

## 基于PAST处理的机载双基雷达自适应角度-多普勒补偿算法

赵军\*<sup>①②</sup> 田斌<sup>③</sup> 朱岱寅<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(南京航空航天大学电子信息工程学院 南京 210016)

<sup>②</sup>(空军第一航空学院 信阳 464000)

<sup>③</sup>(西安电子工程研究所 西安 710100)

**摘要:** 自适应角度-多普勒补偿算法根据样本数据本身来自适应地估计补偿参数, 从而避免惯导系统误差造成的补偿性能下降问题, 但该算法必须对杂波协方差矩阵进行估计和特征分解, 运算量巨大。针对这一问题, 该文研究了基于近似投影子空间跟踪(PAST)处理的自适应角度-多普勒补偿算法, 该方法先采用循环迭代处理快速估计出各距离单元主特征向量谱中心的位置参数, 避免了矩阵特征分解带来的运算负担, 然后通过补偿使得各单元的谱中心重合。仿真结果表明, 该方法能有效解决机载双基雷达杂波非均匀问题, 其性能与基于特征分解算法相当, 但运算量显著降低, 便于工程实现。

**关键词:** 机载双基雷达; 近似投影子空间跟踪; 自适应角度多普勒补偿; 空时自适应处理

中图分类号: TN951

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2017)06-0594-08

DOI: 10.12000/JR17053

**引用格式:** 赵军, 田斌, 朱岱寅. 基于PAST处理的机载双基雷达自适应角度-多普勒补偿算法[J]. 雷达学报, 2017, 6(6): 594-601. DOI: 10.12000/JR17053.

**Reference format:** Zhao Jun, Tian Bin, and Zhu Daiyin. Adaptive angle-Doppler compensation method for airborne bistatic radar based on PAST[J]. *Journal of Radars*, 2017, 6(6): 594-601. DOI: 10.12000/JR17053.

## Adaptive Angle-Doppler Compensation Method for Airborne Bistatic Radar Based on PAST

Zhao Jun<sup>①②</sup> Tian Bin<sup>③</sup> Zhu Daiyin<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

<sup>②</sup>(The First Aeronautical Institute of Air force, Xinyang 464000, China)

<sup>③</sup>(Xi'an Electronic Engineering Research Institute, Xi'an 710100, China)

**Abstract:** The adaptive angle-Doppler compensation method adaptively extracts requisite information based on the data itself, thereby avoiding the problem of performance degradation due to inertial system error. However, this method requires the estimation and eigen decomposition of a sample covariance matrix, which has high computational complexity and limits its real-time application. In this paper, we investigate an adaptive angle-Doppler compensation method based on Projection Approximation Subspace Tracking (PAST). This method uses cyclic iterative processing to quickly estimate the positions of the spectral center of the maximum eigenvector in each range cell, thereby avoiding the computational burden of matrix estimation and eigen decomposition. Then, the spectral centers of all range cells are overlapped by two-dimensional compensation. Our simulation results demonstrate that the proposed method can effectively reduce the nonhomogeneity of airborne bistatic radar, with a performance is similar to that of eigen-decomposition algorithms, but with a reduced computational load and easy implementation.

收稿日期: 2017-05-17; 改回日期: 2017-06-21; 网络出版: 2017-07-10

\*通信作者: 赵军 happyzj112@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61671240)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61671240)

**Key words:** Airborne bistatic radar; Projection Approximation Subspace Tracking (PAST); Adaptive angle-Doppler compensation; Space Time Adaptive Processing (STAP)

## 1 引言

机载双基地雷达将发射机和接收机分别置于两个独立运动的载机平台上, 将接收机平台部署在前沿空域并处于静默状态, 不仅可以有效避免敌方干扰和反辐射导弹攻击, 提高自身生存能力, 而且由于采用收发分置的工作模式并且收发之间相隔一定的距离, 与单基雷达相比, 在抗隐身目标方面具有独特优势, 因此, 对于机载双基雷达技术的研究受到日趋关注<sup>[1,2]</sup>。但与此同时, 收发分置、独立运动使得原本因平台运动而展宽严重的地面杂波谱分布更加复杂并且处于时变状态。Brennan等提出的空时自适应处理技术(Space Time Adaptive Processing, STAP)通过在时域和空域平面内的2维滤波, 有效抑制地面杂波和干扰, 显著提高对地面慢动目标的检测性能, 近四十年来, 一直是机载雷达信号处理技术的研究热点之一<sup>[3,4]</sup>。然而STAP性能最优的前提是接收到的杂波数据是广义平稳(均匀)分布的, 否则将导致杂波协方差矩阵估计不准确, 造成STAP处理器的杂波抑制凹口“过宽过浅”, 因此, 将STAP技术用于机载双基雷达的杂波抑制, 首先要解决其杂波分布在距离上的非均匀问题。

非均匀补偿技术旨在通过补偿处理使得各距离单元的杂波谱在一处或多处重合, 从而消除该位置的非均匀, 主要用于非正侧视天线、双(多)基雷达的杂波非均匀问题。

目前常用的补偿技术可以分为两大类: 非自适应类和自适应类。非自适应类补偿技术主要包括: 多普勒频移(Doppler Warping, DW)法<sup>[5,6]</sup>; 角度-多普勒补偿(Angle-Doppler Compensation, ADC)法<sup>[7,8]</sup>。DW法的原理是选定某个指定波束方向, 对各训练单元的杂波进行补偿, 直至该方向上训练单元与待检测单元的多普勒频率重合。ADC法首先确定各单元杂波谱中心的位置, 然后将训练单元杂波谱中心沿角度-多普勒方向平移至待检测单元的谱中心, 保证了杂波谱在谱中心处的一致。但上述所有算法中的补偿参数都由惯导系统提供的数据计算得到, 当惯导系统存在误差甚至失效时, 将直接对算法的补偿性能造成严重影响。

自适应补偿技术根据样本数据本身来自适应地估计补偿参数, 从而避免了惯导误差造成的性能下降, 典型的自适应补偿算法主要包括基于谱峰搜

索的自适应ADC(Adaptive Angle-Doppler Compensation, A<sup>2</sup>DC)法<sup>[9]</sup>、基于主特征向量相位信息的自适应补偿技术<sup>[10]</sup>和基于主杂波稀疏重构的补偿技术<sup>[11,12]</sup>。A<sup>2</sup>DC法通过对搜索杂波谱在时域和频域的最大值, 确定谱中心的空间位置进而实现有效补偿, 但该方法的估计精度和运算量受搜索时选取的频率间隔影响较大。基于相位信息的方法直接通过杂波协方差矩阵主特征向量的相位信息估计谱中心的位置, 但主特征向量通过对协方差矩阵进行特征分解得到, 当协方差矩阵维较大时, 对其分解运算量极大。文献[11,12]采用稀疏重构技术估计主杂波的空间角频率, 避免了搜索过程, 但其多普勒频率估计是基于FFT的, 其分辨精度受相干处理脉冲个数影响较大。

本文研究了机载双基雷达杂波抑制和动目标检测问题, 提出了一种基于近似投影子空间跟踪(Projection Approximation Subspace Tracking, PAST)处理<sup>[13,14]</sup>的杂波自适应补偿方法, 该算法先通过PAST法估计出杂波协方差矩阵的主特征矢量, 进而确定杂波谱中心的位置, 然后采用ADC算法补偿, 使得训练样本和待检测样本的杂波谱中心重合, 减少杂波非均匀程度。仿真结果表明了该方法与原有算法的补偿性能相当, 但运算量显著降低。

## 2 机载双基雷达杂波特性

以接收平台地面投影点 $O$ 为中心建立空间直角坐标系如图1, 假定 $L$ 为收发平台基线长度,  $H_R$ ,  $H_T$ 分别表示接收和发射平台高度,  $R_R$ ,  $R_T$ 分别表示接收和发射平台到杂波散射单元 $Q$ 的距离,  $R_S = R_R + R_T$ 表示收发距离之和即双基探测距

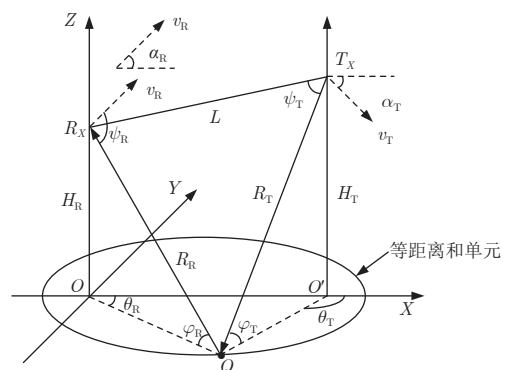


图1 机载双基雷达几何结构图

Fig. 1 Geometry of airborne bistatic radar

离,  $v_R$ 和 $v_T$ 分别表示接收和发射载机的飞行速度,  $\alpha_R$ 和 $\alpha_T$ 分别表示接收和发射载机飞行方向与基线的夹角,  $\varphi_R$ 和 $\varphi_T$ 分别表示接收和发射波束的下视角,  $\theta_R$ 和 $\theta_T$ 分别表示接收和发射波束的方位角,  $\psi_R$ 和 $\psi_T$ 分别表示接收和发射波束的空间锥角。

接收回波信号的多普勒频率为:

$$f_d = \frac{v_R}{\lambda} \cos \psi_R + \frac{v_T}{\lambda} \cos \psi_T \quad (1)$$

式中发射锥角和接收锥角的余弦满足

$$\begin{cases} \cos \psi_R = \cos \varphi_R \cos (\theta_R - \alpha_R) \\ \cos \psi_T = \cos \varphi_T \cos (\theta_T - \alpha_T) \end{cases} \quad (2)$$

$\lambda$ 为雷达工作波长。

根据图1所示的几何关系, 经整理可以得到

$$f_d = \frac{v_R}{\lambda} \cos \varphi_R \cos (\theta_R - \alpha_R) + \frac{v_T}{\lambda} \cos \varphi_T \cos (\theta_T - \alpha_T) \quad (3)$$

定义归一化多普勒频率 $\bar{f}_d = 2f_d/f_r$ ,  $f_r$ 表示脉冲重复频率。由式(3)可以看出, 其它参数确定条件下, 可将 $\bar{f}_d$ 表示成空间锥角 $\cos \psi_R$ 的函数, 进而通过仿真得到任意几何配置、载机沿任意方向飞行、在任意距离和条件下杂波功率谱的角度-多普勒平面内的空时分布。

载机几何配置如图2所示, 图中左边为接收载机, 右边为发射载机, 选取基线相等的两种简单几何配置进行仿真, 分别取双基距离和分别为153 km, 253 km和353 km, 得到不同距离条件下双基雷达杂波功率谱的空时分布图, 见图3。

图3表明, 即使在收发平台距离不变的简单配置条件下, 不同距离和处机载双基雷达杂波谱的空时结构不同, 杂波在距离维分布是非均匀的, STAP算法采用邻近距离单元数据平均来估计待检测单元

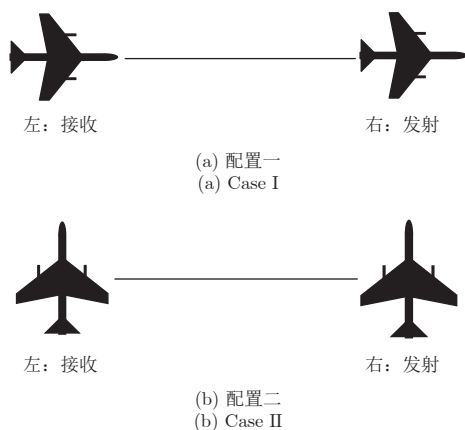


图2 机载双基雷达典型几何配置图

Fig. 2 Typical cases of airborne bistatic radar geometry

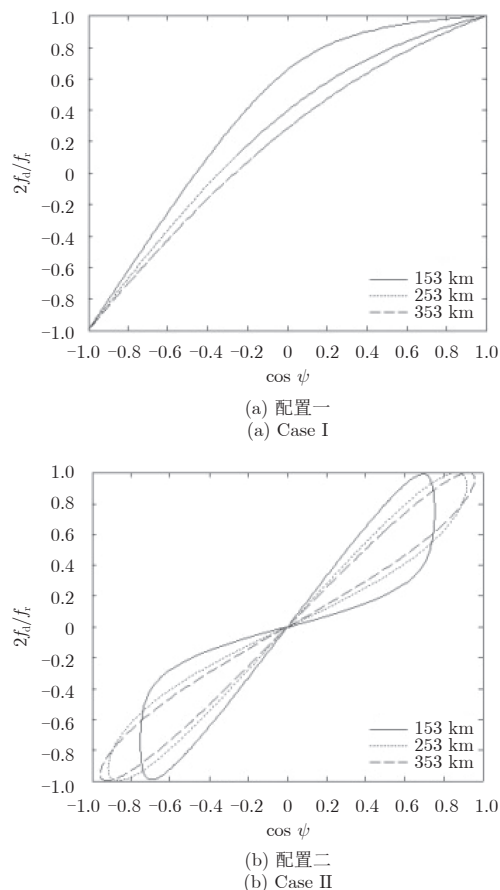


图3 典型几何配置下机载双基雷达杂波功率谱

Fig. 3 Clutter power spectrum of airborne bistatic radar geometry in typical cases

的杂波数据, 杂波非均匀将导致平均后的杂波谱展宽严重, 造成STAP处理器的杂波抑制性能急剧下降, 为提高邻近单元和待检测单元数据的“相似”程度, 需要采取必要的补偿技术。

### 3 自适应角度-多普勒补偿算法

补偿类算法的基本思想是通过补偿处理, 使得不同距离单元离散分布的杂波谱在某一点对齐, 消除在该点的非均匀。受天线方向图调制的影响, 各距离单元内部各方向的杂波能量分布也不相同, 在主波束方向(谱中心处)能量最为集中, 对整个距离单元的影响最大。因此通常选取各单元的谱中心对齐<sup>[7,9]</sup>。区别在于ADC算法选取的是待检测单元的杂波谱中心, 其位置参数(多普勒频率和空间频率)由惯导系统提供, 而A<sup>2</sup>DC算法选取待检测单元主特征向量的杂波谱中心, 其参数通过雷达回波数据本身来自适应地估计, 在惯导参数误差甚至惯导参数未知条件下具有良好的补偿性能。

假定双基雷达接收机天线为 $N$ 元均匀线性阵列, 相干处理脉冲数为 $K$ , 将雷达接收的杂波加噪声数据 $\mathbf{X}_l$ 表示为 $N \times K$ 维的数据矩阵

$$\mathbf{X}_l = \mathbf{C}_l + \mathbf{N}$$

$$= \begin{bmatrix} \overline{X}_l(1,1) & \overline{X}_l(1,2) & \cdots & X_l(1,K) \\ \overline{X}_l(2,1) & \overline{X}_l(2,2) & \cdots & X_l(2,K) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ X_l(N,1) & X_l(N,2) & \cdots & X_l(N,K) \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中  $\mathbf{C}_l$  为杂波,  $\mathbf{N}$  表示噪声,  $X_l(n, k)$  表示第  $n$  个阵元在第  $k$  个脉冲的空时采样。

用 1 维数为  $N_s \times K_t$  个空时窗对回波数据矩阵  $\mathbf{X}_l$  从第 1 行第 1 列元素  $X_l(1, 1)$  进行平滑, 得到平滑后的样本数据矩阵  $\mathbf{X}_{i,l}$ ,  $i = 1, 2, \dots, D$ ,  $D = (N - N_s + 1) \cdot (K - K_t + 1)$  为经过平滑后得到的训练样本总数。由这  $D$  个训练样本得到杂波协方差矩阵估计

$$\hat{\mathbf{R}}_l = \frac{1}{D} \sum_{i=1}^D \overline{\mathbf{X}}_{i,l} \overline{\mathbf{X}}_{i,l}^H \quad (5)$$

式中  $\overline{\mathbf{X}}_{i,l}$  表示按照先后顺序将样本数据矩阵  $\mathbf{X}_{i,l}$  的拉直为  $N_s K_t \times 1$  维矢量。为保证  $\hat{\mathbf{R}}_l$  满秩, 训练样本的个数  $D$  应该满足:  $D \geq N_s K_t$ 。

对杂波协方差矩阵  $\hat{\mathbf{R}}_l$  进行特征分解, 得到最大特征值  $\lambda_{\max,l}$  和对应的主特征向量  $\mathbf{q}_{\max,l}$ , 主特征向量的谱中心位置确定实际上是其杂波功率谱最大值的 2 维搜索问题, 可归结为优化问题<sup>[9]</sup>:

$$[\hat{f}_{d,l}, \hat{f}_{s,l}] = \underset{f_{d,l}, f_{s,l}}{\operatorname{argmax}} F_l(\bar{f}_d, f_s)$$

$$= \underset{f_{d,l}, f_{s,l}}{\operatorname{argmax}} \left( \frac{1}{\mathbf{S}^H(\lambda_{\max,l} \mathbf{q}_{\max,l}(\mathbf{q}_{\max,l})^H + \delta_{\text{DL}}^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{S}} \right) \quad (6)$$

其中  $F_l(\bar{f}_d, f_s)$  表示第  $l$  个单元主特征向量的杂波功率谱,  $\hat{f}_{d,l}$  和  $\hat{f}_{s,l}$  分别表示谱中心处的归一化多普勒频率和空间频率的估计,  $\delta_{\text{DL}}^2$  为对角加载因子,  $\mathbf{S}$  为  $N_s K_t \times 1$  维的空时导引矢量

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_t(\bar{f}_d) \otimes \mathbf{S}_s(f_s) \quad (7)$$

式中

$$\mathbf{S}_t(\bar{f}_d) = [1 \ e^{j2\pi\bar{f}_d} \ e^{j2\pi 2\bar{f}_d} \ \cdots \ e^{j2\pi(K_t-1)\bar{f}_d}]$$

$$\mathbf{S}_s(f_s) = [1 \ e^{j2\pi f_s} \ e^{j2\pi 2f_s} \ \cdots \ e^{j2\pi(N_s-1)f_s}]$$

其中  $f_s = \cos \psi$  为空间频率, “ $\otimes$ ” 表示 Kronecker 内积。

#### 4 基于 PAST 处理的 A<sup>2</sup>DC 算法

A<sup>2</sup>DC 算法可以根据雷达回波数据本身自适应地估计各参考单元的补偿因子, 避免了惯导系统误差造成的补偿性能下降问题, 但为获得主特征矢量  $\mathbf{q}_{\max,l}$ , A<sup>2</sup>DC 算法要对杂波协方差矩阵  $\hat{\mathbf{R}}_l$  进行估计

和特征分解。特征值分解(Eigen Decomposition, ED)法、奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)法等经典矩阵特征分解方法运算量约为  $O[(N_s K_t)^3]$ , 巨大的运算量限制了其实时处理<sup>[4]</sup>。针对这一问题, 本文将基于迭代处理的 PAST 算法<sup>[13,14]</sup> 引入主特征矢量估计, 避免了矩阵分解过程, 提出一种基于 PAST 处理的高效自适应补偿算法: PA<sup>2</sup>DC 法, 它包括主特征矢量确定、谱中心估计和补偿处理。图 4 给出了该算法的信号处理流程。

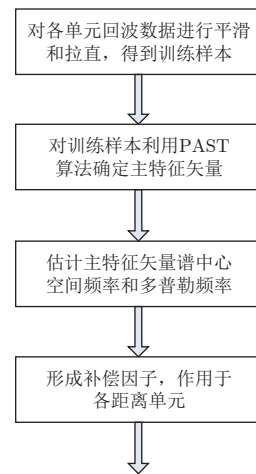


图 4 PA<sup>2</sup>DC 算法流程图

Fig. 4 Flow chart of PA<sup>2</sup>DC method

#### 4.1 基于 PAST 处理的主特征矢量估计

PAST 通过求解无约束代价函数的极小值问题, 得到杂波子空间估计, 避免了协方差矩阵估计和特征分解过程。针对基于特征分解的自适应补偿算法运算量大、实时性差的问题, 采用 PAST 处理有效减小运算复杂程度。

由式(6)知, 谱中心位置的确定仅依赖于主特征向量, 无需求出全部特征值和特征向量, 因此在本文提出的算法中, 通过下列公式迭代计算, 只估计所需的主特征矢量:

$$\text{for } i = 1, 2, \dots, D \text{ do}$$

$$\mathbf{w}(i) = \mathbf{u}^H(i-1) \overline{\mathbf{X}}_{i,l} \quad (8)$$

$$\lambda(i) = \lambda(i-1) + |\mathbf{w}(i)|^2 \quad (9)$$

$$\delta(i) = \overline{\mathbf{X}}_{i,l} - \mathbf{u}(i-1) \mathbf{w}(i) \quad (10)$$

$$\mathbf{u}(i) = \mathbf{u}(i-1) + \delta(i) \frac{\mathbf{w}^*(i)}{\lambda(i)} \quad (11)$$

式中  $\lambda(i)$  为主特征值的估计,  $\mathbf{u}(i)$  为相应的主特征向量的估计, 其初始条件分别为:  $\lambda(0) = 0$ ,  $\mathbf{u}(0) = [1, 1, \dots, 1]^T$ 。

将式(8)~式(10)以及初始条件代入式(11)式, 经整理得到

$$\mathbf{u}(i) = \frac{\sum_{k=1}^i \mathbf{w}^*(k) \bar{\mathbf{X}}_{k,l}}{\sum_{k=1}^i |\mathbf{w}(k)|^2} \quad (12)$$

上式说明，基于PAST处理的自适应补偿技术实质上就是对各距离单元的样本数据进行加权平均，直接得到主特征矢量的估计，避免了样本矩阵估计和特征分解过程，从而显著减小运算量，降低系统复杂程度。

### 4.2 主特征向量谱中心估计

主特征矢量  $\mathbf{q}_{\max,l}$  估计出来之后，按照先列后行的顺序将其各元素排列为  $N_s \times K_t$  维的矩阵

$$\mathbf{Q}_{\max,l} = \begin{bmatrix} [\mathbf{q}_{\max,l}]_1 & [\mathbf{q}_{\max,l}]_{N_s+1} & \cdots & [\mathbf{q}_{\max,l}]_{N_s(K_t-1)+1} \\ [\mathbf{q}_{\max,l}]_2 & [\mathbf{q}_{\max,l}]_{N_s+2} & \cdots & [\mathbf{q}_{\max,l}]_{N_s(K_t-1)+2} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ [\mathbf{q}_{\max,l}]_{N_s} & [\mathbf{q}_{\max,l}]_{2N_s} & \cdots & [\mathbf{q}_{\max,l}]_{N_s K_t} \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中， $[\mathbf{q}_{\max,l}]_i$  表示特征向量  $\mathbf{q}_{\max,l}$  的第  $i$  个元素， $i = 1, 2, \dots, N_s K_t$ 。

主特征向量谱中心处的归一化多普勒频率和空间频率的估计值分别为<sup>[10]</sup>：

$$\hat{f}_{d,l} = \frac{1}{2\pi(K_t - 1)N_s} \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{k=2}^{K_t} \arg \left( \frac{Q_{\max,l}(n, k)}{Q_{\max,l}(n, k-1)} \right) \quad (14)$$

$$\hat{f}_{s,l} = \frac{1}{2\pi(N_s - 1)K_t} \sum_{k=1}^{K_t} \sum_{n=2}^{N_s} \arg \left( \frac{Q_{\max,l}(n, k)}{Q_{\max,l}(n-1, k)} \right) \quad (15)$$

式中  $\arg(\cdot)$  表示求复数的相角。

### 4.3 补偿处理

估计出各距离单元主特征矢量谱中心的位置后，计算出各训练样本与待检测样本主矢量谱中心的在水平方向(多普勒频率)和垂直方向(空间频率)之差，然后将各训练单元的杂波沿水平和垂直方向平移，直至其主特征矢量的谱中心与待检测样本的谱中心重合，从而消除在该点的杂波非均匀。

假定待检测单元为第0单元，从其左右两侧各取  $L$  个距离单元的回波数据作为训练样本，第  $l$  个单元的补偿因子为

$$\mathbf{T}_{\text{PA}^2\text{DC},l} = \mathbf{T}_{t,l} \otimes \mathbf{T}_{s,l} \quad (16)$$

式中：

$$\mathbf{T}_{t,l} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j2\pi\Delta\hat{f}_{d,l}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{j2\pi(K-1)\Delta\hat{f}_{d,l}} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\mathbf{T}_{s,l} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j2\pi\Delta\hat{f}_{s,l}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{j2\pi(N-1)\Delta\hat{f}_{s,l}} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中， $\Delta\hat{f}_{d,l} = \hat{f}_{d,l} - \hat{f}_{d,0}$  和  $\Delta\hat{f}_{s,l} = \hat{f}_{s,l} - \hat{f}_{s,0}$  分别为第  $l$  个单元与第0单元的归一化多普勒频率和空间频率之差， $l = -L, \dots, -1, 1, \dots, L$ 。

经补偿处理后第  $l$  个参考单元的数据可表示为：

$$\mathbf{X}_{\text{PA}^2\text{DC},l} = \mathbf{T}_{\text{PA}^2\text{DC},l}^H \mathbf{X}_l \quad (19)$$

## 5 仿真研究

仿真参数见表1，机载双基雷达运动方向如图2中配置一，从双基距离和  $R_s=153$  km左右两侧各取100个距离单元的数据用作为样本。

表 1 雷达仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters for radar	
参数名称	参数数值
接收阵元数	$N=10$
相干处理脉冲数	$K=10$
脉冲重复频率(Hz)	$f_r=2234$
基线距离(km)	$L=100$
双基距离和(km)	$R_s=153$
发射平台高度(km)	$H_T=8$
接收平台高度(km)	$H_R=6$
发射机速度(m/s)	$v_T=140$
接收机速度(m/s)	$v_R=140$
雷达工作波长(m)	$\lambda=0.23$
阵元间距	$d=\lambda/2$
单元输入杂噪比(dB)	$\text{CNR}=50$

### 5.1 参数估计准确性分析

为保证式(5)中杂波协方差矩阵  $\hat{\mathbf{R}}_l$  满秩，选取空时滑窗的空域和时域维数为  $5 \times 6$ ，图5给出了第1~50号距离单元主特征矢量杂波谱的归一化多普勒频率和空间频率的估计，图6给出了不同杂噪比条件下，参数估计的均方根误差。

由图5和图6可以看出，单元输入杂噪比  $\text{CNR}=50$  dB时，基于PAST处理的  $\text{PA}^2\text{DC}$  算法能有效估计主特征矢量的多普勒频率和空间频率，均方根误差分别为  $-46.8$  dB和  $-40.1$  dB，与基于特征分解的方法估计精度相当。仔细观察图6发现，低杂噪比条件下PAST算法均方根误差较大，原因在于此时所有特征值相差不大，无法根据特征值大小将杂波

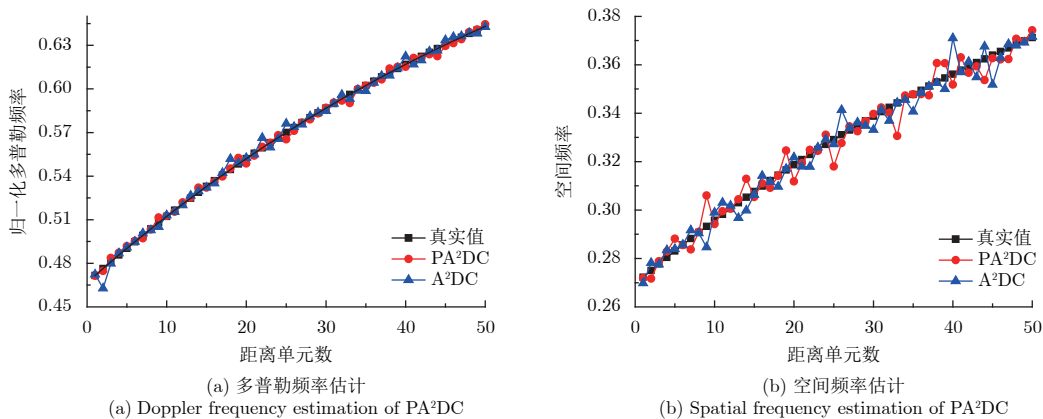


图5 PA<sup>2</sup>DC算法主特征矢量杂波谱中心估计

Fig. 5 Clutter spectrum peak estimation of PA<sup>2</sup>DC method

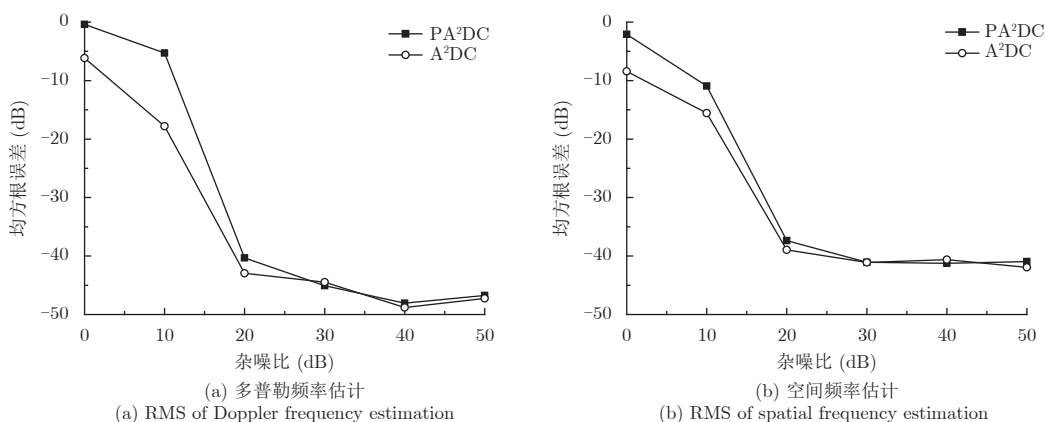


图6 PA<sup>2</sup>DC算法谱中心估计的均方根误差

Fig. 6 RMS of clutter spectrum peak estimation based on PA<sup>2</sup>DC method

子空间的特征矢量和噪声子空间的特征矢量严格区分开来，PAST算法无法有效估计主特征矢量，造成参数估计误差较大。在杂噪比较高条件下，基于PAST算法的参数估计准确性显著提高，与基于特征分解算法性能大体相当。

### 5.2 补偿性能分析

图7和图8给出了未进行补偿的采样矩阵求逆法(Sample Matrix Inverse, SMI)、PA<sup>2</sup>DC和杂波协方差矩阵已知的最优处理器(Optimum Fully Adaptive, OPT) 3种算法的杂波功率谱和改善因子比较。观察图7(a)和图8知，由于机载双基雷达各距离单元杂波谱不重合，SMI法直接进行统计平均造成杂波谱展宽严重，由此形成的STAP滤波器凹口“宽而浅”，无法有效抑制杂波。比较图7(b)和7(c)以及图8看出，经PA<sup>2</sup>DC法补偿后各单元杂波主特征矢量的谱中心重合，杂波“相似”程度提高，杂波谱展宽现象得到明显改善，STAP处理器的杂波抑制凹口变窄变深，其改善因子比SMI法平均提高约4.21 dB。但PA<sup>2</sup>DC只在主波束方向进行

补偿，在旁瓣方向仍然存在着非均匀，因此其改善因子比最优处理器平均相差约2.16 dB。

### 5.3 运算量分析

PA<sup>2</sup>DC算法中，式(8)、式(10)和式(11)分别需要 $DN_sK_t$ 、 $DN_sK_t$ 、 $DN_sK_t$ 次复数乘法，计算主特征向量的杂波功率谱中心位置需要 $2N_sK_t - N_s - K_t$ 次复数乘法，因此，PA<sup>2</sup>DC算法估计一个单元主特征矢量谱中心的位置需要 $3DN_sK_t + 2N_sK_t - N_s - K_t$ 次复数乘法，而A<sup>2</sup>DC法估计协方差矩阵和特征分解的运算量分别为 $D(N_sK_t)^2$ 和 $3(N_sK_t)^3$ ，总运算量为 $D(N_sK_t)^2 + 3(N_sK_t)^3 + 2N_sK_t - N_s - K_t$ 次复数乘法。选取空时滑窗的维数 $N_s=5$ 和 $K_t=6$ 时，PA<sup>2</sup>DC算法仅需要2749次复数乘法，仅为A<sup>2</sup>DC算法运算量的2.56%，极大地提高了运算速度。

## 6 结论

针对现有自适应ADC算法运算量大，实时运算困难问题，提出了一种基于PAST处理的自适应补偿方法。该方法通过样本数据的循环迭代，快速估计出补偿参数，避免了矩阵分解过程。仿真结果

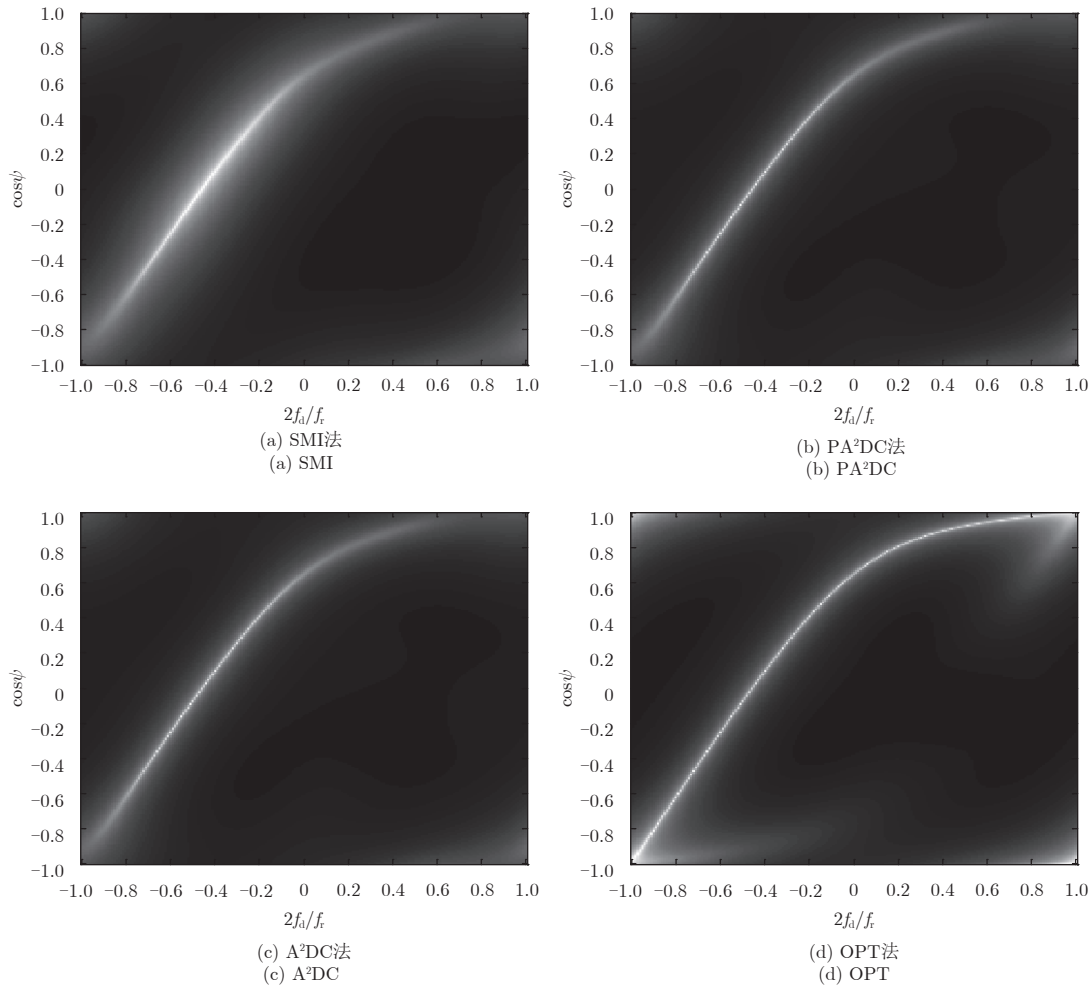


图 7 PA<sup>2</sup>DC算法杂波功率谱比较  
Fig. 7 Clutter power spectrum comparison

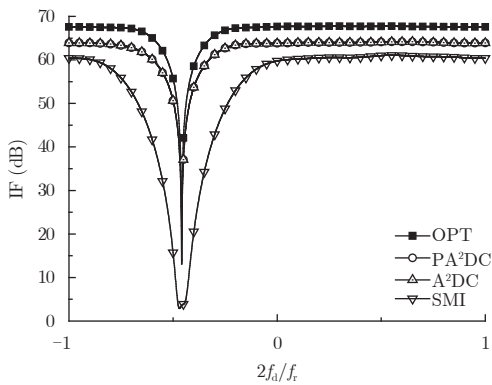


图 8 PA<sup>2</sup>DC算法改善因子比较  
Fig. 8 Improve factor comparison

表明, 该方法能有效实现机载双基雷达杂波的自适应补偿, 与原有方法相比, 运算量降低95%以上, 具有工程应用价值。

参考文献

[1] 张良, 徐艳国. 机载预警雷达技术发展展望[J]. 现代雷达, 2015, 37(1): 1-7.

Zhang Liang and Xu Yan-guo. Prospect for technology of airborne early warning radar[J]. *Modern Radar*, 2015, 37(1): 1-7.

[2] 张永顺, 冯为可, 赵杰, 等. 时变加权的机载双基雷达降维空时自适应处理[J]. 电波科学学报, 2015, 30(1): 194-200. DOI: 10.13443/j.cjors.2014040701.

Zhang Yong-shun, Feng Wei-ke, Zhao Jie, et al. A dimension-reduced STAP method for airborne bistatic radar based on time-varying weighting techniques[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2015, 30(1): 194-200. DOI: 10.13443/j.cjors.2014040701.

[3] Greve S, Ries P, Lapierre F, et al. Framework and taxonomy for radar space-time adaptive processing (STAP) methods[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(3): 1084-1099. DOI: 10.1109/TAES.2007.4383596.

[4] 阳召成, 黎湘, 王宏强. 基于空时功率谱稀疏性的空时自适应处理技术研究进展[J]. 电子学报, 2014, 42(6): 1194-1204. DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.06.024.

Yang Zhao-cheng, Li Xiang, and Wang Hong-qiang. An

- overview of space-time adaptive processing technology based on sparsity of space time power spectrum[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2014, 42(6): 1194–1204. DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.06.024.
- [5] Borsari G K. Mitigating effects on STAP processing caused by an inclined array[C]. Proceedings of the 1998 IEEE National Radar Conference, Dallas, TX, USA, 1998: 135–140.
- [6] 冯坤菊, 王春阳, 段垣丽, 等. 机载双基地STAP的OP-DW预处理算法及其性能研究[J]. 电子学报, 2011, 39(3): 700–704. Feng Kun-ju, Wang Chun-yang, Duan Yuan-li, *et al.*. Research on the OP-DW algorithm of bistatic radar and its performance[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(3): 700–704.
- [7] Himed B, Zhang Y, and Hajjari A. STAP with angle-Doppler compensation for bistatic airborne radars[C]. Proceedings of the IEEE National Radar Conference, Long Beach, CA, USA, 2002: 311–317.
- [8] Himed B. Effects of bistatic clutter dispersion on STAP systems[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2003, 150(1): 28–32. DOI: 10.1049/ip-rsn:20030100.
- [9] Fallah A and Bakhshi H. Extension of adaptive angle-Doppler compensation (AADC) in STAP to increase homogeneity of data in airborne bistatic radar[C]. Proceedings of the 2012 6th International Symposium on Telecommunications (IST), Tehran, Iran, 2012: 367–372.
- [10] Melvin M L and Davis M E. Adaptive cancellation method for geometry-induced nonstationary bistatic clutter environments[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(2): 651–672. DOI: 10.1109/TAES.2007.4285360.
- [11] 王杰, 沈明威, 吴迪, 等. 基于主瓣杂波高效配准的机载非正侧视阵雷达STAP算法研究[J]. 雷达学报, 2014, 3(2): 235–240. DOI: 10.3724/SP.J.1300.2014.13122. Wang Jie, Shen Ming-wei, Wu Di, *et al.*. An efficient STAP algorithm for nonsidelooking airborne radar based on mainlobe clutter compensation[J]. *Journal of Radars*, 2014, 3(2): 235–240. DOI: 10.3724/SP.J.1300.2014.13122.
- [12] 马泽强, 王希勤, 刘一民, 等. 基于稀疏恢复的空时二维自适应处理技术研究现状[J]. 雷达学报, 2014, 3(2): 217–228. DOI: 10.3724/SP.J.1300.2014.14002. Ma Ze-qiang, Wang Xi-qin, Liu Yi-min, *et al.*. An overview on sparse recovery-based STAP[J]. *Journal of Radars*, 2014, 3(2): 217–228. DOI: 10.3724/SP.J.1300.2014.14002.
- [13] Yang Bin. Projection approximation subspace tracking[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(1): 95–107. DOI: 10.1109/78.365290.
- [14] Belkacemi H and Marcos S. Fast iterative subspace algorithms for airborne STAP radar[J]. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2006, 2006: 037296.

### 作者简介



赵军(1974–), 男, 河南新蔡人, 现为南京航空航天大学博士后, 副教授, 主要研究方向为空时自适应处理。

E-mail: happyzj112@163.com



朱岱寅(1974–), 男, 江苏无锡人, 现为南京航空航天大学电子信息工程学院教授, 博士生导师, IEEE会员, 主要研究方向为雷达成像和信号处理。

E-mail: zhudy@nuaa.edu.cn



田斌(1983–), 男, 陕西周至人, 现为西安电子工程研究所高级工程师, 主要研究方向为雷达系统设计。

E-mail: tianbin218@163.com