

机载 MIMO 雷达两级降维杂波抑制方法

吕 晖* 冯大政 和 洁 向 聪

(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: 该文针对机载 MIMO 雷达杂波抑制问题, 提出一种低复杂度的空时自适应处理 (STAP) 方法。首先利用多普勒滤波对杂波信号进行时域降维处理; 然后将空域发射-接收 2 维波束形成权向量表示成发射权和接收权的 Kronecker 积, 并建立关于这两个权值的二元二次代价函数从而实现空域二次降维; 最后提出最小化代价函数的双迭代算法, 交替优化两个权值。仿真结果表明该算法收敛速度快, 运算量小, 尤其在小样本条件下其杂波抑制性能显著优于 m DT 方法。

关键词: 机载雷达; MIMO 雷达; 空时自适应处理 (STAP); 杂波抑制; 降维

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)-04-0805-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00704

Two-stage Reduced-dimension Clutter Suppression Method for Airborne MIMO Radar

Lü Hui Feng Da-zheng He Jie Xiang Cong

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

Abstract: A computationally efficient Space-Time Adaptive Processing (STAP) method for clutter suppression in airborne MIMO radar is proposed. Firstly, the Doppler filtering is performed to reduce the data dimension in temporal domain. Secondly, the weight vector of the two-dimensional transmit-receive beamformer is expressed as the Kronecker product of two short weight vectors for which a bi-quadratic cost function is constructed to achieve dimension reduction in spatial domain. Finally, a bi-iterative algorithm for minimizing the bi-quadratic cost function is utilized to optimize iteratively the two weights. Simulation results indicate that the proposed method has fast convergence rate and particularly for short data records, it provides substantially better clutter suppression performance and can be carried out at a smaller computational cost than the m DT method.

Key words: Airborne radar; MIMO radar; Space-Time Adaptive Processing (STAP); Clutter suppression; Dimension reduction

1 引言

空时自适应处理 (STAP) 的概念最初是由 Brennan 等人^[1]于 1973 年针对相控阵体制机载预警雷达的地杂波抑制而提出。经过三十多年的发展, 对于机载相控阵雷达而言, STAP 技术已趋于成熟。如今, 这项技术又被进一步推广到多输入多输出 (MIMO) 雷达系统中^[2-6]。通过多天线发射正交信号并在多个接收端匹配滤波分离各发射信号分量^[7,8], MIMO 雷达利用少量天线即可获得较多的处理自由度^[2], 等效扩展了接收阵列孔径^[3], 从而有效提高预警雷达的杂波抑制能力和动目标检测性能^[3]。因此, MIMO-STAP 迅速成为国际雷达界的一个研究热点。文献[2]首次提出 MIMO-STAP 概念; 文献[4]

研究了 MIMO 雷达对多径杂波的抑制; 文献[5]定量分析了不同发射波形对杂波自由度的影响; 文献[6]则提出了一种基于距离递归的机载 MIMO 雷达干扰抑制方法。

与相控阵 STAP 一样, MIMO-STAP 同样面临着高维协方差矩阵估计和求逆问题, 涉及的运算量巨大且需要大量独立同分布 (i.i.d) 参考单元的支撑。许多针对相控阵 STAP 设计的降维自适应方法同样用来缓解 MIMO-STAP 的问题, 其中包括著名的 1DT 和 m DT^[9] (也称为 FA 和 EFA^[10]) 方法, 其基本思想是在时域先对各阵元输出作深加权的多普勒滤波抑制大量杂波, 然后再选取 m (m 通常取奇数 1, 3 等) 个相邻多普勒通道的输出作 Capon 自适应处理。然而由于采用正交发射波形的缘故, MIMO-STAP 将传统的空-时 2 维处理扩展到空-时-码(波形) 3 维空间, 导致多普勒滤波后的空域处理是一个

2010-07-06 收到, 2010-09-17 改回

国家自然科学基金(60971111)资助课题

*通信作者: 吕晖 hlv@mail.xidian.edu.cn

发射-接收 2 维波束形成问题,处理器维数依然很高,使得 mDT 方法的实际应用受到限制。

本文在 mDT 方法的基础上提出一种降维 mDT 方法。通过先时域后空域的两级降维处理,该方法将 mDT 方法面临的空域 2 维波束形成问题分离成两个 1 维波束形成问题,最后利用一种可快速收敛的迭代算法交替优化两个低维权向量,从而有效降低了运算量和对 i.i.d 参考单元数目的要求。

2 机载 MIMO 雷达杂波模型

本文采用图 1 所示的机载 MIMO 雷达模型。载机沿 x 轴方向匀速直线飞行,飞行速度和高度分别为 v 和 h 。雷达发射和接收阵列都是平行于 x 轴放置的等距线阵,阵元数分别是 M 和 N ,阵元间距分别为 d_T 和 d_R 。在一个相干处理间隔(CPI)内,各发射阵元同时辐射由 K 个脉冲组成的脉冲串波形,且 M 个发射波形相互正交。在每个接收阵元处,分别利用 M 个参考发射信号对 K 个脉冲周期的回波数据进行匹配滤波,则所有匹配滤波器的输出可以排列成如下 $MNK \times 1$ 维杂波和噪声向量^[5,6]:

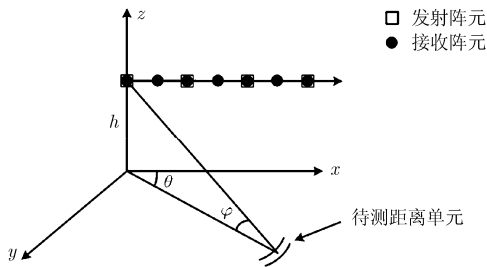


图1 机载 MIMO 雷达系统模型

$$\mathbf{y} = \int_0^\pi \rho(\theta) \mathbf{s}(f_s, f_d) d\theta + \mathbf{y}_w \quad (1)$$

式中 $\rho(\theta) \sim N^c(0, \sigma_\rho^2)$ 是服从零均值复高斯分布的杂波散射系数; $f_s = d_R \cos \theta \cos \varphi / \lambda$ 和 $f_d = 2vT \cos \theta \cos \varphi / \lambda$ 分别表示归一化空间和多普勒频率,其中 θ 为方位角, φ 为俯仰角, λ 表示载波波长, T 为脉冲重复频率; $MNK \times 1$ 维向量

$$\mathbf{s}(f_s, f_d) = \mathbf{a}_D(f_d) \otimes \mathbf{a}_T(f_s) \otimes \mathbf{a}_R(f_s) \quad (2)$$

称为空时二维导向矢量,其中 $\mathbf{a}_R(f_s) = [1 \ e^{j2\pi f_s} \ \dots \ e^{j2\pi(N-1)f_s}]^T$ 为 $N \times 1$ 维接收阵列导向矢量, $\mathbf{a}_T(f_s) = [1 \ e^{j2\pi(d_T/d_R)f_s} \ \dots \ e^{j2\pi(d_T/d_R)(M-1)f_s}]^T$ 为 $M \times 1$ 维发射阵列导向矢量, $\mathbf{a}_D(f_d) = [1 \ e^{j2\pi f_d} \ \dots \ e^{j2\pi(K-1)f_d}]^T$ 表示 $K \times 1$ 维多普勒导向矢量, \otimes 代表 Kronecker 积; $\mathbf{y}_w \sim N^c(0, \sigma_w^2 \mathbf{I}_{MNK})$ 是 $MNK \times 1$ 维高斯白噪声向量, \mathbf{I}_{MNK} 则代表 $MNK \times MNK$ 单位矩阵。

由式(2)可以看出,由于采用正交发射波形, MIMO 雷达将传统的空-时 2 维处理扩展到空-时-码

3 维空间,数据维数急剧增加,导致 STAP 所涉及的运算量和协方差矩阵估计等问题变得更加突出。因此,研究高效的降维处理方法成为 MIMO-STAP 的核心问题。

3 时域多普勒预滤波

由于理想情况下杂波谱在空时 2 维平面上沿对角线分布^[11],因此采用多普勒滤波能将分布于整个空域的杂波局域化,然后就可以选取相邻的 m 个多普勒通道的输出数据进行降维自适应处理,这正是 mDT 算法的基本原理。以 $m = 3$ 为例,降维矩阵 \mathbf{T} 可表示为^[9,10]

$$\mathbf{T} = \mathbf{G} \otimes \mathbf{I}_{MN} \quad (3)$$

式中 $\mathbf{G} = [\mathbf{a}_D(f_{d,-1}), \mathbf{a}_D(f_{d,0}), \mathbf{a}_D(f_{d,1})]$ 是由多普勒导向矢量构成的滤波器组,其中 $f_{d,0}$ 是目标通道的多普勒频率, $f_{d,-1}$ 和 $f_{d,1}$ 则分别对应目标通道左右相邻的多普勒通道。若令 $f_{s,0}$ 表示目标归一化空间频率,那么降维后的雷达数据和目标空时导向矢量可分别表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{z} &= \mathbf{T}^H \mathbf{y} \in \mathcal{C}^{mMN \times 1} \\ \mathbf{c} &= \mathbf{T}^H \mathbf{s}(f_{s,0}, f_{d,0}) = \tilde{\mathbf{a}}_T(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_R(f_{s,0}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中 $\tilde{\mathbf{a}}_T(f_{s,0}) = [\mathbf{G}^H \mathbf{a}_D(f_{d,0})] \otimes \mathbf{a}_T(f_{s,0})$ 可看作是 $mM \times 1$ 维等效发射导向矢量。于是降维 STAP 就转化为下面的最小化问题。

$$\min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R}_z \mathbf{w}, \text{ s.t. } \mathbf{w}^H [\tilde{\mathbf{a}}_T(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_R(f_{s,0})] = 1 \quad (5)$$

式中 $\mathbf{R}_z = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H]$ 是降维后的杂波和噪声协方差矩阵。式(5)的解为

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}_z^{-1} [\tilde{\mathbf{a}}_T(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_R(f_{s,0})] \quad (6)$$

其中 μ 是不影响输出信杂噪比(SCNR)的非零常数。

显然,式(5)描述的是一个发射-接收 2 维波束形成问题,尽管处理器维数与全空时 STAP 相比有所降低,但仍高达 mMN 。因此,要求支撑算法的 i.i.d 参考单元不少于 $2mMN$ ^[12],这在实际雷达工作环境中通常难以满足;而且 \mathbf{R}_z 求逆的运算量高达 $O[(mMN)^3]$,要实现实时处理是极其困难的。针对以上两个问题,本文在空域作进一步的降维处理。

4 空域迭代降维自适应波束形成

4.1 双二次代价函数

传统的空时级联和时空级联 STAP 方法^[11]将空时 2 维权分离为空域权和时域权两部分。根据这一思想,式(5)的发射-接收 2 维波束形成权向量 \mathbf{w} 也可以表示成发射权和接收权的级联。令 \mathbf{v} 表示 $mM \times 1$ 维发射波束形成权向量, \mathbf{u} 表示 $N \times 1$ 维接收波束形成权向量,则 \mathbf{w} 可表示成 \mathbf{v} 和 \mathbf{u} 的

Kronecker 积

$$\mathbf{w} = \mathbf{v} \otimes \mathbf{u} = (\mathbf{v} \otimes \mathbf{I}_N) \mathbf{u} = (\mathbf{I}_{mM} \otimes \mathbf{u}) \mathbf{v} \quad (7)$$

为简便起见, 将 $\tilde{\mathbf{a}}_T(f_{s,0})$ 和 $\mathbf{a}_R(f_{s,0})$ 分别简记为 $\tilde{\mathbf{a}}_T$ 和 \mathbf{a}_R 。将 $\mathbf{w} = (\mathbf{v} \otimes \mathbf{I}_N) \mathbf{u}$ 代入式(5), 得到新的代价函数

$$\left. \begin{aligned} \min f(\mathbf{u}, \mathbf{v}) &= \mathbf{u}^H \mathbf{R}_u \mathbf{u} \\ \text{s.t. } \mathbf{v}^H \tilde{\mathbf{a}}_T \mathbf{u} \mathbf{a}_R^H &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中 $\mathbf{R}_u = (\mathbf{v} \otimes \mathbf{I}_N)^H \mathbf{R}_z (\mathbf{v} \otimes \mathbf{I}_N)$ 是 $N \times N$ 矩阵。同理将 $\mathbf{w} = (\mathbf{I}_{mM} \otimes \mathbf{u}) \mathbf{v}$ 代入式(5)可等价得到

$$\left. \begin{aligned} \min f(\mathbf{u}, \mathbf{v}) &= \mathbf{v}^H \mathbf{R}_v \mathbf{v} \\ \text{s.t. } \mathbf{u}^H \mathbf{a}_R \mathbf{v} \tilde{\mathbf{a}}_T^H &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中 $\mathbf{R}_v = (\mathbf{I}_{mM} \otimes \mathbf{u})^H \mathbf{R}_z (\mathbf{I}_{mM} \otimes \mathbf{u})$ 是 $mM \times mM$ 矩阵。

代价函数式(8)和式(9)等价且都是关于向量 \mathbf{u} 和 \mathbf{v} 的二元二次代价函数, 因此无法同时得到 \mathbf{u} 和 \mathbf{v} 的解析解。但固定 \mathbf{u} , \mathbf{v} 中任一个, 另一个向量的解析解都很容易求得。例如, 若 \mathbf{v} 取固定发射波束形成权向量 $\tilde{\mathbf{a}}_T / (\tilde{\mathbf{a}}_T^H \tilde{\mathbf{a}}_T)$, 则式(8)立刻蜕化成一个 $N \times 1$ 维接收波束形成问题; 同理, 若 \mathbf{u} 取固定接收波束形成权 $\mathbf{a}_R / (\mathbf{a}_R^H \mathbf{a}_R)$, 则式(9)也蜕化为 $mM \times 1$ 维发射波束形成问题。然而我们希望两维的波束形成都能够自适应从而更好地滤除杂波, 因此在循环最小化原理^[13]的基础上, 本文提出一种收发两维可同时自适应的迭代波束形成算法。

4.2 迭代算法

为满足约束条件, 取固定权 $\mathbf{u}_0 = \mathbf{a}_R / (\mathbf{a}_R^H \mathbf{a}_R)$ 和 $\mathbf{v}_0 = \tilde{\mathbf{a}}_T / (\tilde{\mathbf{a}}_T^H \tilde{\mathbf{a}}_T)$ 作为迭代初值。每个迭代周期分为两步, 分别关于 \mathbf{u} 和 \mathbf{v} 最小化代价函数。下面以第 k 个迭代周期为例给出算法流程:

步骤 1 构造降维矩阵 $\mathbf{T}_u = \mathbf{v}_{k-1} \otimes \mathbf{I}_N$ 并计算矩阵 $\mathbf{R}_{u,k-1} = \mathbf{T}_u^H \mathbf{R}_z \mathbf{T}_u$, 代入式(8)求得 \mathbf{u}_k

$$\mathbf{u}_k = \frac{\mathbf{R}_{u,k-1}^{-1} \mathbf{a}_R}{\mathbf{a}_R^H \mathbf{R}_{u,k-1}^{-1} \mathbf{a}_R} \times \frac{1}{\tilde{\mathbf{a}}_T^H \mathbf{v}_{k-1}} \quad (10)$$

步骤 2 构造降维矩阵 $\mathbf{T}_v = \mathbf{I}_{mM} \otimes \mathbf{u}_k$ 并计算矩阵 $\mathbf{R}_{v,k} = \mathbf{T}_v^H \mathbf{R}_z \mathbf{T}_v$, 代入式(9)求得 \mathbf{v}_k

$$\mathbf{v}_k = \frac{\mathbf{R}_{v,k}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_T}{\tilde{\mathbf{a}}_T^H \mathbf{R}_{v,k}^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_T} \times \frac{1}{\mathbf{a}_R^H \mathbf{u}_k} \quad (11)$$

交替进行步骤 1 和步骤 2, 直到 $|f(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k) - f(\mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{v}_{k-1})|$ 小于门限 ε ($0 < \varepsilon \ll 1$) 时停止, 最后令 $\mathbf{u} = \mathbf{u}_k$, $\mathbf{v} = \mathbf{v}_k$ 。显然, 代价函数 $f(\mathbf{u}, \mathbf{v}) \geq 0$ 有下界, 并且对于任意给定的初值, 根据循环最小化原理有 $f(\mathbf{u}_{k-1}, \mathbf{v}_{k-1}) \geq f(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_{k-1}) \geq f(\mathbf{u}_k, \mathbf{v}_k)$, 即每步迭代都使 $f(\mathbf{u}, \mathbf{v})$ 单调下降, 因此该迭代算法至少是局部收敛的。

4.3 样本需求和计算量分析

本文方法在每个迭代周期只需对 $N \times N$ 矩阵 \mathbf{R}_u 和 $mM \times mM$ 矩阵 \mathbf{R}_v 进行估计和求逆, 故样本需求量由 $2mMN$ 降至 $2 \max(mM, N)$, 且单个迭代周期的计算量为 $O[(N^3 + m^3 M^3)]$ 。下一节的实验结果表明算法在 10 个迭代周期内即可接近收敛, 因此总的计算量约为 $O[10(N^3 + m^3 M^3)]$, 而 mDT 方法的计算量则为 $(mMN)^3$ 。以 $M = 5$, $N = 10$, $m = 3$ 为例, mDT 方法的计算量大约是本文方法的 77 倍。

5 仿真实验

在理论推导的基础上, 本节通过数值仿真比较 $m = 1, 3$ 两种情况下 mDT 和降维 mDT 算法的性能。其中 $m = 1$ 时, 多普勒滤波采用 -70 dB 切比雪夫权以压低旁瓣。实验参数设置为: 载机速度 $v = 150$ m/s, 高度 $h = 9$ km, 波长 $\lambda = 0.3$ m, 脉冲数 $K = 32$, 脉冲周期 $T = 5 \times 10^{-4}$ s。发射阵元数 $M = 5$, 阵元间距 $d_T = 1.5$ m; 接收阵元数 $N = 10$, 阵元间距 $d_R = 0.15$ m。利用遗传算法^[14]优化出 5 个码长为 512 的正交四相码序列作为雷达发射信号。空时杂波采用文献[5]所给模型且各距离单元杂波相互独立, 单元杂噪比为 60 dB。试验中, 假设目标始终处于雷达正侧视方向, 即归一化空间频率为 0。

STAP 处理器的性能通常用改善因子(IF)来衡量, 其定义为系统输出端与输入端 SCNR 之比。图 2 为本文算法在检测多普勒频率为 0.25 时的 IF 迭代收敛曲线, 可以看到经 4~6 个迭代周期 IF 就基本达到最大值并趋于稳定, 说明双迭代算法具有较快的收敛速度。在后面的试验中, 本文算法均取 10 个迭代周期的输出结果。图 3 画出了 mDT 和本文方法随训练样本数的收敛曲线, 为 200 次 Monte Carlo 实验的平均结果。对于 1DT 和 3DT 而言, 起始样本数分别设为 50 和 150 以保证式(6)中的协方差矩阵满秩从而可逆。而降维 1DT 和降维 3DT 的起始样本数则分别为 10 和 15。通过比较发现, 降维 1DT 和降维 3DT 分别利用了 20 和 30 个样本就基本取得了 3 dB 的性能, 其收敛速度明显快于 1DT 和 3DT 方法。由此可见, 在难以获得大量 i.i.d 参考单元的真实杂波环境中, 降维 mDT 方法具有较大的优势。

为充分说明本文方法在小样本条件下的优越性, 在后面的试验中, 对于 $m = 1$ 和 3 两种情况, 样本数分别设为 50 和 150, 这是保证协方差矩阵 \mathbf{R}_z 满秩所需的最小样本数。图 4 为各方法的 IF 随归一化多普勒频率的变化曲线。从图中可以看出, 在 $m = 1$ 和 3 两种情况下, 本文方法的性能都显著优于 mDT 算法。

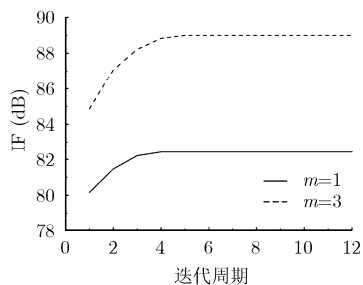


图2 本文算法的改善因子收敛曲线

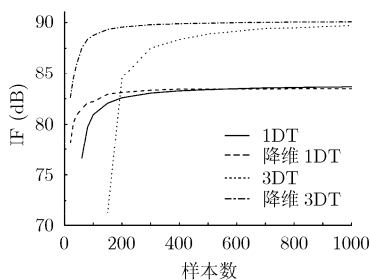


图3 改善因子随样本数的收敛曲线

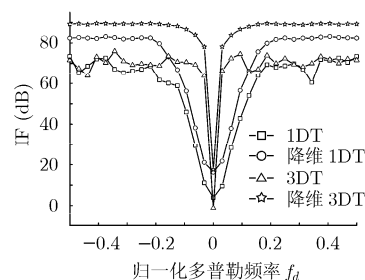


图4 改善因子曲线

下面比较4种方法的空域方向图。在检测多普勒频率为0.25的条件下独立进行5次试验,每种方法都输出5条空域响应曲线,如图5所示。虽然各方法都能自适应地在杂波处形成方向图凹口,但1DT和3DT方法的方向图在各次试验之间起伏较大,且主副瓣难以区分。相反,降维1DT和降维3DT方法的方向图具有明显的主瓣和较低的副瓣,而且方向图凹口也比较深。以上结果充分说明了降维 m DT方法在小样本条件下具有更好的稳健性。

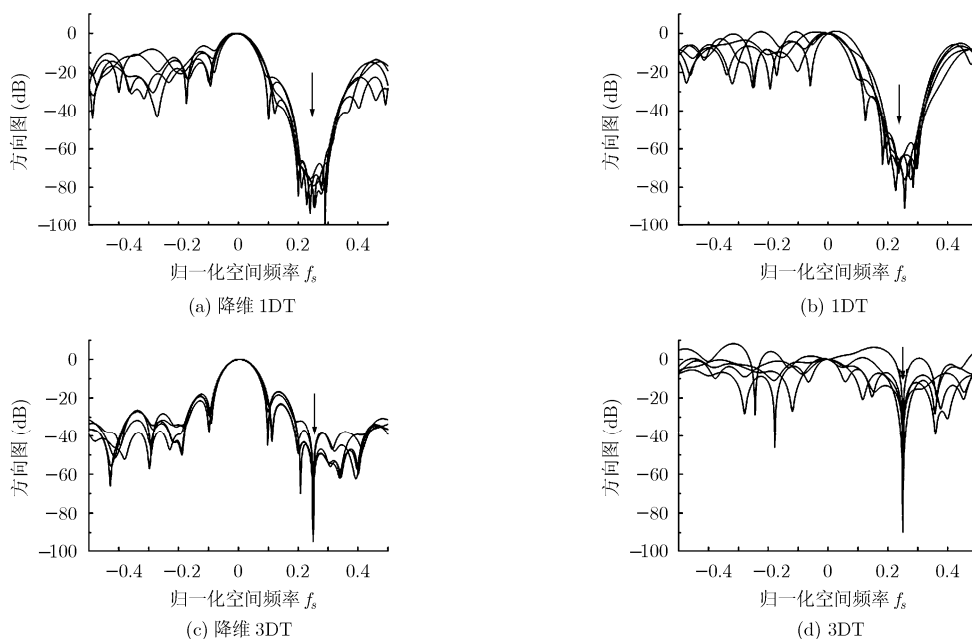


图5 5次独立试验的空域方向图

且在少量参考单元的支撑下就可获得较理想的杂波抑制性能,因此适合于工程应用。

参考文献

- [1] Brennan L E and Reed I S. Theory of adaptive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1973, 9(2): 237-252.
- [2] Bliss D W and Forsythe K W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and

6 结束语

经典的 m DT方法用于机载MIMO雷达杂波抑制时,受到协方差矩阵估计和运算量等问题的制约。为此,本文在 m DT方法的基础上提出一种两级降维STAP方法,进一步降低处理器的维数。该算法采用先时后空的处理方式,即先利用多普勒滤波实现时域固定结构降维,后级联双迭代处理交替优化发射和接收波束形成权向量从而完成空域二次降维。计算机仿真结果表明,该算法计算复杂度低并

resolution[C]. Proceedings of the 37th IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems, Computers, Monterey, USA, 2003: 54-59.

- [3] Chen C Y and Vaidyanathan P P. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(2): 623-635.
- [4] Mecca V F, Ramakrishnan D, and Krolik J L. MIMO radar space-time adaptive processing for multipath clutter

- mitigation[C]. Proceedings of the 4th IEEE Workshop on Sensor Array and Multichannel Signal Processing, Waltham, USA, 2006: 249-253.
- [5] Wang G H and Lu Y L. Clutter rank of MIMO radar with a special class of waveforms[C]. Proceedings of the International Waveform Diversity & Design Conference, Kissimmee, USA, 2009: 108-112.
- [6] Marcos S. Range recursive space time adaptive processing (STAP) for MIMO airborne radar[C]. Proceedings of the 17th European Signal Processing Conference, Glasgow, Scotland, 2009: 592-596.
- [7] 王鞠庭, 江胜利, 何劲, 等. 机载 MIMO 雷达广义最大似然检测器[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(6): 1315-1318.
Wang Ju-ting, Jiang Sheng-li, and He Jin, *et al.* Generalized likelihood ratio detector for airborne MIMO radars[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(6): 1315-1318.
- [8] 陈金立, 顾红, 苏卫民. 一种双基地 MIMO 雷达快速多目标定位方法[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(7): 1664-1668.
Chen Jin-li, Gu Hong, and Su Wei-min. A method for fast multi-target localization in bistatic MIMO radar system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(7): 1664-1668.
- [9] Bao Zheng, Wu Shun-jun, and Liao Gui-sheng, *et al.* Review of reduced rank space-time adaptive processing for airborne radars[C]. Proceedings of the International Conference on Radar, Beijing, China, 1996: 766-769.
- [10] Dippetto R C. Extended factored space-time processing for airborne radar system[C]. Proceedings of the 26th IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Monterey, USA, 1992: 425-430.
- [11] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2000: 58-62.
- [12] 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, 10(6): 853-863.
- [13] Stoica P and Selén Y. Cyclic minimizers, majorization techniques, and expectation-maximization algorithm: a refresher[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(1): 112-114.
- [14] Liu B, He Z S, Zeng J K, and Liu B Y. Polyphase orthogonal code design for MIMO radar systems[C]. Proceedings of the International conference on radar, Shanghai, China, 2006: 113-116.
- 吕 晖: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达信号处理、阵列信号处理等.
- 冯大政: 男, 1959 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为盲源分离、图像信号处理、雷达信号处理等.
- 和 洁: 女, 1985 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达信号处理、空时自适应处理等.
- 向 聪: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为空时自适应处理、MIMO 雷达信号处理等.