

## 前视阵高速雷达空时处理方法研究

许京伟\* 廖桂生 朱圣棋 柳艾飞

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

**摘要:** 多普勒严重模糊, 训练样本有限是高速平台雷达面临的重要问题, 协方差矩阵估计误差以及目标约束误差将使处理器性能严重下降。针对上述问题, 该文对前视阵杂波自由度进行了研究, 分析表明杂波特征谱与孔径带宽积、时宽带宽积以及空时耦合特性有关。该文提出基于主瓣区域空时多波束的鲁棒空时处理方法, 首先通过空时多波束降低杂波自由度, 然后利用多普勒区间约束的方法, 提高了处理器的性能和系统鲁棒性。仿真实验证明了该文方法的有效性, 当样本中存在目标信号时, 该文方法相比传统固定约束矢量的方法输出信杂噪比性能平均提高 5 dB 左右。

**关键词:** 前视阵雷达; 多普勒模糊; 杂波自由度; 多波束空时自适应处理; 区间约束

**中图分类号:** TN957.51

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2013)03-0509-07

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2012.00992

## Research on STAP Approach of Forward Looking Array Radar with High-velocity

Xu Jing-wei Liao Gui-sheng Zhu Sheng-qi Liu Ai-fei

(National Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** The seriously expended clutter Doppler and finite sample supports are the problem of high velocity radar platform, and the performance of conventional Space Time Adaptive Processing (STAP) will degrade due to covariance matrix error or inaccurate target constraint. A research on clutter Degree of Freedom (DoF) of forward-looking radar is discussed. The eigenvalue spectrum of clutter covariance matrix is relative with aperture bandwidth product, time-width bandwidth product together with the correlation of spatial and temporal frequency. Robust STAP method based on space-time multi-beam transforming is proposed. First, the DoF of clutter is reduced through space-time multi-beam transforming. Then, the extended Doppler constrain method is used to improve the performance and robustness of the processor. The numerical simulations show the effectiveness of the proposed method. Even when the training data contains the target signal, the proposed robust method can maintain up to 5 dB Signal-to-Clutter-plus-Noise Ratio (SCNR) improvement compared with the conventional methods.

**Key words:** Forward looking array radar; Doppler ambiguity; Clutter Degree of Freedom (DoF); Multi-beam Space Time Adaptive Processing (STAP); Interzone constrain

### 1 引言

高速运动雷达主瓣地杂波多普勒谱带宽较宽, 即使实现了超低旁瓣天线设计, 主瓣杂波也将严重影响慢速目标的检测性能。当存在多普勒模糊时目标信号将与不同空间方向的多块地杂波竞争, 微弱目标信号将被杂波所湮没, 如何有效地实现高速平台下的目标检测具有重要的军事和民用价值。

空时自适应处理(STAP)利用空间和时间 2 维

信息实现自适应杂波抑制, 最大限度地提高输出信杂噪比(SCNR)<sup>[1]</sup>。目前 STAP 在机载雷达上得到广泛的应用, 其在高速平台上的应用研究将大大提高星载雷达、弹载雷达等平台的运动目标检测及跟踪性能。首先, 为满足实时性要求, 90 年代即开始研究准最优降维、降秩 STAP 技术<sup>[2]</sup>。文献[3]提出了一种基于空时多波束的多级维纳滤波方法, 降低了计算量。根据最优雷达理论, 系统自由度大于杂波自由度才能达到理想的杂波抑制性能, 文献[4-8]对正侧阵雷达空时杂波自由度进行了研究, 没有给出非正侧阵雷达杂波自由度估计的具体结论。其次, 杂波非均匀对空时处理性能具有重要影响, 文献[9-12]研究了杂波非均匀补偿方法。文献[9]提出基于

2012-08-06 收到, 2012-11-12 改回

国家 973 计划项目(2010CB731903), 国家自然科学基金(61101249)和西安电子科技大学基本科研业务费(k50510020014)资助课题

\*通信作者: 许京伟 xujingwei1987@163.com

谱峰估计的自适应角度多普勒补偿方法,性能改善6 dB。文献[10]提出了一种基于时变自回归模型的空时滤波器,改善了非平稳环境下STAP的性能。文献[12]研究了空空弹载雷达前视阵部分自适应样本选取方法,但没有考虑高速运动平台通常面临的地杂波多普勒严重模糊的问题。再次,实际中由于协方差矩阵误差、目标约束不准确等因素导致目标信号相消,严重影响了空时处理的性能。文献[13,14]提出了线性约束最小方差(LCMV)波束形成技术通过增加约束条件以避免目标相消。文献[15]提出了迭代鲁棒波束形成,自适应调整不确定集水平提高了波束形成的鲁棒性。

本文针对高速平台雷达前视阵应用背景,提出了估计前视阵雷达空时杂波自由度的表达式,杂波大特征值与孔径带宽积和时间带宽积以及空时耦合特性有关。高速平台雷达杂波多普勒模糊多重模糊给空时处理带来沉重的负担,且实际中假定目标导向矢量与真实导向矢量不匹配以及杂波协方差矩阵估计存在误差,亦造成空时处理性能的严重下降。针对上述问题,本文基于前视阵主瓣杂波多普勒无模糊这一分析结论,利用主瓣杂波区域空时多波束降维方法抑制副瓣杂波多普勒模糊,并提出多普勒区间约束方法,将约束矢量纳入代价函数,通过优化得到最优权,提高了处理器性能和系统的鲁棒性,仿真实验验证了本文方法的有效性。

## 2 信号模型及问题提出

前视阵雷达空间几何结构如图1所示,不失一般性,采用平面阵列天线经列合成得到1维等距线阵,其阵元间距为雷达工作波长的一半,线阵轴沿 $y$ 轴方向排布,与平台运动方向的夹角为 $90^\circ$ 。平台运动速度大小为 $V$ ,设天线有良好背板,则天线照射方位角范围为 $(-90^\circ, 90^\circ)$ ,平台高度为 $H$ ,如图1所示,散射点 $P$ 空间方向为 $(\theta, \varphi)$ ,其中 $\theta$ 为方位角, $\varphi$ 为俯仰角。由此,散射点 $P$ 的空间方向矢量为

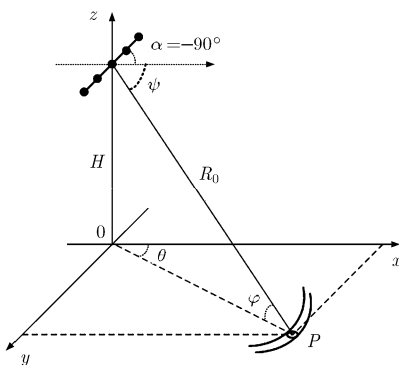


图1 前视阵几何构型

$$\mathbf{u}(\theta, \varphi) = [\cos \varphi \cos \theta, \cos \varphi \sin \theta, -\sin \varphi]^T \quad (1)$$

$N$ 元1维等距线阵沿 $y$ 轴排布,假设以第1个阵元为参考,第 $n$ 个阵元的空间位置坐标表示为

$$\mathbf{s}_n = [0, d(n-1), H]^T \quad (2)$$

其中 $n=1,2,\dots,N$ , $d$ 为阵元间距,为避免栅瓣 $d$ 可取为雷达工作波长的一半。假设散射点 $P$ 在一个相干处理时间(CPI)内后向散射特性是平稳的。相干脉冲数为 $K$ 。因此,空域导向矢量和时域导向矢量分别为

$$\mathbf{s}_s(\theta, \varphi) = \left[ e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{u}(\theta, \varphi)^T \mathbf{s}_1}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{u}(\theta, \varphi)^T \mathbf{s}_2}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{u}(\theta, \varphi)^T \mathbf{s}_N} \right]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{s}_t(\theta, \varphi) = [1, \dots, e^{j2\pi f_i(k-1)T_r}, \dots, e^{j2\pi f_i(K-1)T_r}]^T \quad (4)$$

其中 $k=1,2,\dots,K$ , $T_r$ 为脉冲重复周期, $f_i$ 为散射点 $P$ 对应的多普勒频率。窄带条件下,雷达回波信号为

$$\mathbf{x}_l = \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{G_T(\theta_r, \varphi_r) G_R(\theta_r, \varphi_r)}{R_l^2} \sigma_c(\theta, \varphi) \mathbf{s}_s(\theta, \varphi) \otimes \mathbf{s}_t(\theta, \varphi) d\theta \quad (5)$$

其中 $G_T(\theta_r, \varphi_r)$ 和 $G_R(\theta_r, \varphi_r)$ 分别为发射和接收天线增益, $\sigma_c(\theta, \varphi)$ 为雷达后向散射系数, $\otimes$ 为Kronecker直积。式(5)中 $\mathbf{x}_l$ 为一次空时快拍数据,为 $NK \times 1$ 维回波矢量。传统空时处理方法可以归结为如下的优化问题<sup>[1]</sup>:

$$\min \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}, \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{s}_{\text{st}}(\psi, f_i) = 1 \quad (6)$$

其中 $\mathbf{s}_{\text{st}}(\psi, f_i)$ 为目标空时导向矢量, $\mathbf{R}$ 为杂波协方差矩阵,实际中是通过距离统计平均作为协方差矩阵的估计,即 $\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}_l \mathbf{x}_l^H$ 。求解上述问题可得空时处理最优权为

$$\mathbf{w} = \frac{1}{\mathbf{s}_{\text{st}}^H(\psi, f_i) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{s}_{\text{st}}(\psi, f_i)} \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{s}_{\text{st}}(\psi, f_i) \quad (7)$$

实际中由于环境的非均匀、非平稳以及训练样本中存在目标信号等因素将使杂波协方差矩阵估计存在误差,同时由于在多普勒通道搜索时,搜索多普勒频率与目标多普勒频率通常并不相同,因此目标空时导向矢量亦存在误差,导致空时处理器性能下降严重<sup>[1]</sup>。

需要说明的是前视阵空时杂波存在距离依赖性,其空时耦合关系为正椭圆,本文是基于对前视阵雷达杂波补偿后进行杂波抑制的,文中采用的空时杂波补偿方法为角度多普勒方法<sup>[9]</sup>。

## 3 杂波自由度分析及降维鲁棒处理方法

### 3.1 杂波自由度分析

高速平台雷达运动速度快,杂波多普勒频谱范围很宽,导致多普勒模糊,目标信号在多普勒域与

不同空间方向的多块地杂波竞争, 微弱目标将完全淹没在杂波中。定义主波束两个零点之间的宽度为主瓣宽度, 天线的主瓣宽度为  $\theta_{\text{main}} = \lambda/L(\text{rad})$ , 将多普勒速度  $f_t = 2V \cos \varphi \cos \theta / \lambda$  在主瓣方向  $(\theta_0, \varphi_0)$  处沿着方位向进行二阶泰勒展开, 可得主瓣杂波多普勒频率范围为

$$\begin{aligned} |\Delta f_t| &\approx 2 \left| \frac{\partial f_t}{\partial \theta} \Big|_{\theta=\theta_0} \frac{\theta_{\text{main}}}{2} + \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 f_t}{\partial \theta^2} \Big|_{\theta=\theta_0} \left( \frac{\theta_{\text{main}}}{2} \right)^2 \right| \\ &= \frac{2V \cos \varphi}{\lambda} \left| \sin \theta_0 \theta_{\text{main}} + \frac{\cos \theta_0}{4} \theta_{\text{main}}^2 \right| \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可见多普勒带宽随扫描角的变化而变化。实际中的主瓣杂波多普勒带宽较窄, 主瓣杂波多普勒不模糊的条件容易满足。

正侧阵雷达杂波空时耦合关系为线性, 其杂波自由度由 Brennan 准则给出<sup>[4]</sup>:  $\gamma = N + \beta(K-1)$ 。空时快拍数据实际上是对一定空域带宽和一定的多普勒带宽的信号进行非均匀采样得到的。任意带宽为  $B$ , 时宽为  $T$  的信号, 其能量集中于  $\nu$  个大特征值上, 即  $\nu = BT + 1$ 。对于非正侧阵雷达, 杂波空时耦合关系为椭圆, 杂波大特征值不仅取决于空域孔径带宽积(ABP)和时域时宽带宽积(TBP), 还与空时耦合特性有关。前视阵雷达杂波大特征值可以表达为

$$\gamma = \frac{2}{\lambda} L_a + \frac{4V}{\lambda} T_w + (1 + \alpha) \quad (9)$$

其中对于 1 维均匀等距线阵  $L_a = d(N-1)$  为线阵孔径长度,  $d$  为阵元间距,  $N$  为阵元个数,  $T_w = (K-1)T_r$  为观测时间, 即为相干处理时间,  $K$  为相干脉冲数,  $T_r$  为脉冲重复周期。这里我们定义空域带宽和时域带宽分别为  $2/\lambda, 4V/\lambda$  (双程)。第 1 项和第 2 项分别表示空域孔径带宽积和时域时宽带宽积, 特征值大小差距与杂波主副瓣功率差距相当, 而第 3 项与前视阵空时耦合关系有关, 特征值大小差距悬殊, 并且迅速衰减到很小。受接收机噪声功率的影响, 杂波自由度主要取决于高于噪声功率的特征值。

当采用均匀线阵并且阵元间距为半波长, 且在正侧阵配置的情况下, 式(9)可以表示为

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{2}{\lambda} L_a + \frac{4V}{\lambda} T_w + 1 = \frac{2}{\lambda} \left( \frac{\lambda}{2} (N-1) \right) \\ &+ \frac{4V}{\lambda} (K-1) T_r + 1 = N + \beta(K-1) \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $\alpha = 0, \beta = 4V/(\lambda f_r)$ , 当存在多普勒模糊时,  $\beta > 1$ 。式(10)表明, Brennan 准则是式(9)的特殊形式。

(1) 雷达阵列与杂波自由度的关系 STAP 运算量很大, 实际中常采用子阵降维的处理方法, 式(9)

同样适用于子阵处理后空时杂波自由度的估计。根据式(9)可知, 杂波的自由度与子阵划分方法并无关系, 仅与阵列孔径长度和雷达工作波长有关, 因此, 子阵划分降低了系统自由度而并不能减少杂波自由度, 会带来一定程度的系统性能损失。

(1) 多普勒模糊与杂波自由度的关系 式(12)中第 2 项反映了杂波自由度与多普勒带宽、观测时间的关系。当空域孔径带宽积不变时, 对于一定的观测时间  $T_w$ , 杂波自由度一定, 提高脉冲重复频率可以增加脉冲积累个数, 从而增加系统自由度, 提高杂波抑制性能。高速平台雷达由于运动速度很高, 因此多普勒带宽很宽, 中/低重复频率一般难以满足奈奎斯特采样要求, 造成严重的多普勒模糊, 从而导致空时杂波自由度大大增加。

(3) 空时耦合特性对杂波自由度的影响 杂波大特征值个数可由式(9)拟合, 特征谱在“第 1 拐点”以后迅速衰减至“第 2 拐点”, 其“第 2 拐点”与噪声功率有关, “第 2 拐点”后的特征值对杂波自由度无贡献, 其对应的特征矢量构成噪声空间。正侧阵空时耦合特性为线性, 其  $\alpha$  为零; 非正侧阵空时耦合特性为非线性, 其  $\alpha$  大于零且与噪声功率有关。

### 3.2 降维鲁棒 STAP 处理方法

本文提出了基于主瓣杂波区域空时多波束降维的鲁棒空时处理方法。该方法首先基于杂波多普勒模糊主要产生在副瓣杂波区域这一分析结论, 在主瓣杂波区域进行空时 2 维波束形成, 抑制副瓣杂波, 以降低杂波自由度, 然后利用多普勒区间约束方法, 在一定的多普勒区间内约束多个多普勒频点, 并将约束矢量纳入优化问题, 通过优化得到在这些频点处的最优约束值, 进而得到最优权, 可提高处理器的性能和系统鲁棒性。

雷达主波束视向为  $\psi_0$ , 取主波束视向及其邻近的空域波束形成, 并利用邻近辅助波束对消主波束杂波, 空域多波束降维变换矩阵为  $\mathbf{T}_s = [\mathbf{u}_i, \mathbf{u}_{i+1}, \dots, \mathbf{u}_{i+q-1}]$ , 其中第 1 列为主波束加权系数, 其余  $q-1$  列为邻近辅助波束加权系数。同样时域多普勒滤波变换矩阵为  $\mathbf{T}_t = [\mathbf{v}_j, \mathbf{v}_{j+1}, \dots, \mathbf{v}_{j+p-1}]$ , 第 1 列为检测多普勒滤波系数, 其余  $p-1$  列为邻近多普勒滤波系数, 因而空时域降维变换矩阵为

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_t \otimes \mathbf{T}_s \quad (11)$$

变换矩阵  $\mathbf{T}$  将回波数据变换到波束多普勒局域, 得降维二次数据  $\mathbf{y}_t = \mathbf{T}^H \mathbf{x}_t$ , 降维变换后的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_t = E[\mathbf{y}_t \mathbf{y}_t^H] = (\mathbf{T}_t \otimes \mathbf{T}_s)^H \mathbf{R}_l (\mathbf{T}_t \otimes \mathbf{T}_s) \quad (12)$$

在零假设条件下  $\mathbf{x}_{l/H_0} \sim CN(0, \mathbf{R}_l)$ , 基于最小方差无

失真响应(MVDR)的自适应权为

$$\mathbf{w}_a = \mu \mathbf{R}_t^{-1} \mathbf{s}_t \quad (13)$$

其中, 协方差矩阵是由距离维统计平均估计得到  $\hat{\mathbf{R}}_t = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{y}_i \mathbf{y}_i^H$ ,  $\mathbf{s}_t = \mathbf{T}^H \mathbf{s}_{s-t}$  为降维的目标空时导向矢量。实际中由于环境非平稳、训练样本中存在目标信号等因素使协方差矩阵收敛缓慢, 在有限的训练样本条件下得到的协方差矩阵存在误差, 同时多普勒通道搜索时, 处理器搜索多普勒频率与目标多普勒频率通常并不相同, 因此目标导向矢量亦会存在误差, 将导致基于 MVDR 的空时处理性能下降严重<sup>[1]</sup>。针对上述问题, 将多普勒的点约束扩展到多普勒区间约束, 提出鲁棒多普勒区间约束空时处理方法, 可有效解决目标多普勒约束不准确而导致的处理器性能下降问题。其鲁棒方法归结为如下的优化问题:

$$\left. \begin{aligned} \min \mathbf{w}_a^H \hat{\mathbf{R}}_t \mathbf{w}_a \\ \text{s.t. } \mathbf{w}_a^H \mathbf{T}^H (\mathbf{s}_s \otimes \mathbf{s}_t(f_m)) = \alpha_m e^{j\beta_m}, m \in \{1, 2, \dots, M\} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

其中, 假定约束矢量为  $\mathbf{u} = [\alpha_1 e^{j\beta_1}, \alpha_2 e^{j\beta_2}, \dots, \alpha_M e^{j\beta_M}]^T$ , 对于检测多普勒通道通常约束为 1, 即约定  $\alpha_1=1, \beta_1=0$ 。选择约束的多普勒频点个数应小于时域降维矩阵的列数  $p$ 。当处理器搜索全部的多普勒频点时, 增加左右多普勒频点约束可以保证目标多普勒频率在约束区间以内。

对比式(14)式和文献[14]中的固定约束的线性约束最小方差(LCMV)的方法, 本文方法将约束矢量作为优化的参量, 通过优化得到最优约束, 不仅可改善系统的鲁棒性, 同时可提高处理器的性能。

由式(14)可构造代价函数为

$$f(\mathbf{w}_a, \boldsymbol{\zeta}, \mathbf{u}) = \mathbf{w}_a^H \hat{\mathbf{R}}_t \mathbf{w}_a - 2\boldsymbol{\zeta}^T (\mathbf{w}_a^H \mathbf{T}^H \mathbf{B} - \mathbf{u}) \quad (15)$$

其中  $\boldsymbol{\zeta} = [\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_M]^T$  为拉格朗日乘子矢量,  $\mathbf{B} = \mathbf{s}_s \otimes [\mathbf{s}_t(f_1), \mathbf{s}_t(f_2), \dots, \mathbf{s}_t(f_M)]$  为主瓣方向多普勒区间内的  $M$  个多普勒频点的约束矩阵, 由拉格朗日乘子法求解得

$$\mathbf{w}_a = \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B} (\mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{u} \quad (16)$$

$$\boldsymbol{\zeta} = (\mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{u} \quad (17)$$

将式(16)和式(17)代入式(15)的代价函数, 得

$$f(\mathbf{u}) = \mathbf{u}^H (\mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{u} \quad (18)$$

令

$$\mathbf{P}^{-1} = \mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B} = (\mathbf{T}^H \mathbf{B})^H \hat{\mathbf{R}}_t^{-1/2} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1/2} (\mathbf{T}^H \mathbf{B}) \quad (19)$$

矩阵  $\mathbf{P}$  为 Hermite 矩阵, 为求解最优约束矢量, 利用式(16)得到的权值计算输出信杂噪比为

$$\begin{aligned} \text{SCNR}_{\text{out}}(\mathbf{u}) &= \frac{\mathbf{w}_a^H \mathbf{T}^H \mathbf{s}_{s-t} \mathbf{s}_{s-t}^H \mathbf{T} \mathbf{w}_a}{\mathbf{w}_a^H \hat{\mathbf{R}}_t \mathbf{w}_a} \\ &= \frac{\mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{s}_{s-t} \mathbf{s}_{s-t}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B} \mathbf{P} \mathbf{u}}{\mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{u}} \end{aligned} \quad (20)$$

通过最大化式(20)的输出信杂噪比可求解最优约束矢量  $\mathbf{u}$ 。令  $\mathbf{u}_0 = \mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{s}_{s-t}$ , 式(20)化简为

$$\text{SCNR}_{\text{out}}(\mathbf{u}) = \frac{\mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{u}_0 \mathbf{u}_0^H \mathbf{P} \mathbf{u}}{\mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{u}} = \frac{\mathbf{u}^H \mathbf{Q} \mathbf{u}}{\mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{u}} \quad (21)$$

其中  $\mathbf{Q} = \mathbf{P} \mathbf{u}_0 \mathbf{u}_0^H \mathbf{P}$ , 且  $\mathbf{Q}^H = (\mathbf{P} \mathbf{u}_0 \mathbf{u}_0^H \mathbf{P})^H = \mathbf{P}^H \mathbf{u}_0 \mathbf{u}_0^H \mathbf{P}^H = \mathbf{P} \mathbf{u}_0 \mathbf{u}_0^H \mathbf{P} = \mathbf{Q}$ , 因此  $\mathbf{Q}$  亦为 Hermite 矩阵, 式(21)满足广义瑞利商的定义。根据广义瑞利商的连续性, 式(21)最大值存在。令

$$g(\mathbf{u}) = \frac{\mathbf{u}^H \mathbf{Q} \mathbf{u}}{\mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{u}} \quad (22)$$

对式(22)求关于矢量  $\mathbf{u}$  的偏导数, 并令偏导数等于零, 并将  $\mathbf{Q}$  代入式(22)中, 可得

$$\mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{u} \mathbf{P} \mathbf{u}_0 \mathbf{u}_0^H \mathbf{P} \mathbf{u} - \mathbf{u}^H \mathbf{P} \mathbf{u}_0 \mathbf{u}_0^H \mathbf{P} \mathbf{u} \mathbf{P} \mathbf{u} = 0 \quad (23)$$

显然  $\mathbf{u} = \mathbf{u}_0$  时式(23)成立。由瑞利商的有界性<sup>[6]</sup>,  $\tau_{\min} \leq g(\mathbf{u}) \leq \tau_{\max}$ , 由于矩阵  $\mathbf{Q}$  秩为 1, 因此  $\mathbf{Q} \mathbf{u} = \tau \mathbf{P} \mathbf{u}$  仅有一个非零特征值, 即  $\tau_0 = \mathbf{u}_0^H \mathbf{P} \mathbf{u}_0$  是其非零特征值,  $\mathbf{u}_0$  是其对应的特征矢量, 因此有  $g(\mathbf{u}) \leq g(\mathbf{u}_0)$ 。将最优的约束矢量  $\mathbf{u}_0$  代入式(16)得到最优权为

$$\mathbf{w}_a = \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B} (\mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{T} \hat{\mathbf{R}}_t^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{s}_{s-t} \quad (24)$$

## 4 仿真实验

为了验证本文对杂波特征谱分析以及降维鲁棒 STAP 方法的正确性和有效性, 4.1 节首先给出前视阵杂波自由度分析的仿真实验。4.2 节通过仿真实验比较了几种空时处理方法的性能, 基本仿真参数如表 1 所示。

### 4.1 前视阵杂波特征谱特性

本节为了验证 3.1 节对前视阵杂波特征谱的分析, 通过仿真实验分析杂波特征谱与相干脉冲数、脉冲重复频率、接收通道数以及阵元间距之间的关系。其他雷达参数如表 1 所示。

表 1 雷达系统仿真参数

工作波长 $\lambda$	0.016 m	接收通道数 $N$	12
平台速度 $V$	812.4 m/s	脉冲重复频率 $f_r$	20 kHz
平台高度 $H$	3000 m	相干脉冲数 $K$	32
杂噪比 CNR	60 dB	阵元间距 $d$	0.008 m

(1) 杂波特征谱与孔径带宽积(ABP)的关系 图2中给出了杂波特征谱与空域 ABP 之间的关系, 其中时域参数分别取脉冲重复间隔  $T_r=25 \mu\text{s}$ , 相干脉冲数  $K=16$ 。如图 2(a)给出了阵元个数和阵元间距相应变化时的杂波特征谱, 此时  $L_a=d(N-1)$  保持不变。仿真结果表明: 其他条件不变的情况下, 空域 ABP 不变则杂波特征谱中大特征值基本不变, 杂波大部分能量集中于第 1 拐点之前的杂波特征值对应的杂波空间中, 第 1 拐点后杂波特征值迅速减小。图 2(b)中给出了阵元个数不变  $N=17$ , 阵元间距分别为  $(\lambda, 3\lambda/4, \lambda/2, \lambda/4)$  时的杂波特征谱分布情况, 图 2(b)中相应情况下的特征谱第 1 拐点分别为  $\{107, 99, 91, 83\}$ , 第 1 拐点满足式

$$\gamma_{\text{first}} = \frac{2}{\lambda}(N-1)d + \beta(K-1) + 1 \quad (25)$$

其中  $\beta$  表示多普勒模糊重数  $\beta = 4V \cos \varphi T_r / \lambda$ , 实验中  $\beta = 5$ 。 $\varphi$  表示对应的俯仰角,  $T_r$  为脉冲重复周期。

(2) 杂波特征谱与时宽带宽积(TBP)的关系 图3中给出了杂波特征谱与时域 TBP 的关系,  $\text{TBP} = T_r(K-1)$ , 实验中选取空域通道数  $N=17$ , 阵元间距  $d = \lambda/2$ 。图 3(a)仿真结果表明: 杂波特征谱与时域 TBP 有关, 其他条件不变的情况下, 时域 TBP 不变则杂波大特征值分布基本不变。同空域的分析相似, 杂波特征谱的第 1 拐点位置满足式(10)。图 3(b)中给出了固定相干脉冲数  $K=17$  的情况下, 脉冲重复周期分别为  $\{25 \mu\text{s}, 12.5 \mu\text{s}, 8.33 \mu\text{s}, 6.25 \mu\text{s}\}$  时的杂波特征谱分布曲线, 其第 1 拐点位置分别为  $\{96, 56, 43, 36\}$ , 满足

$$\gamma_{\text{first}} = \frac{2}{\lambda}L_a + B_f T_r (K-1) + 1 \quad (26)$$

其中阵列孔径  $L_a=d(N-1)$  保持不变, 实验中空域 ABP 为 16,  $B_f$  为多普勒带宽, 时宽  $T_w=T_r(K-1)$ 。

(3) 杂波特征谱与杂噪比的关系 杂波特征谱“第 1 拐点”后特征值迅速减小到噪声功率水平,  $\alpha$  用以表征“第 1 拐点”和“第 2 拐点”之间的特征值。图 4 给出了不同杂噪比条件下的杂波特征谱曲线, 仿真中通道数为  $N=17$ , 相干脉冲数  $K=16$ , 其他参数如表 1, 图 4 表明  $\alpha$  与杂噪比有关, 实际上杂波自由度取决于高于噪声功率的特征值个数。

通过以上仿真实验, 如式(9)所示, 空时杂波大特征值与空域 ABP 和时域 TBP 有关, 同时前视阵雷达空时耦合特性为非线性, 其杂波自由度与空时耦合特性有关。

#### 4.2 STAP 处理方法性能比较

高速平台雷达前视阵多普勒多重模糊, 且前视阵空时耦合关系非线性, 杂波自由度大大增加, 增

加了 STAP 杂波抑制的难度。为了验证本文方法的有效性, 本节做了如下仿真实验。雷达参数如表 1 所示。

图 5 中给出了三通道空时联合自适应处理(3DT-SAP)方法和空时多波束自适应空时处理(MB-STAP)方法的改善因子曲线, 作为比较给出了最优改善因子曲线。3DT-SAP 方法的处理器自由度为  $3N=36$ , MB-STAP 方法的处理器自由度为  $pq=35$ , 其中  $p=7, q=5$ 。图 5(a)中给出了高重复频率下, 杂波多普勒无模糊时的改善因子曲线, 图 5(b)中为中重复频率下, 多普勒多重模糊时的改善因子曲线。由图可见, 多普勒不模糊时, 与目标竞争的杂波来自空间很少几块地面区域, 3DT-SAP 与 MB-STAP 均能有效地抑制杂波; 多普勒模糊严重时, 与目标竞争的杂波来自空间多个地面区域, 3DT-SAP 方法系统自由度不足, 杂波抑制性能有限, 而 MB-STAP 方法通过多波束空域滤波处理降低杂波自由度, 提高了空时处理性能。图 6 中分别给出了高重复频率和中重复频率情况下 3DT-SAP 和 MB-STAP 的杂波特征谱曲线, 如图所示, 高重复频率下多普勒不模糊, 3DT-SAP 和 MB-STAP 的杂波自由度均比较低, 而中重复频率下 3DT-SAP 方法的杂波自由度很大。

为了验证本文鲁棒空时处理方法的有效性, 图 7 给出了目标信号( $\text{SNR}=20 \text{ dB}$ )存在于训练样本中时 MVDR 方法、固定约束的 LCMV 和本文方法的改善因子曲线, 同时作为比较给出了最优改善因子曲线。图 7 中, 由于目标信号的存在导致协方差矩阵估计不准确, 且由于目标约束与真实目标信号不匹配, 此时 MVDR 方法通过最小化输出功率将目标作为干扰而抑制, 造成目标信号相消。固定约束的 LCMV 方法和本文方法均能够通过约束临近多普勒频点提高系统的鲁棒性。尽管训练样本中存在目标信号, 本文方法在目标多普勒频点处性能相对于 MVDR 提高 12 dB 左右, 相比于固定约束矢量的 LCMV 方法性能平均提高 5 dB。实验中本文方法和固定约束矢量的 LCMV 方法选取相同的多普勒约束频点。

图 8 中给出了改善因子随输入信噪比(SNR)的变化曲线, 作为对比给出了最优检测性能曲线。由图可见当 SNR 很小时尤其当  $\text{SNR}<0 \text{ dB}$ , MVDR 方法性能接近最优, 而固定约束矢量的 LCMV 方法和本文方法由于多约束损失系统自由度, 性能略有下降, 下降约为 1 dB。随着目标信号功率增加, 当  $\text{SNR}>5 \text{ dB}$ , MVDR 方法性能下降严重, 而固定约束矢量的 LCMV 方法在 SNR 增加到 10 dB 后性能

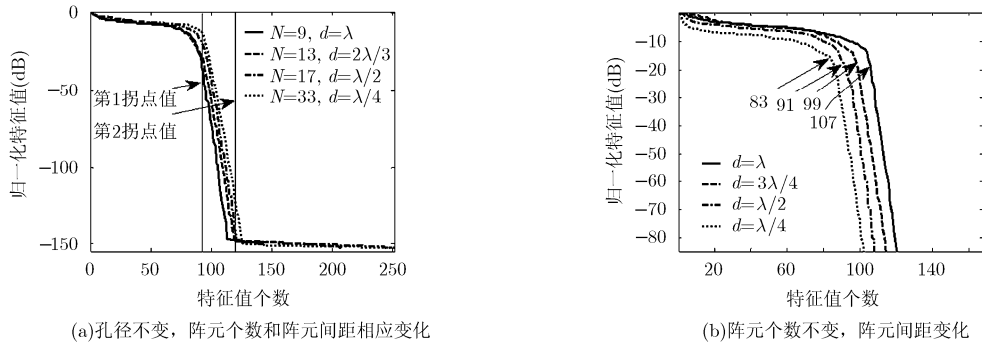


图2 杂波特征谱与空域 ABP 的关系

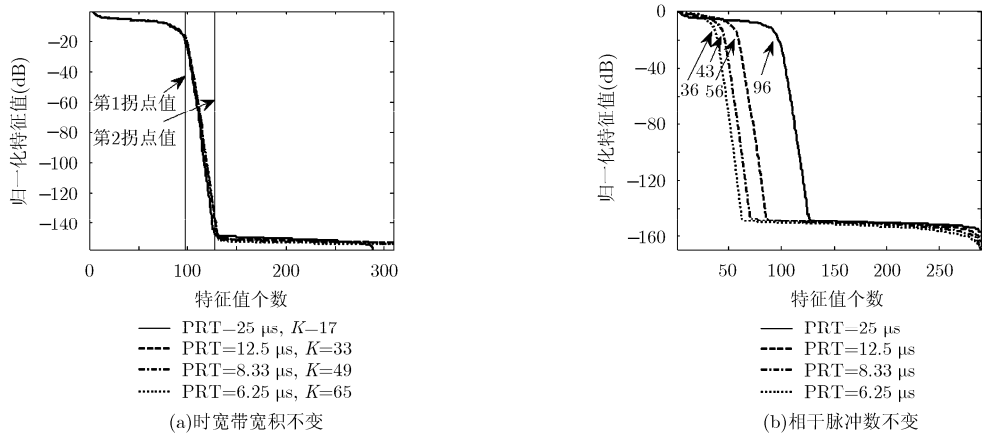


图3 杂波特征谱与时域 TBP 的关系

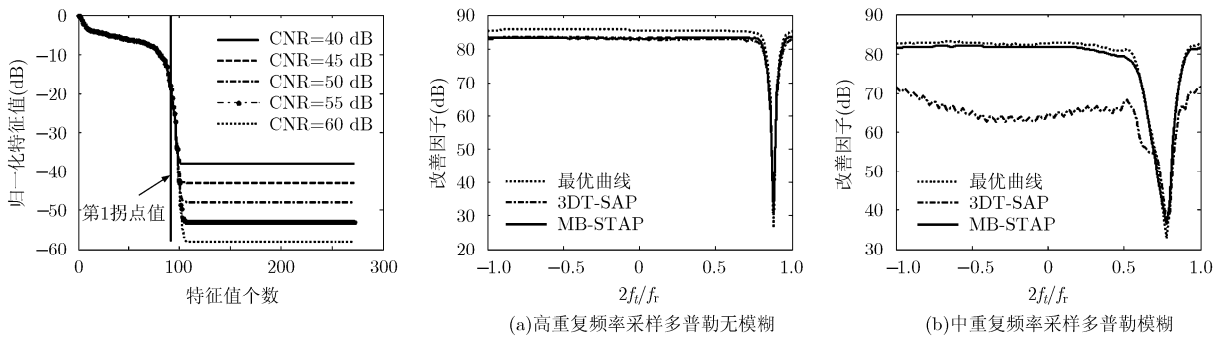


图4 杂波特征值谱与杂噪比之间的关系

图5 改善因子曲线

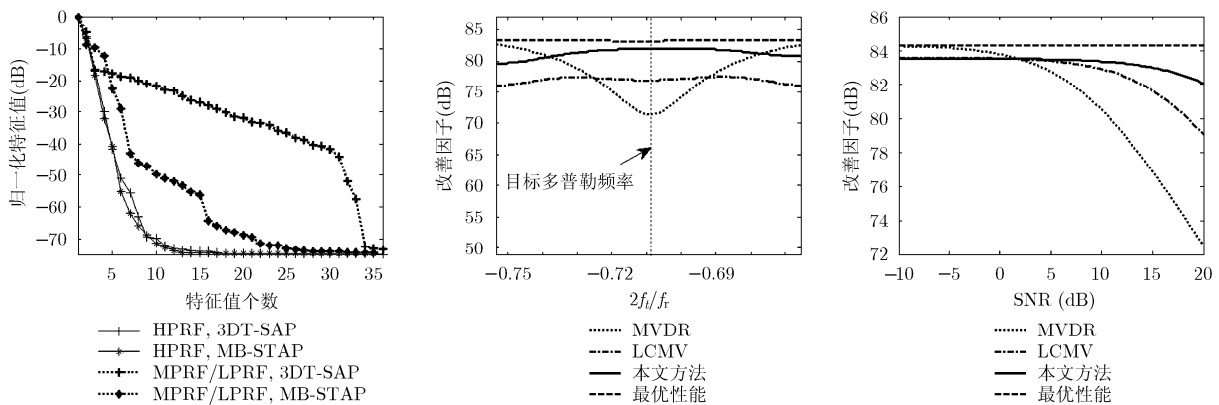


图6 局域杂波特征值曲线

图7 训练样本中包含目标信号时目标多普勒附近的改善因子曲线

图8 改善因子随信噪比的变化曲线

下降明显, 本文方法对目标信号存在的情况比较稳健, 直到 SNR 达到 20 dB, 本文方法相对最优性能曲线下降仍小于 3 dB。

## 5 结论

本文研究了前视阵空时杂波特征谱, 分析得出空时杂波自由度与空域的孔径带宽积和时域的时宽带宽积以及空时耦合特性有关。同时本文提出基于杂波主瓣区域空时多波束的稳健 STAP 方法, 通过主瓣方向空时多波束有效抑制副瓣杂波, 降低了杂波自由度; 并采用多普勒区间多约束的方法, 将约束矢量归入代价函数中, 通过优化得到最优约束矢量进而求得最优权, 不仅改善了系统的稳健性同时提高处理器的性能。

## 参考文献

- [1] Guerci J R. Space-time Adaptive Processing for Radar[M]. Boston, MA: Artech House, 2003: 51-74.
- [2] 保铮, 廖桂生, 吴仁彪, 等. 相控阵机载雷达杂波抑制的时空维自适应滤波[J]. 电子学报, 1993, 21(9): 1-7.  
Bao Zheng, Liao Gui-sheng, Wu Ren-biao, et al. 2-D temporal-spatial adaptive clutter suppression for phased array airborne radars[J]. *Acta Electronica Sinica*, 1993, 21(9): 1-7.
- [3] 和洁, 冯大政, 吕晖, 等. 一种机载雷达空时相邻多波束算法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2011, 38(1): 131-135.  
He Jie, Feng Da-zheng, Lü Hui, et al. Modified space-time multiple-beam approach for the airborne radar[J]. *Journal of Xidian University*, 2011, 38(1): 131-135.
- [4] Brennan L E and Staudaher F M. Subclutter visibility demonstration[R]. Technical Report RL-TR-92-21, Adaptive Sensors Inc, March 1992.
- [5] Zhang Q and Mikhael W B. Estimation of the clutter rank in the case of subarraying for space-time adaptive processing[J]. *Electronics Letters*, 1997, 33(5): 419-420.
- [6] Wang Guo-hua and Lu Yi-long. Clutter rank of STAP in MIMO radar with waveform diversity[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(2): 938-943.
- [7] 张西川, 张永顺, 谢文冲, 等. 机载相干 MIMO 雷达杂波自由度估计研究[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(9): 2125-2131.  
Zhang Xi-chuan, Zhang Yong-shun, Xie Wen-chong, et al. Research on the estimation of clutter rank for coherent airborne MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(9): 2125-2131.
- [8] Zhang Zeng-hui, Zhu Ju-bo, and Wang Yong-liang. Local degrees of freedom of clutter for airborne space-time adaptive processing radar with subarrays[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2012, 6(3): 130-136.
- [9] Melvin W L and Davis M E. Adaptive cancellation method for geometry-induced non-stationary bistatic clutter environments[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2007, 43(2): 651-672.
- [10] Wu D, Zhu D, Shen M, et al. Time-varying space-time autoregressive filtering algorithm for space-time adaptive processing[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2012, 6(4): 213-221.
- [11] 刘锦辉, 廖桂生, 李明. 机载前视阵雷达杂波谱空时分离插值方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(9): 2120-2124.  
Liu Jin-hui, Liao Gui-sheng, and Li Ming. Space-time separated interpretation method for forward-looking airborne radar clutter spectrum[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(9): 2120-2124.
- [12] Cristallini D and Bürger W. Strategies for sub-optimal air-to-air STAP in forward looking configuration[C]. Proceedings of the 7th European Radar Conference, Paris, France, 2010: 308-311.
- [13] Tseng C Y and Griffiths L J. A unified approach to the design of linear constraints in minimum variance adaptive beamformers[J]. *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, 1992, 40(12): 1533-1542.
- [14] Bell K L and Wage K E. Reduced rank space-time adaptive processing with quadratic pattern constraints for airborne radar[C]. IEEE Conference on Signals, Systems and Computers, Fairfax, USA, 2003: 807-811.
- [15] Lie J P, Ser W, and See S. Adaptive uncertainty based iterative robust capon beamformer using steering vector mismatch estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(9): 4483-4488.
- [16] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 528-532.  
Zhang X D. Matrix Analysis and Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 528-532.

许京伟: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为空时自适应处理方法。

廖桂生: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 主要从事雷达探测系统信号处理、空时自适应处理、天基预警和阵列信号处理等研究领域。

朱圣棋: 男, 1984年生, 副教授, 主要研究方向为空时二维信号处理、机载/星载雷达地面运动目标检测以及参数估计。