

<sup>②</sup>(School of Information Science and Technology, Northwest University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** Due to lack of enough Independent Identically Distributed (IID) training samples, it seriously degrades the clutter suppression performance of the traditional Space-Time Adaptive Processing (STAP) algorithms in heterogeneous clutter and target rich environment. To solve the problem, a heterogeneous clutter suppression method for the airborne plane array radar is proposed, which is robust to the array error. Firstly, the clutter representation basis matrix is constructed by the radar system parameters priori knowledge. Next, with the consideration of array error, it estimates iteratively the clutter representation coefficient and array error by the least square criterion. Finally, the clutter cancellation is conducted by the obtained optimal clutter representation coefficient and array error in element-pulse domain. The proposed method does not need to estimate the statistical properties of cell under test and has no aperture loss. In addition, it does not need any training sample and can suppress effectively the heterogeneous clutter of airborne planar array radar echo data in rich target environment even if range ambiguity exists. Simulation results verify the validity of the proposed method.

**Key words:** Airborne planar array radar; Rich target; Heterogeneous clutter; Clutter suppression

### 1 引言

机载预警雷达下视工作时雷达天线副瓣不可避免地会接收来自地面的回波信号, 这使得感兴趣的

慢速运动弱小目标往往被复杂的强地杂波所遮盖而不易被检测出来, 因此机载预警雷达必须进行杂波抑制处理。空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)是一种有效的杂波抑制技术, 它可以显著提高机载预警雷达系统对运动目标的检测性能, 因而受到大量研究者广泛的关注<sup>[1]</sup>。由于事先通常无法预知杂波信号的统计特性, 传统STAP方法经常需要在待检测单元(Cell Under Test, CUT)周围选取一定数量且与待检测单元数据满足独立同分布(Independent Identically Distributed,

收稿日期: 2019-12-30; 改回日期: 2020-08-26; 网络出版: 2020-09-16

\*通信作者: 王彤 twang@mail.xidian.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61801383), 陕西省自然科学基金(2019JQ-460)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61801383), The Shaanxi Province Natural Science Foundation (2019JQ-460)

IID)条件的距离单元数据作为训练样本来估计待检测单元的干扰协方差矩阵。根据著名的RMB准则<sup>[2]</sup>,为获得相对最优处理不超过3 dB的平均性能损失,所需要的IID训练样本数至少是系统自由度的两倍。然而,雷达实际工作场景中复杂的地表类型(平原、山地和高原等)、不同的植被覆盖、孤立杂波点(高耸的建筑物)以及天线的非正侧视安置等情况都会使机载预警雷达回波数据出现非均匀。另外机载预警雷达很可能工作在密集目标环境下,这导致机载预警雷达回波数据的非均匀性进一步增加,高度非均匀的杂波环境使得STAP所需求的两倍系统自由度IID训练样本要求很难满足,从而导致机载面阵雷达STAP的杂波抑制性能明显降低。

为了提高机载面阵雷达在非均匀环境下的杂波抑制性能,许多有效的杂波抑制算法被STAP研究者提出,这包括3维扩展因子方法<sup>[3]</sup>(3 Dimension Extended Factored Approach, 3DEFA)、多普勒补偿方法<sup>[4]</sup>(Doppler Compensation, DC)、基于杂波谱配准补偿方法<sup>[5]</sup>(Registration-Based Compensation, RBC)、贝叶斯学习方法<sup>[6,7]</sup>(Bayesian Learning, BL)、子空间方法<sup>[8]</sup>(Subspace Method, SM)以及稀疏恢复方法<sup>[9,10]</sup>(Sparse Recovery, SR)等,但这些算法也有一些不足之处。3DEFA需要将数据变换到多普勒域进行处理,当目标的多普勒频率不落在多普勒滤波器组主瓣对应的多普勒频点时会存在目标相消的问题。从理论上讲,适用于等距阵非均匀杂波抑制问题的DC和RBC方法也能抑制面阵天线的非均匀杂波,然而当天线阵列流型存在误差以及雷达接收的回波信号存在距离模糊时,这些算法的杂波抑制性能明显下降。BL方法需要假定一个与机载雷达接收到的杂波数据统计分布一致的先验分布,当假定的先验分布出现偏差时,BL方法就无法准确地估计待测单元的干扰协方差矩阵。SM方法需要准确地估计杂波秩,如果杂波秩估计不准确,SM方法的杂波抑制性能会明显下降,并且对阵列误差不稳健。许多SR方法都需要离散化整个空时平面,这导致SR方法在一定程度上都存在网格失配(即使采用网格失配校正也无法从根本上解决)的问题,而且大多数SR方法对阵元误差不稳健。另外需要指出的是,这些方法都只能抑制CUT中的非均匀杂波,因为无法估计CUT内孤立杂波点的统计特性,STAP不能有效抑制这些孤立杂波点信号,导致大量虚警。为了抑制CUT中的孤立杂波点信号,人们提出了直接数据域方法<sup>[11]</sup>(Direct Data Domain, D3)。D3可以有效地抑制孤立杂波点信号,但存在孔径损失以及阵元误差不稳健的问题。

针对上述问题,本文提出了一种适用于距离模糊情况、对阵元误差稳健、没有孔径损失而且不存在目标相消问题的机载面阵雷达非均匀杂波抑制方法。该方法首先根据雷达系统参数先验知识构造杂波表示基矩阵,然后在考虑阵元误差的情况下,基于最小二乘准则迭代地估计杂波表示系数和阵元误差。当迭代过程收敛时,利用估计的最优杂波表示系数和阵元误差在阵元脉冲域中直接进行杂波对消处理,仿真结果验证了该方法的有效性。

## 2 信号模型和杂波特性分析

机载雷达观测几何如图1所示(没有考虑地球曲率的影响)。载机沿着Y轴正方向水平地匀速飞行,速度为 $v$ ,高度为 $H$ ;雷达波长为 $\lambda$ ,脉冲重复频率为 $f_r$ ,相干处理间隔内发射的脉冲数为 $K$ ;天线阵列为 $M$ 行 $N$ 列的矩形面阵,俯仰向和方位向的阵元间距均为 $d$ 。假设杂波散射体 $S$ 相对于天线阵面轴向的方位角和俯仰角分别为 $\theta$ 和 $\varphi$ ,那么杂波散射体 $S$ 对应的归一化俯仰空间频率 $f_{se}$ 、归一化方位空间频率 $f_{sa}$ 以及归一化多普勒频率 $f_d$ 分别可以表示为

$$f_{se} = d \cos \varphi / \lambda \quad (1)$$

$$f_{sa} = d \cos \varphi \cos \theta / \lambda \quad (2)$$

$$f_d = 2v \cos \varphi \cos (\theta + \alpha) / \lambda f_r \quad (3)$$

式(3)中, $\alpha$ 表示天线安装角(阵面轴向与速度方向之间的夹角)。

一般来讲,在机载雷达中经常将等距离环均匀地划分成多个杂波散射体来对雷达系统接收的杂波回波信号进行建模。本文基于文献[1]中的Ward杂波模型并考虑距离模糊的影响,理想情况下的第 $q$ 号距离单元的杂波数据 $\mathbf{x}_q^c$ 可以表示为

$$\mathbf{x}_q^c = \sum_{r=1}^{N_r} \sum_{k=1}^{N_c} a_{k,q,r} \mathbf{v}(\theta_k, \varphi_{q,r}) \quad (4)$$

其中, $N_r$ 表示距离模糊次数, $N_c$ 表示等距离环均匀划分的杂波散射体数。 $a_{k,q,r}$ 表示第 $r$ 次模糊距离单元中第 $k$ 号杂波散射体的复幅度, $\mathbf{v}(\theta_k, \varphi_{q,r})$ 表示其对应的空时导向矢量,具体形式为

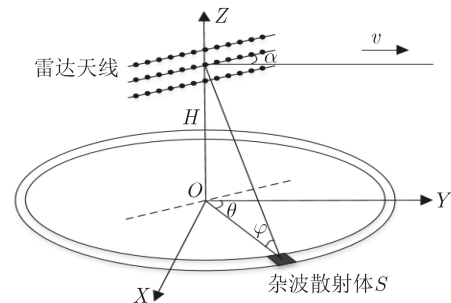


图1 机载雷达观测几何示意图

$$\mathbf{v}(\theta_k, \varphi_{q,r}) = \mathbf{v}_t(\theta_k, \varphi_{q,r}) \otimes \mathbf{v}_a(\theta_k, \varphi_{q,r}) \otimes \mathbf{v}_e(\varphi_{q,r}) \quad (5)$$

其中,  $\otimes$ 表示取Kronecker积操作,  $\mathbf{v}_e(\varphi_{q,r})$ ,  $\mathbf{v}_a(\theta_k, \varphi_{q,r})$ 以及 $\mathbf{v}_t(\theta_k, \varphi_{q,r})$ 分别表示该杂波散射体对应的俯仰空域导向矢量、方位空域导向矢量以及时域导向矢量, 具体表达式为

$$\mathbf{v}_e(\varphi_{q,r}) = \left[ 1 \quad e^{j2\pi f_{se,q,r}} \dots e^{j2\pi f_{se,q,r}(M-1)} \right]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{v}_a(\theta_k, \varphi_{q,r}) = \left[ 1 \quad e^{j2\pi f_{sa,k,q,r}} \dots e^{j2\pi f_{sa,k,q,r}(N-1)} \right]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{v}_t(\theta_k, \varphi_{q,r}) = \left[ 1 \quad e^{j2\pi f_{d,k,q,r}} \dots e^{j2\pi f_{d,k,q,r}(K-1)} \right]^T \quad (8)$$

其中,  $f_{se,q,r}$ ,  $f_{sa,k,q,r}$ 和 $f_{d,k,q,r}$ 分别表示该杂波散射体对应的归一化俯仰空域频率、归一化方位空域频率和归一化多普勒频率, 其相应地可依据式(1)、式(2)和式(3)计算,  $(\cdot)^T$ 表示取转置操作。

假设不考虑杂波内部运动<sup>[1]</sup>(Intrinsic Clutter Motion, ICM)的影响, 当雷达天线系统没有误差时, 由式(4)–式(8)给出的信号模型可以很好地描述机载面阵雷达回波数据中的杂波信号。然而在实际的雷达天线系统中由于阵元误差的影响, 式(6)和式(7)所采用的理想空域导向矢量无法有效地描述雷达天线阵列真实的幅相特性, 因此需要考虑阵元误差的影响。为简单起见, 假定阵元误差随等距离环上杂波散射体所在的方位角和距离变化, 那么误差模型可以表示为

$$\mathbf{e} = \left[ (1 + \rho_1)e^{j\delta_1} (1 + \rho_2)e^{j\delta_2} \dots (1 + \rho_{MN})e^{j\delta_{MN}} \right] \quad (9)$$

考虑阵元误差后, 式(5)左侧的理想空时导向矢量 $\mathbf{v}(\theta_k, \varphi_{q,r})$ 应该修正为

$$\hat{\mathbf{v}}(\theta_k, \varphi_{q,r}) = \mathbf{T}\mathbf{v}(\theta_k, \varphi_{q,r}) \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{T} = \mathbf{I}_K \otimes \text{diag}(\mathbf{e})$ 为阵元误差空时锥削矩阵,  $\mathbf{I}_K$ 表示 $K$ 阶的单位矩阵,  $\text{diag}(\cdot)$ 为取对角化操作。

### 3 非均匀杂波抑制方法

为了有效地抑制由雷达天线安置方式、天线方向图主副瓣以及孤立杂波点信号等因素引起的非均匀杂波和距离模糊杂波, 本文基于最小二乘准则, 并在考虑天线阵列非理想的情况下给出了一种对阵元误差稳健而且能有效抑制孤立杂波点信号以及距离模糊杂波的机载面阵雷达杂波抑制方法。

该方法主要包括构造杂波表示基矩阵、估计杂波表示系数与阵元误差以及杂波对消处理3部分。

#### 3.1 构造杂波表示基矩阵

考虑阵元误差的影响, 机载面阵雷达实际接收的第 $q$ 号距离单元的杂波数据 $\tilde{\mathbf{x}}_q^c$ 可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}_q^c &= \mathbf{T}\mathbf{V}_q\mathbf{a}_q \\ \mathbf{V}_q &= \left[ \mathbf{V}_q^1 \quad \mathbf{V}_q^2 \quad \dots \quad \mathbf{V}_q^{N_r} \right] \\ \mathbf{a}_q &= \left[ \mathbf{a}_q^1 \quad \mathbf{a}_q^2 \quad \dots \quad \mathbf{a}_q^{N_r} \right] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{V}_q^r = [\mathbf{v}(\theta_1, \varphi_{q,r}), \mathbf{v}(\theta_2, \varphi_{q,r}), \dots, \mathbf{v}(\theta_{N_c}, \varphi_{q,r})]$ ,  $\mathbf{a}_q^r = [a_{1,q,r}, a_{2,q,r}, \dots, a_{N_c,q,r}]^T$ ,  $r = 1, 2, \dots, N_r$ 。根据矩阵代数理论<sup>[12]</sup>, 当矩阵 $\mathbf{T}$ 满秩时, 矩阵 $\mathbf{T}\mathbf{V}_q$ 的秩等于矩阵 $\mathbf{V}_q$ 的秩, 这表明: 即使存在阵元误差,  $\mathbf{V}_q$ 的列空间 $\mathfrak{R}(\mathbf{V}_q)$ 依然可以构成第 $q$ 号距离单元实际接收杂波数据 $\tilde{\mathbf{x}}_q^c$ 的杂波子空间 $\mathbf{U}_q^c$ , 因此 $\mathbf{V}_q$ 理论上可以作为第 $q$ 号距离单元实际接收杂波数据 $\tilde{\mathbf{x}}_q^c$ 的杂波表示基矩阵。那么基于最小二乘准则并考虑阵元误差的影响, 估计第 $q$ 号距离单元杂波表示系数 $\mathbf{a}_q$ 和阵元误差 $\mathbf{e}$ 的优化问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{a}_q, \mathbf{e}} \left\| \mathbf{V}_q^H (\tilde{\mathbf{x}}_q - \mathbf{T}\mathbf{V}_q\mathbf{a}_q) \right\|_2^2 \quad (12)$$

式中,  $\tilde{\mathbf{x}}_q = \sum_{t=1}^{T_0} \beta_q^{\text{tar}}(t) \hat{\mathbf{v}}_q^{\text{tar}}(t) + \tilde{\mathbf{x}}_q^c + \mathbf{n}$ , 其中 $T$ ,  $\beta_q^{\text{tar}}(t)$ 和 $\hat{\mathbf{v}}_q^{\text{tar}}(t)$ 分别表示落在第 $q$ 号距离单元中的运动目标总数、第 $t$ 号运动目标的复幅度以及其对应的实际空时导向矢量,  $\mathbf{n}$ 表示接收机噪声,  $\|\cdot\|_2$ 表示向量的2-范数,  $(\cdot)^H$ 表示取共轭操作。如果第 $q$ 号距离单元中没有运动目标, 则 $T_0 = 0$ 。在机载雷达杂波数据建模时通常满足 $N_r N_c \gg s$ , 其中 $s$ 为系统空时自由度。当阵元误差 $\mathbf{e}$ 给定后, 式(14)为一个关于 $\mathbf{a}_q$ 的欠定最小二乘问题, 因此式(14)估计的杂波表示系数 $\mathbf{a}_q$ 不具有唯一解。为了使估计出来的 $\mathbf{a}_q$ 具有唯一解, 需要对杂波子空间 $\mathbf{U}_q^c$ 进行低秩逼近。在此首先对 $\mathbf{V}_q$ 进行奇异值分解

$$[\mathbf{L}_q, \mathbf{Z}_q, \mathbf{R}_q] = \text{svd}(\mathbf{V}_q) \quad (13)$$

其中,  $\text{svd}$ 表示奇异值分解操作,  $\mathbf{L}_q$ 和 $\mathbf{R}_q$ 分别为 $\mathbf{V}_q$ 的左奇异向量和右奇异向量矩阵,  $\mathbf{Z}_q$ 为奇异值矩阵

$$\mathbf{Z}_q = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_q^1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (14)$$

其中,  $\mathbf{Z}_q^1 = \text{diag}([\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \dots \ \varepsilon_s])$ , 其对角元素为 $\mathbf{V}_q$ 的奇异值, 并满足 $\varepsilon_1 > \varepsilon_2 > \dots > \varepsilon_s$ 。为了有效地逼近杂波子空间 $\mathbf{U}_q^c$ , 本文通过挑选占据 $\mathbf{V}_q$ 绝大部分能量的大奇异值个数 $r_0$ 的方法来估计杂波有效秩 $\gamma_c$ , 从而使 $\mathbf{L}_q$ 中这 $r_0$ 个大奇异值对应的左奇异向量所构成矩阵 $\mathbf{L}_q(1:r_0)$ 的列空间 $\mathfrak{R}(\mathbf{L}_q(1:r_0))$ 可以有效地逼近杂波子空间 $\mathbf{U}_q^c$ 。为了降低小奇异值的影响并确保逼近精度,  $r_0$ 可以通过式(15)来确定

$$r_0 = \lfloor 0.5(r_1 + r_2) \rfloor \quad (15)$$

其中,  $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整操作,  $r_1$ 和 $r_2$ 分别表示为满足逼近精度 $\rho_1$ 和 $\rho_2$ 所需要的 $\mathbf{Z}_q^1$ 中大奇异值个数, 其中 $r_1$ 和 $r_2$ 按式(16)来选择

$$\rho_1 = \left( \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_{r_1}}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_s} \right)^2, \rho_2 = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_{r_2}}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_s} \quad (16)$$

其中,  $r_1, r_2 \in [1, s]$ ,  $\rho_1, \rho_2 \in [0, 1]$ , 如果 $\rho_1$ 和 $\rho_2$ 的值越接近1, 这表明式(16)给出的 $r_0$ 个大奇异值对应的左奇异向量所构成的矩阵 $\mathbf{L}_q(1:r_0)$ 的列空间 $\Re(\mathbf{L}_q(1:r_0))$ 也越逼近杂波子空间 $\mathbf{U}_q^c$ 。本文中 $\rho_1$ 和 $\rho_2$ 都设置为0.999。那么第 $q$ 号距离单元实际接收杂波数据 $\tilde{\mathbf{x}}_q^c$ 的杂波表示基矩阵 $\Phi_q$ 可以表示为

$$\Phi_q = \mathbf{L}_q(1:r_0) \quad (17)$$

### 3.2 估计杂波表示系数和阵元误差

结合式(17)给出的杂波表示基矩阵 $\Phi_q$ , 估计第 $q$ 号距离单元数据 $\tilde{\mathbf{x}}_q$ 中的杂波信号在基矩阵 $\Phi_q$ 下的杂波表示系数 $\mathbf{b}_q$ 和阵元误差 $e$ 的优化问题可以改写为

$$\min_{\mathbf{a}_q, \mathbf{e}} \|\mathbf{V}_q^H(\tilde{\mathbf{x}}_q - \mathbf{T}\Phi_q\mathbf{b}_q)\|_2^2, \quad \text{s.t. } \mathbf{s}_0^H \mathbf{e} = 1 \quad (18)$$

其中,  $\mathbf{s}_0 = [1 \ \mathbf{0}_{1 \times (MN-1)}]^T$ ,  $\mathbf{0}_{1 \times (MN-1)}$ 表示 $1 \times (MN-1)$ 的全0矩阵, 式(18)中的约束条件是为了将阵元误差 $e$ 的第1号元素设置为1。由于 $\mathbf{b}_q$ 和 $\mathbf{e}$ 都是未知的变量, 本小节使用联合迭代方法来估计 $\mathbf{a}_q$ 和 $\mathbf{e}$ 。

当阵元误差 $\mathbf{e}$ 已知时, 式(18)可以改写为

$$\min_{\mathbf{a}_q} \|\mathbf{V}_q^H(\tilde{\mathbf{x}}_q - \mathbf{D}_q\mathbf{b}_q)\|_2^2, \quad \mathbf{D}_q = \mathbf{T}\Phi_q \quad (19)$$

显然, 式(19)为一权矩阵为 $\mathbf{W}_q = \mathbf{V}_q\mathbf{V}_q^H$ 的加权最小二乘问题, 求解式(19)可得估计的杂波表示系数 $\hat{\mathbf{b}}_q$ 为

$$\hat{\mathbf{b}}_q = (\mathbf{D}_q^H \mathbf{W}_q \mathbf{D}_q)^{-1} \mathbf{D}_q^H \mathbf{W}_q \tilde{\mathbf{x}}_q \quad (20)$$

令 $\mathbf{c}_q = \Phi_q \mathbf{b}_q$ ,  $\mathbf{C}_q = \text{diag}(\mathbf{c}_q)$ , 当杂波表示系数 $\mathbf{b}_q$ 已知时, 式(18)可以改写为

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{e}} (\tilde{\mathbf{x}}_q - \mathbf{C}_q(\mathbf{1}_{K \times 1} \otimes \mathbf{e}))^H \mathbf{W}_q (\tilde{\mathbf{x}}_q - \mathbf{C}_q(\mathbf{1}_{K \times 1} \otimes \mathbf{e})), \\ & \text{s.t. } \mathbf{s}_0^H \mathbf{e} = 1 \end{aligned} \quad (21)$$

其中,  $\mathbf{1}_{K \times 1}$ 表示 $K \times 1$ 的全1向量。由于均方根加权矩阵 $\mathbf{W}_q^{1/2}$ 的白化作用, 式(21)无法准确估计阵元误差 $\mathbf{e}$ 。为了准确地估计阵元误差 $\mathbf{e}$ , 首先令 $\mathbf{w}_q$ 为一个 $MNK \times 1$ 的向量, 其第 $w$ 号元素可以表示为 $\mathbf{w}_q(w) = \sum_{v=1}^{MNK} \mathbf{W}_q^{1/2}(v, w)$ ,  $w = 1, 2, \dots, MNK$ 。再将 $\mathbf{w}_q$ ,  $\mathbf{c}_q$ 和 $\tilde{\mathbf{x}}_q$ 分别重新排列成 $MN \times K$ 的矩阵 $\tilde{\mathbf{W}}_q$ ,  $\tilde{\mathbf{C}}_q$ 以及 $\tilde{\mathbf{X}}_q$ 。定义两个 $MN$ 阶的对角矩阵 $\mathbf{Q}_q$ 和 $\mathbf{H}_q$ , 其中 $\mathbf{Q}_q$ 矩阵的第 $q$ 号对角线元素可以表示为 $\mathbf{Q}_q(q, q) = \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{W}}_q(q, k)$ ,  $q = 1, 2, \dots, MN$ ,  $\mathbf{H}_q$ 矩阵的第 $h$ 号对角元素可以表示为 $\mathbf{H}_q(h, h) = \sum_{k=1}^K \mathbf{G}_q(h, k)$ ,  $h = 1, 2, \dots, MN$ 。再定义两个 $MN \times K$ 的矩阵 $\mathbf{G}_q$ 和 $\mathbf{J}_q$ ,  $\mathbf{G}_q$ 矩阵可以写为 $\mathbf{G}_q = (\mathbf{Q}_q^{1/2} \tilde{\mathbf{C}}_q) \odot (\mathbf{Q}_q^{1/2} \tilde{\mathbf{C}}_q)^*$ , 其中 $\odot$ 和 $*$ 分别表示取Hadamard积和取共轭操作,  $\mathbf{J}_q$ 矩阵可以写为 $\mathbf{J}_q = (\mathbf{Q}_q^{1/2} \tilde{\mathbf{X}}_q) \odot (\mathbf{Q}_q^{1/2} \tilde{\mathbf{C}}_q)^*$ 。最后定义 $\mathbf{d}_q$ 为 $MN \times 1$ 的列向量, 其第 $d$ 号元素为 $\mathbf{d}_q(d) = \sum_{k=1}^K MN \mathbf{J}_q(d, k)$ ,  $d = 1, 2, \dots, MN$ 。

根据上述给出的定义, 估计阵元误差 $\mathbf{e}$ 的优化问题可以表示为

$$\min_{\mathbf{e}} \|\mathbf{d}_q - \mathbf{H}_q \mathbf{e}\|_2^2, \quad \text{s.t. } \mathbf{s}_0^H \mathbf{e} = 1 \quad (22)$$

求解式(22), 可得估计的阵元误差 $\hat{\mathbf{e}}$ 为

$$\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{H}_q^{-1} \mathbf{d}_q + g \frac{(\mathbf{H}_q^H \mathbf{H}_q)^{-1} \mathbf{s}_0}{\mathbf{s}_0^H (\mathbf{H}_q^H \mathbf{H}_q)^{-1} \mathbf{s}_0} \quad (23)$$

其中,  $g = 1 - \mathbf{s}_0^H (\mathbf{H}_q^H \mathbf{H}_q)^{-1} \mathbf{H}_q^H \mathbf{d}_q$ 。

初始化阵元误差 $\mathbf{e} = \mathbf{1}_{MN}$ 和数据范数 $z_q = \|\tilde{\mathbf{x}}_q\|_2$ , 当满足 $z_q - \|\tilde{\mathbf{x}}_q - (\mathbf{I}_K \otimes \text{diag}(\hat{\mathbf{e}})) \Phi_q \hat{\mathbf{a}}_q\|_2 \leq 0.01$ 并且 $z_q = \|\tilde{\mathbf{x}}_q - (\mathbf{I}_K \otimes \text{diag}(\hat{\mathbf{e}})) \Phi_q \hat{\mathbf{a}}_q\|_2 \leq 1$ 时, 上述联合迭代过程达到收敛。

### 3.3 杂波对消处理

当上述联合迭代过程收敛时, 即可获得杂波分量表示系数的最优估计 $\hat{\mathbf{b}}_q^{\text{opt}}$ 和阵元误差的最优估计 $\hat{\mathbf{e}}^{\text{opt}}$ , 从而可以在阵元脉冲域中直接抑制CUT中的杂波信号。杂波对消后的剩余数据 $\mathbf{y}_q$ 可以表示为

$$\mathbf{y}_q = \tilde{\mathbf{x}}_q - (\mathbf{I}_K \otimes \text{diag}(\hat{\mathbf{e}}^{\text{opt}})) \Phi_q \hat{\mathbf{b}}_q^{\text{opt}} \quad (24)$$

此处需要指出的是, 本文方法在阵元脉冲域中采用全维的方式直接进行杂波对消处理, 它既不存在D3方法孔径损失问题, 也不存在3DEF A方法的目标相消问题。另外, 由于本文方法在推导过程中不涉及雷达天线的阵列排列形式, 所以从理论上讲本文方法适用于具有任意阵列排布形式的机载雷达杂波抑制问题。

## 4 仿真实验

为验证本文方法对机载面阵雷达非均匀杂波的抑制效果, 以前视阵(即 $\alpha = 90^\circ$ )为例, 依据Ward模型产生第54号到488号距离单元的数据来进行仿真实验, 仿真中杂噪比设为60 dB, 并且考虑天线阵列存在20%的幅度误差以及 $10^\circ$ 的相位误差, 雷达系统参数如表1所示。为了进一步增加仿真数据的非均匀性, 在仿真数据中分别注入了6个强的旁瓣孤立杂波点(Isolated Clutter Point, ICP)和6个运动目标(Moving Target, MT)信号, 这些注入的运动目标可以用来模拟机载面阵雷达遇到的密集目标环境。注入信号的具体参数如表2所示。

图2给出了仿真数据的常规PD处理结果, 从图中可知, 前视阵安置方式以及方向图主副瓣等因素会使不同距离多普勒单元的杂波功率强度不一致并导致机载面阵雷达回波数据出现非均匀, 传统STAP无法有效滤除CUT内的杂波信号, 从而造成机载雷达的杂波抑制以及运动目标检测性能严重下降。

为了说明本文方法抑制非均匀杂波的效果, 图3中给出了3DEF A方法、3维联合域局域化(3

Dimension Joint Domain Localized, 3DJDL)以及本文方法杂波对消后的距离多普勒结果图。实验中, 3DEFA和3DJDL方法都使用广义内积(Generalized Inner Product, GIP)方法来挑选IID训练样

表 1 雷达系统参数

| 参数     | 值       |
|--------|---------|
| 俯仰阵元数  | 4       |
| 方位阵元数  | 8       |
| 阵元间距   | 0.05 m  |
| 脉冲数    | 24      |
| 脉冲重复频率 | 6000 Hz |
| 工作波长   | 0.1 m   |
| 接收机带宽  | 2 MHz   |
| 飞机高度   | 4000 m  |
| 飞行速度   | 150 m/s |

表 2 注入信号参数

| 信号       | 距离单元    | 多普勒通道 | 信噪比(dB) |
|----------|---------|-------|---------|
| ICP1/MT1 | 76/75   | 8     | 60/13   |
| ICP2/MT2 | 80/79   | 8     | 60/13   |
| ICP3/MT3 | 108/107 | 6     | 70/9    |
| ICP4/MT4 | 114/113 | 6     | 70/9    |
| ICP5/MT5 | 147/146 | 4     | 50/6    |
| ICP6/MT6 | 155/154 | 4     | 50/6    |

本。从图3(a)、图3(b)以及图3(c)中可知, 在近程杂波区GIP-3DEFA和GIP-3DJDL无法充分地抑制近程杂波, 导致剩余的杂波能量过高, 从而降低落在该区域内的弱小近程目标和距离模糊的远程目标的检测性能, 而本文方法可以有效地滤除近程区和远程区的非均匀杂波, 这显然可以大幅提高机载面阵雷达系统对运动目标的检测性能。

图4给出了GIP-3DEFA,GIP-3DJDL以及本文方法的接收机工作特性(Receiver Operating Characteristic, ROC)曲线对比结果图。实验中目标信号的信噪比设置为9 dB, 并选取第1号到20号多普勒通道、第50号到149号距离单元范围内的杂波抑制剩余数据做总共2000次蒙特卡罗实验。从图4(a)中可知, 相比传统的GIP-3DEFA和GIP-3DJDL方法, 本文方法能显著改善机载面阵雷达系统的检测

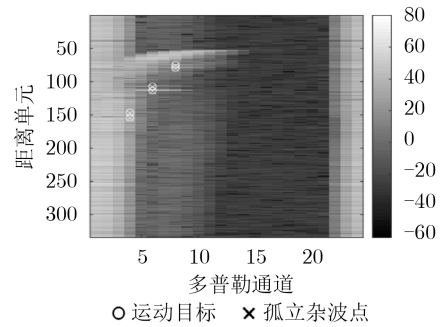


图 2 仿真数据常规PD处理结果

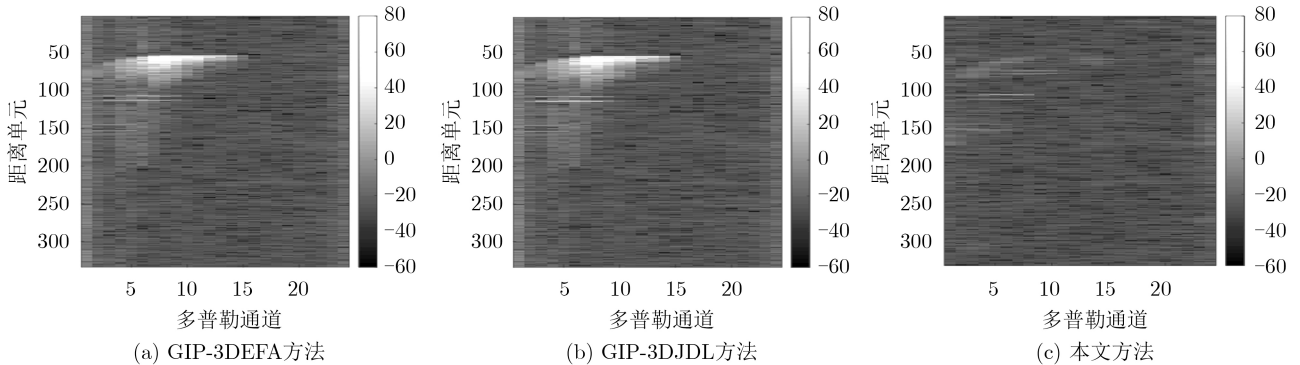


图 3 3种方法杂波对消后的距离多普勒图

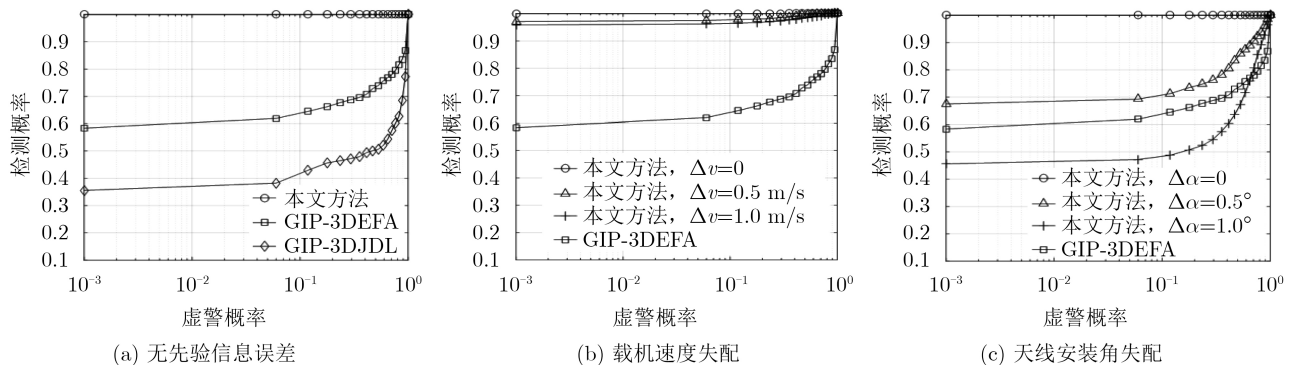


图 4 ROC曲线对比图

性能。另外，为了检验先验知识的精准度对本文方法杂波抑制性能的影响，实验中还考虑了在载机速度和天线安装角两个参数出现失配的情况下本文方法与GIP-3DEFA方法的ROC曲线对比结果图。从图4(b)中可知，当载机速度相比真实值的失配量 $\Delta v$ 分别为0.5 m/s和1 m/s时，与理想情况( $\Delta v$ 为0 m/s)相比，本文方法的检测性能均出现一定程度的下降，并且载机速度的失配量越大检测性能损失越大，但本文方法的检测性能仍比GIP-3DEFA要好。从图4(c)可知，当天线安装角相比真实值的失配量 $\Delta\alpha$ 分别为 $0.5^\circ$ 和 $1.0^\circ$ 时，与理想情况( $\Delta\alpha$ 为 $0^\circ$ )相比，本文方法的检测性能明显下降，并且天线安装角失配量越大检测性能损失越大。

为验证本文方法在真实机载预警雷达回波数据下的杂波抑制性能，基于美国发布的全球数字高程数据<sup>[13]</sup>和欧洲发布的全球陆地覆盖数据<sup>[14]</sup>仿真了美国东海岸Delmarva半岛地区的机载雷达回波数据。Delmarva半岛地区存在明显的河流、山区、城市以及陆海交界等复杂地形地貌(如图5(a)所示)，该数据具有显著的非均匀性，从而可以更好地验证本文方法的有效性。仿真中杂噪比设为80 dB，并且考虑了20%的幅度以及 $10^\circ$ 的相位误差，雷达系统仿真参数如表3所示。

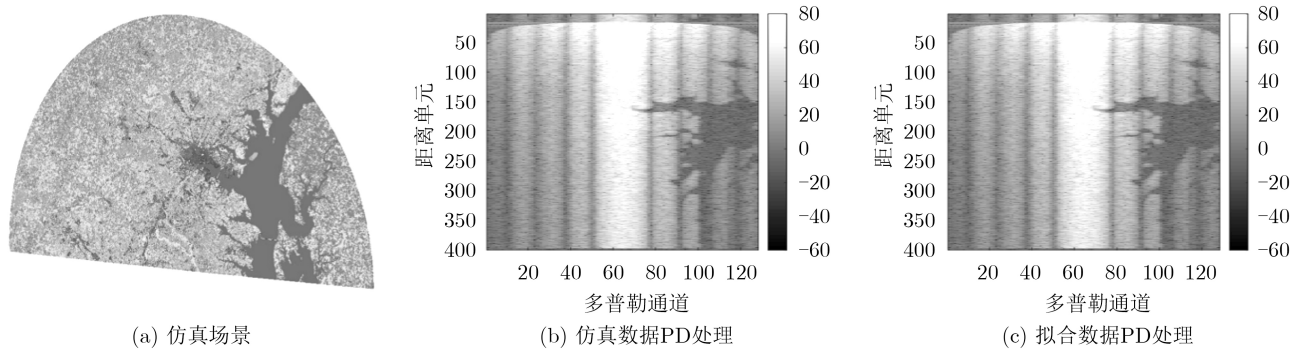


图5 仿真场景以及数据PD处理结果

## 5 结论

本文提出了一种密集目标环境下的机载面阵雷达非均匀杂波抑制方法。该方法不用估计待检测单元的干扰协方差矩阵，不需要训练样本，没有孔径损失，不存在目标相消问题，而且还对阵元误差稳健。即能抑制由距离依赖性和天线方向图主副瓣等因素引起的非均匀杂波和距离模糊杂波，也能抑制强孤立杂波点信号。仿真结果验证了该方法的有效性。

## 参考文献

[1] WARD J. Space-time adaptive processing for airborne

表3 雷达系统仿真参数

| 参数     | 值         |
|--------|-----------|
| 俯仰向阵元数 | 2         |
| 方位向阵元数 | 11        |
| 脉冲数    | 128       |
| 飞行高度   | 3105.3 m  |
| 飞行速度   | 126.4 m/s |
| 脉冲重复频率 | 1984 Hz   |
| 工作波长   | 0.2419 m  |

图5(b)给出了仿真数据的PD处理结果图，其中不规则区域为散射率较低的水域回波，从图中可以看到数据中存在着明显的水陆交界现象，这与图5(a)中给出的仿真场景地形地貌以及MCARM项目<sup>[15]</sup>所获得实测数据的处理结果高度类似，表明本文根据数字高程和地形覆盖数据得到了能够真实反映非均匀环境下机载雷达实际工作中接收到的回波数据。对比图5(b)和图5(c)可知，拟合数据与仿真数据PD处理结果非常相似，这说明本文方法可以对由复杂地形引起的非均匀回波数据进行有效的拟合，从而提高机载面阵雷达在复杂环境下的杂波抑制性能。

radar[R]. MIT Technical Report 1015, 1994.

- [2] REED I S, MALLETT J D, and BRENNAN L E. Rapid convergence rate in adaptive arrays[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1974, AES-10(6): 853-863. doi: 10.1109/TAES.1974.307893.
- [3] DIPIETRO R C. Extended factored space-time processing for airborne radar systems[C]. The 26th Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, USA, 1992: 425-430.
- [4] KREYENKAMP O and KLEMM R. Doppler compensation in forward-looking STAP radar[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2001, 148(5): 253-258. doi: 10.1049/ip-rsn:20010557.

- [5] SUN Ke, MENG Huadong, LAPIERRE F D, *et al.* Registration-based compensation using sparse representation in conformal-array STAP[J]. *Signal Processing*, 2011, 91(10): 2268–2276. doi: [10.1016/j.sigpro.2011.04.008](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2011.04.008).
- [6] 吕晓德, 杨璟茂, 岳琦, 等. 基于稀疏贝叶斯学习的机载双基雷达杂波抑制[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(11): 2651–2658. doi: [10.11999/JEIT180062](https://doi.org/10.11999/JEIT180062).  
LÜ Xiaode, YANG Jingmao, YUE Qi, *et al.* Airborne bistatic radar clutter suppression based on sparse Bayesian learning[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(11): 2651–2658. doi: [10.11999/JEIT180062](https://doi.org/10.11999/JEIT180062).
- [7] WANG Zetao, XIE Wenchong, DUAN Keqing, *et al.* Clutter suppression algorithm based on fast converging sparse Bayesian learning for airborne radar[J]. *Signal Processing*, 2017, 130: 159–168. doi: [10.1016/j.sigpro.2016.06.023](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2016.06.023).
- [8] 郑霖, 姚伟伟, 杨超, 等. 近距离慢速目标检测杂波抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(10): 2506–2512. doi: [10.11999/JEIT180031](https://doi.org/10.11999/JEIT180031).  
ZHENG Lin, YAO Weiwei, YANG Chao, *et al.* Clutter suppression method for short range slow moving target detection[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(10): 2506–2512. doi: [10.11999/JEIT180031](https://doi.org/10.11999/JEIT180031).
- [9] YANG Zhaocheng, LI Xiang, WANG Hongqiang, *et al.* Adaptive clutter suppression based on iterative adaptive approach for airborne radar[J]. *Signal Processing*, 2013, 93(12): 3567–3577. doi: [10.1016/j.sigpro.2013.03.033](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2013.03.033).
- [10] HAN Sudan, FAN Chongyi, and HUANG Xiaotao. A novel STAP based on spectrum-aided reduced-dimension clutter sparse recovery[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2017, 14(2): 213–217. doi: [10.1109/LGRS.2016.2635104](https://doi.org/10.1109/LGRS.2016.2635104).
- [11] SUN Ke, MENG Huadong, WANG Yongliang, *et al.* Direct data domain STAP using sparse representation of clutter spectrum[J]. *Signal Processing*, 2011, 91(9): 2222–2236. doi: [10.1016/j.sigpro.2011.04.006](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2011.04.006).
- [12] ABADIR K M and MAGNUS J R. Matrix Algebra[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.
- [13] 中国科学院计算机网络信息中心. 国际科学数据服务平台[EB/OL]. <http://globalchange.nsdc.cn.2014.7>.
- [14] 中国科学院计算机网络信息中心. 全球变化参量数据库[EB/OL]. <http://globalchange.nsdc.cn.2014.7>.
- [15] MCARM data[EB/OL]. <http://128.132.42.229.2018.8>.
- 肖 浩: 男, 1990年生, 博士生, 研究方向为空时自适应处理、地面运动目标检测以及深度学习等.
- 王 彤: 男, 1974年生, 教授, 研究方向为空时自适应信号处理、合成孔径雷达地面运动目标检测等.
- 文 才: 男, 1986年生, 副教授, 研究方向为空时自适应处理、机载雷达地面运动目标检测以及MIMO雷达信号处理等.
- 刘 程: 男, 1994年生, 博士生, 研究方向为阵列信号处理、空时自适应处理以及共型阵机载雷达信号处理等.

责任编辑: 马秀强