

文章编号:1004-9037(2014)04-0542-07

机载 MIMO 雷达两级降维空时自适应处理方法

王 珽¹ 张剑云² 郑志东³

(1. 解放军信息工程大学导航与空天目标工程学院, 郑州, 450001;
2. 合肥电子工程学院, 合肥, 230037; 3. 北方电子设备研究所, 北京, 100083)

摘要:针对机载多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)雷达杂波抑制问题,提出一种两级降维空时自适应处理方法。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-接收二维波束形成权矢量重构为发射权矢量和接收权矢量 Kronecker 积形式,并将高维权矢量转化为两个低维权矢量进行分别求解,最后进行权矢量合成。该算法能够有效降低训练样本数需求与运算复杂度,在小样本条件下具有良好的杂波抑制性能,因此更具有实际应用价值。仿真结果验证了算法的有效性。

关键词:MIMO 雷达;机载雷达;空时自适应处理;杂波抑制;降维

中图分类号:TN959.73

文献标识码:A

Two-Stage Reduced-Dimension STAP Method for Airborne MIMO Radar

Wang Ting¹, Zhang Jianyun², Zheng Zhidong³

(1. Institute of Navigation and Aerospace Target Engineering, The PLA Information Engineering University, Zhengzhou, 450001, China; 2. Electronic Engineering Institute, Hefei, 230037, China;
3. North Electronic Equipment Research Institute, Beijing, 100083, China)

Abstract: A two-stage reduced-dimension space-time adaptive processing (STAP) method for clutter suppression in airborne multiple-input multiple-output (MIMO) radar is proposed. The Doppler filtering method is firstly performed to reduce the data dimension in temporal domain. Then the weight vector of the two-dimensional transmit-receive beamformer is decomposed into the Kronecker product of the transmit and the receive weight vectors. The two low-dimensional weight vectors are resolved respectively to synthesize the final weight vector. The proposed method can significantly decrease the training sample requirement and the computational load. Under the small sample number condition the method can provide a good clutter suppression performance, so it has greater value in practical applications. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: multiple-input multiple-output (MIMO) radar; airborne radar; space-time adaptive processing (STAP); clutter suppression; dimension reduction

引 言

多输入多输出(Multiple-input multiple-output, MIMO)雷达是近几年发展起来的一种新体制雷达,具有诸多优点,已成为世界各国研究的热点。目前,根据 MIMO 雷达收发特性,将 MIMO 雷达分为两种类型:统计 MIMO 雷达^[1,2]和相干 MI-

MO 雷达^[3]。统计 MIMO 雷达阵元采用大间隔配置方式,发射波从不同角度照射目标,充分利用空域信息克服目标闪烁效应,进而提高目标检测性能。而相干 MIMO 雷达不受大距离分置的限制,并且利用波形分集技术, MIMO 雷达采用较小的天线规模即可形成很大的虚拟阵列孔径,这在一定程度上克服了机载应用背景下传统雷达天线孔径和重量受载机平台严格限制的缺点,因而更适合于

机载环境,能够提高雷达的角度分辨率和杂波抑制能力^[4]。

空时自适应处理(Space-time adaptive processing, STAP)主要目的即为抑制地杂波,进行地面动目标显示(Ground moving target indication, GMTI)。经过近 40 年的发展,对于机载相控阵雷达而言,STAP 技术已趋于成熟^[5,6]。如今,这项技术又被进一步推广到 MIMO 雷达系统中,MIMO 雷达 STAP 迅速成为国际雷达界的一个研究热点。文献[4]首次提出了 MIMO-STAP 的概念;文献[7]得到发射波形全正交时理想机载 MIMO 雷达杂波自由度估计的扩展 Brennan 准则。文献[8]建立了码分正交 MIMO 模式(c-MIMO)和频分正交 MIMO 模式(f-MIMO)的通用 STAP 信号模型。文献[9,10]定量分析了 MIMO 雷达发射波形相关性对于杂波自由度的影响。文献[11]利用先验知识约束,实现了基于知识辅助的降秩 MIMO-STAP。文献[12]对于存在孤立干扰的非均匀杂波环境下 MIMO-STAP 进行研究。

与传统相控阵 STAP 类似,MIMO-STAP 的实现需要大量独立同分布(Independent identical distribution, i. i. d)样本数,且算法所涉及到高维协方差矩阵估计与求逆的运算量巨大。已有的针对相控阵 STAP 降维方法经过修改后可用于 MIMO 雷达,以缓解 MIMO-STAP 问题,如经典的 1DT 和 mDT 方法^[13](又称 FA 和 EFA 方法^[14])。其基本思想是在时域对各阵元输出作深加权的多普勒滤波处理,然后在空域选取 m (m 通常取 1, 3 等)个相邻多普勒通道输出作空域 Capon 自适应处理。然而由于发射波形分集,MIMO-STAP 将传统的空-时二维处理扩展到空-时-码(波形)三维空间^[7]。导致传统 mDT 方法在多普勒滤波后仍然面临着发射-接收二维波束形成问题,处理器维数依然很高,在实际应用中受限。文献[15]提出一种先时域多普勒滤波,然后在空域将高维权矢量转化为两个低维权矢量分别进行求解的降维方法。但是,该方法需要采用双迭代算法进行低维权矢量求解,且迭代次数难以确定。

本文在 mDT 方法的基础上,提出一种先时域后空域的两级降维 MIMO-STAP 方法。该方法首先通过多普勒滤波进行时域降维处理,然后将 mDT 方法面临的空域二维波束形成问题分离成两个一维波束形成问题,使得空域发射-接收二维波束形成权矢量重构为发射权矢量和接收权矢量 Kronecker 积形式,并将高维权矢量转化为两个低

维权矢量进行分别求解,能够有效降低算法运算量及对 i. i. d 样本数的要求。

1 机载 MIMO 雷达杂波模型

图 1 给出了 MIMO 雷达载机的几何关系模型。假设雷达载机以速度 V 沿 X 轴正方向做匀速直线飞行,载机高度为 H 。MIMO 雷达天线阵列方向垂直于载机飞行方向,收发阵列均为正侧面配置均匀线阵,其中发射阵元数为 M ,间距 d_t ,接收阵元数为 N ,间距 $d_r = \lambda/2$ (λ 为雷达工作波长),发射阵元全向发射,接收阵元全向接收。杂波散射单元方位角为 θ ,俯仰角为 φ ,锥角为 ψ 。由几何关系可知 $\cos\psi = \cos\theta\cos\varphi$ 。

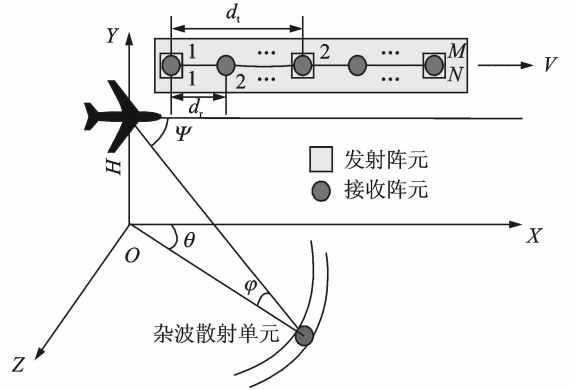


图 1 机载 MIMO 雷达系统结构图

Fig. 1 Configuration of airborne MIMO radar

在一次相干处理间隔(Coherent processing interval, CPI)内,载机移动距离远小于雷达与杂波间的斜距,即雷达与杂波源的相对几何关系保持不变。时间域相干脉冲数为 K 。令 $M \times N_s$ 维矩阵 \mathbf{S} 各行向量代表各发射信号序列,其中 N_s 代表发射信号编码长度,由 MIMO 雷达各阵元发射信号的正交特性可以得到

$$\mathbf{S}\mathbf{S}^H/N_s = \mathbf{I}_M \quad (1)$$

式中: $(\cdot)^H$ 表示复共轭转置, \mathbf{I}_M 为 $M \times M$ 维单位阵。

假设杂波源统计特性在空间上相互独立,时间上相关平稳,且在每一个距离环内杂波无起伏。在第 l 个距离环内第 i 个杂波散射单元所对应的 $M \times 1$ 维发射导向矢量和 $N \times 1$ 维接收导向矢量分别为

$$\mathbf{a}_t(f_{s,i}) = [1 \quad \exp(j2\pi\alpha f_{s,i}) \quad \cdots \quad \exp(j2\pi(M-1)\alpha f_{s,i})]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_r(f_{s,i}) = [1 \quad \exp(j2\pi f_{s,i}) \quad \cdots \quad \exp(j2\pi(N-1)f_{s,i})]^T \quad (3)$$

式中: $(\cdot)^T$ 表示转置, $f_{s,i} = d_r \cos\theta_i \cos\varphi_i / \lambda$ 为归一化空间角频率, $\alpha = d_t/d_r$, $l = 1, \dots, L$, L 即为

距离参考单元样本总数。

在第 k 个脉冲周期,对同一距离环的杂波单元累加,得到第 l 个距离环的接收杂波信号,表示为

$$\mathbf{X}_k = \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \exp(j2\pi(K-1)f_{d,i}) \mathbf{a}_r(f_{s,i}) \times \mathbf{a}_t^T(f_{s,i}) \mathbf{S} + \mathbf{W}_k \quad (4)$$

式中: $f_{d,i} = 2VT \cos\theta_i \cos\varphi_i / \lambda$ 为归一化多普勒角频率, T 为脉冲重复周期; N_c 为距离环内杂波散射单元数; ρ_i 为第 i 个杂波单元散射系数,服从零均值复高斯分布; \mathbf{W}_k 为 $N \times N_s$ 维零均值高斯噪声矩阵, $k=1, \dots, K$ 。

利用参考发射信号进行匹配滤波输出为

$$\tilde{\mathbf{X}}_k = \mathbf{X}_k \mathbf{S}^H / N_s = \sum_{i=1}^{N_c} \exp(j2\pi(K-1)f_{d,i}) \times \mathbf{a}_r(f_{s,i}) \mathbf{a}_t^T(f_{s,i}) + \tilde{\mathbf{W}}_k \quad (5)$$

式中 $\tilde{\mathbf{W}}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{S}^H / N_s, k=1, \dots, K$ 。

定义 $K \times 1$ 维时域多普勒导向矢量为

$$\mathbf{b}(f_{d,i}) = [1 \quad \exp(j2\pi f_{d,i}) \quad \dots \quad \exp(j2\pi(K-1)f_{d,i})]^T = [1 \quad \exp(j2\pi\beta f_{s,i}) \quad \dots \quad \exp(j2\pi(K-1)\beta f_{s,i})]^T \quad (6)$$

式中 $\beta = f_{d,i} / f_{s,i} = 2VT / d_r$ 。

将 K 个脉冲数据 $\mathbf{Y} = [\tilde{\mathbf{X}}_1 \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{X}}_K]$ 按列依次堆栈,得到 $MNK \times 1$ 维空时杂波数据矢量

$\mathbf{y} = \text{vec}(\mathbf{Y}) =$

$$\sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \mathbf{b}(f_{d,i}) \otimes \mathbf{a}_t(f_{s,i}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,i}) + \mathbf{y}_w = \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \mathbf{v}(f_{s,i}, f_{d,i}) + \mathbf{y}_w \quad (7)$$

式中: $\mathbf{v}(f_{s,i}, f_{d,i}) = \mathbf{b}(f_{d,i}) \otimes \mathbf{a}_t(f_{s,i}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,i})$ 为空时二维导向矢量; $\text{vec}(\cdot)$ 表示向量化操作, \otimes 表示 Kronecker 积, $\mathbf{y}_w = \text{vec}[\tilde{\mathbf{W}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{W}}_K]$ 。

由于发射波形分集, MIMO-STAP 将传统的空-时二维处理扩展到空-时-码(波形)三维空间^[7], 数据维数高达 MNK , 实际中难以获取大量独立同分布参考单元,且算法运算量问题尤为突出,难以满足实时处理要求。因此,应当针对 MIMO-STAP 研究有效的降维处理方法。

2 时域多普勒预滤波

理想情况下对于正侧面阵,杂波谱在空时二维平面沿对角线分布^[5]。mDT 算法^[13,14]的基本原理即,首先采用多普勒滤波将分布于整个空域的杂波局域化,然后选取相邻 m 个多普勒通道输出数据进行降维处理。以 $m=3$ 为例,3DT 算法降维变换矩阵表示为

$$\mathbf{T} = \mathbf{G} \otimes \mathbf{I}_{MN} \quad (8)$$

式中: $\mathbf{G} = [\mathbf{b}(f_{d,-1}) \quad \mathbf{b}(f_{d,0}) \quad \mathbf{b}(f_{d,1})]$ 表示由多普勒导向矢量构成的时域滤波器组, $f_{d,0}$ 表示目标通道的多普勒频率, $f_{d,-1}$ 和 $f_{d,1}$ 表示与目标通道左右相邻的多普勒通道频率。若令 $f_{s,0}$ 为归一化的目标空间频率,则降维后的数据矢量和目标空时二维导向矢量可分别表示为

$$\mathbf{z} = \mathbf{T}^H \mathbf{y} = \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,i}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,i}) + \mathbf{z}_w \in C^{mMN \times 1} \quad (9)$$

$$\mathbf{u}(f_{s,0}, f_{d,0}) = \mathbf{T}^H \mathbf{v}(f_{s,0}, f_{d,0}) = \tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,0}) \quad (10)$$

其中 $\tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0}) = [\mathbf{G}^H \mathbf{b}(f_{d,0})] \otimes \mathbf{a}_t(f_{s,0})$ 可以看做降维后 $mM \times 1$ 维等效发射导向矢量。

降维 STAP 转化为如下的最小化问题

$$\min_w \mathbf{w}^H \mathbf{R}_z \mathbf{w} \quad \text{s. t. } \mathbf{w}^H [\tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,0})] = 1 \quad (11)$$

式中: \mathbf{w} 为 $mMN \times 1$ 维处理器权矢量; $\mathbf{R}_z = E\{\mathbf{z}\mathbf{z}^H\}$ 为降维后的杂波和噪声协方差矩阵,实际中通常由采样协方差矩阵估计值 $\hat{\mathbf{R}}_z =$

$\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{z}(l) \mathbf{z}^H(l)$ 代替。则可以得到该最小化问题解为

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{R}_z^{-1} [\tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,0})]}{[\tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,0})]^H \mathbf{R}_z^{-1} [\tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,0})]} \quad (12)$$

由式(11)可以看出,经过时域多普勒预滤波,降维 MIMO-STAP 转化为发射-接收二维波束形成问题,尽管处理器维数与全空时 STAP 相比有所降低,但仍高达 mMN 。因此算法所要求的 i. i. d 样本数 $L \geq 2mMN$ ^[16], 在实际环境中难以满足;并且对协方差矩阵进行估计和求逆的计算复杂度为 $O(Lm^2M^2N^2) + O(m^3M^3N^3)$, 严重影响了算法的实时性。因此,考虑对空域做进一步的降维处理。

3 空域降维自适应波束形成

针对在机载 MIMO 雷达体制下直接采用 mDT 方法运算复杂度高,所需样本数大的问题,利用 MIMO 雷达发射-接收分维处理思想^[17], 在空域对发射-接收二维波束形成做进一步的降维处理,分离成两个一维波束形成问题。

3.1 降维算法基本原理

将时域降维后等效发射导向矢量 $\tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0})$, 接

收导向矢量 $\mathbf{a}_r(f_{s,0})$ 简记为 $\tilde{\mathbf{a}}_t, \mathbf{a}_r$, 同时降维后 $mMN \times 1$ 维数据 \mathbf{z} 可以表示为 $N \times mM$ 维矩阵形式

$$\mathbf{Z} = \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \tilde{\mathbf{a}}_r(f_{s,0}) \mathbf{a}_t^T(f_{s,0}) + \mathbf{Z}_w^{N \times mM} \in \mathbb{C}^{N \times mM} \quad (13)$$

将式(11)中的发射-接收二维波束形成权矢量 \mathbf{w} 表示成发射波束形成权矢量和接收波束形成权矢量的级联形式

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_t^* \otimes \mathbf{w}_r \quad (14)$$

即分解为发射波束形成权矢量 $\mathbf{w}_t \in \mathbb{C}^{mM \times 1}$ 和接收波束形成权矢量 $\mathbf{w}_r \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 。

则式(11)约束优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r} E\{|\mathbf{w}^H \mathbf{z}|^2\} &= E\{|\mathbf{w}_t^* \otimes \mathbf{w}_r^H \mathbf{z}|^2\} \\ \text{s. t. } &(\mathbf{w}_t^* \otimes \mathbf{w}_r)^H (\tilde{\mathbf{a}}_t \otimes \mathbf{a}_r) = 1 \end{aligned} \quad (15)$$

引入常用的公式^[18]

$$\text{vec}(\mathbf{ABC}) = (\mathbf{C}^T \otimes \mathbf{A}) \text{vec}(\mathbf{B}) \quad (16)$$

可以得到

$$(\mathbf{w}_t^* \otimes \mathbf{w}_r)^H \mathbf{z} = (\mathbf{w}_t^T \otimes \mathbf{w}_r^H) \text{vec}(\mathbf{Z}) = \mathbf{w}_r^H \mathbf{Z} \mathbf{w}_t \quad (17)$$

式(15)即等价于

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r} E\{|\mathbf{w}_r^H \mathbf{Z} \mathbf{w}_t|^2\} \\ \text{s. t. } &(\mathbf{w}_t^T \tilde{\mathbf{a}}_t)(\mathbf{w}_r^H \mathbf{a}_r) = 1 \end{aligned} \quad (18)$$

其中式(18)中约束条件可以进一步分解,则有

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r} E\{|\mathbf{w}_r^H \mathbf{Z} \mathbf{w}_t|^2\} \\ \text{s. t. } &\mathbf{w}_t^T \tilde{\mathbf{a}}_t = 1, \mathbf{w}_r^H \mathbf{a}_r = 1 \end{aligned} \quad (19)$$

下面对 \mathbf{w}_t 和 \mathbf{w}_r 分别进行求解。

接收端第一个阵元的接收数据为

$$\mathbf{z}_1 = \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,i}) + \mathbf{z}_{w1} \quad (20)$$

由于式(20)中仅含有 $mM \times 1$ 维发射导向矢量信息,则利用式(12)形式可以得到

$$\mathbf{w}_t^* = \frac{\mathbf{R}_t^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0})}{\tilde{\mathbf{a}}_t^H(f_{s,0}) \mathbf{R}_t^{-1} \tilde{\mathbf{a}}_t(f_{s,0})} \quad (21)$$

式中: $\mathbf{R}_t = E\{\mathbf{z}_1 \mathbf{z}_1^H\}$ 为 $mM \times mM$ 维协方差矩阵。由式(21)求得的发射波束形成权矢量 \mathbf{w}_t 满足式(19)中约束条件 $\mathbf{w}_t^T \tilde{\mathbf{a}}_t = 1$ 。

此时可以利用拉格朗日乘子法构造代价函数

$$J(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r, \lambda) = E\{|\mathbf{w}_r^H \mathbf{Z} \mathbf{w}_t|^2\} + \lambda (\mathbf{w}_r^H \mathbf{a}_r - 1) \quad (22)$$

取定 \mathbf{w}_t , 对 $J(\mathbf{w}_t, \mathbf{w}_r, \lambda)$ 关于 \mathbf{w}_r 求梯度并令其等于零,得到

$$\mathbf{w}_r = \frac{\mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{a}_r(f_{s,0})}{\mathbf{a}_r^H(f_{s,0}) \mathbf{R}_r^{-1} \mathbf{a}_r(f_{s,0})} \quad (23)$$

式中: $\mathbf{R}_r = E\{(\mathbf{Z} \mathbf{w}_t)(\mathbf{Z} \mathbf{w}_t)^H\}$ 为 $N \times N$ 维协方差矩阵。

即在空域处理中首先由式(21)计算发射波束权矢量 \mathbf{w}_t , 将其代入式(23)中得到接收波束权矢量 \mathbf{w}_r , 再利用 $\mathbf{w} = \mathbf{w}_t^* \otimes \mathbf{w}_r$ 即可求得最终权矢量 \mathbf{w} , 从而将 $mMN \times 1$ 高维权矢量 \mathbf{w} 转化为 $mM \times 1$ 维权矢量 \mathbf{w}_t 和 $N \times 1$ 维权矢量 \mathbf{w}_r 进行分别求解, 实现了空域的进一步降维处理。

3.2 训练样本数与运算复杂度分析

本文提出的方法仅需对 $mM \times mM$ 维协方差矩阵 \mathbf{R}_t 和 $N \times N$ 维协方差矩阵 \mathbf{R}_r 进行估计和求逆, 因此所需样本数 \hat{L} 只需大于或等于 $2 \max\{mM, N\}$ 即可, 算法运算复杂度为 $O(\hat{L}m^2M^2 + \hat{L}N^2) + O(m^3M^3 + N^3)$, 而直接应用 mDT 算法所需样本数 $L \geq 2mMN$, 运算复杂度为 $O(Lm^2M^2N^2) + O(m^3M^3N^3)$ 。由于通常有 $\max\{mM, N\} \leq mMN$, 并且 $\hat{L} \leq L$, 因此本文样本数及运算复杂度均远低于常规 mDT 方法, 同时与文献[15]算法相比, 本文方法权值求解过程无需进行迭代运算, 因此运算量相比文献[15]进一步减小, 更为简便, 易于实现, 是一种有效的降维机载 MIMO 雷达降维空时自适应杂波抑制算法。为便于比较, 将直接 mDT 和本文降维 mDT 两种算法所需样本数与运算复杂度如表 1 所示。

表 1 两种算法所需快拍数和运算复杂度比较

Table 1 Comparison of two method's sample number and computational complexity

类别	常规 mDT 算法	本文算法
所需样本数	$L \geq 2mMN$	$\hat{L} \geq 2 \max\{mM, N\}$
运算复杂度	$O(Lm^2M^2N^2) + O(m^3M^3N^3)$	$O(\hat{L}m^2M^2 + \hat{L}N^2) + O(m^3M^3 + N^3)$

4 仿真实验

仿真实验参数设置为: 载机速度 $V = 140$ m/s, 载机高度 $H = 8000$ m, 波长 $\lambda = 0.23$ m, 脉冲数 $K = 32$, 脉冲重复频率 $f_r = 2434.8$ Hz。发射阵元数 $M = 8$, 接收阵元数 $N = 10$, 阵元间距 $d_t = d_r = 0.115$ m。各距离单元杂波相互独立, 单元杂噪比 $\text{CNR} = 60$ dB。试验中假设雷达检测方向始终为载机正侧视方向, 即归一化空间频率 $f_{s,0} = 0$ 。发射信号采用正交多相码, 码长 $N_s = 256$ 。对于 1DT 方法时域多普勒滤波采用 -70 dB 切比雪夫

加权以压低副瓣。

改善因子 (Improvement factor, IF) 是衡量 STAP 处理性能的通用指标, 它是输出信杂噪比 SCNR_o 和输入信杂噪比 SCNR_i 之比^[5]。图 2 给出了在检测多普勒频率 $f_{d,0} = 0.25$ 时, 直接 mDT 方法和本文降维 mDT 方法的收敛曲线图, 为 100 次 Monte Carlo 实验平均结果。直接 1DT 和 3DT 起始样本数为 80 和 240, 即分别保证样本数 $L = MN$ 和 $L = 3MN$, 此时刚好满足多普勒滤波后协方差矩阵 \mathbf{R}_z 满秩, 从而可逆^[19]。而降维 1DT 和降维 3DT 方法起始样本数分别为 10 和 24。通过比较发现, 本文降维 mDT 方法收敛速度快, 且在小样本情况下性能优于直接 mDT 方法。由此可见, 本文算法能够有效降低对运算量和参考单元的需求, 在难以获取大量 i. i. d 样本的实际杂波环境中优势明显。

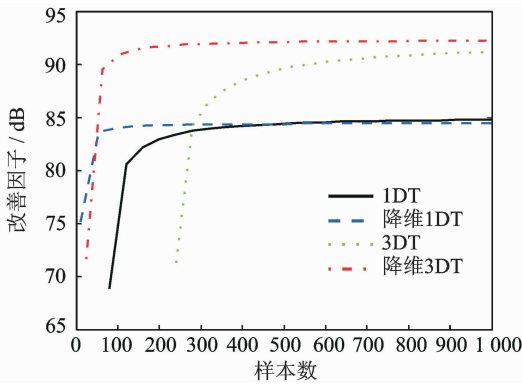


图 2 改善因子随样本数变化曲线

Fig. 2 Curves of improvement factor with changing sample number

为进一步说明本文算法在小样本条件下的优越性, 在仿真实验中对于 $m = 1$ 和 $m = 3$, 样本数分别设为 80 和 240, 即保证协方差矩阵可逆的最小样本数。图 3 给出了 4 种方法的改善因子随归一化多普勒频率 f_d 的变化曲线。

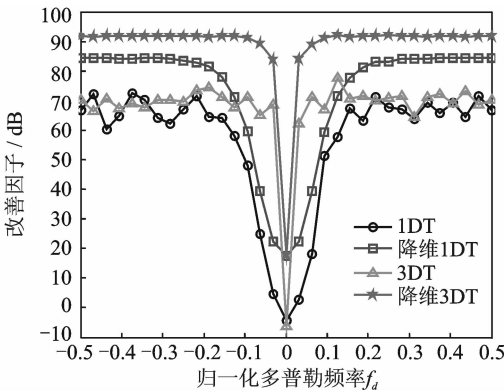
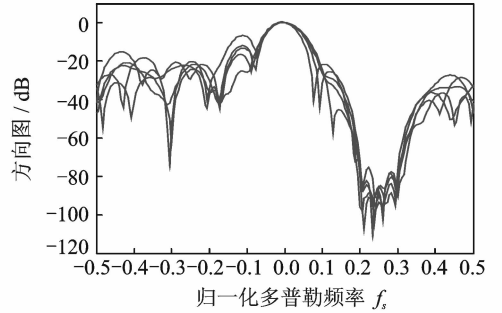


图 3 改善因子性能比较

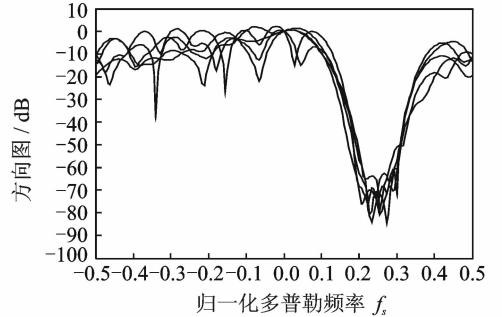
Fig. 3 Comparison of improvement factor

普勒频率变化曲线。从图中可以看出, 在 $m = 1$ 和 $m = 3$ 两种情况下, 降维 mDT 方法性能均优于对应的直接 mDT 方法, 能够改善最小可检测速度。

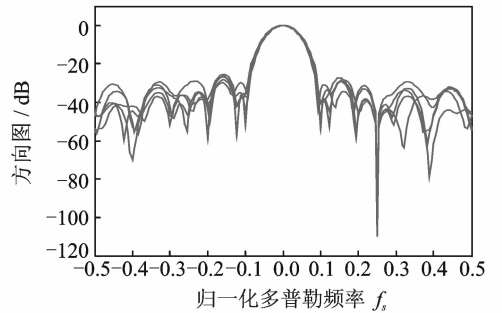
图 4 给出了 4 种方法的自适应空域方向图。即在目标多普勒频率 $f_{d,0} = 0.25$ 条件下进行 5 次



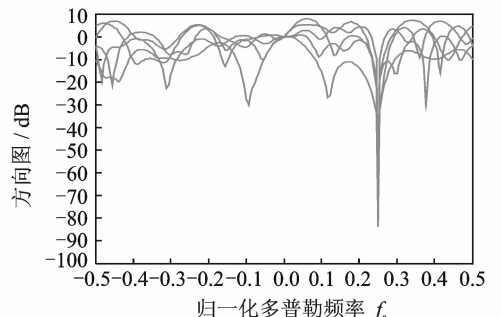
(a) 降维 1DT 空域方向图
(a) Spatial beampattern of reduced-dimension 1DT method



(b) 1DT 空域方向图
(b) Spatial beampattern of 1DT method



(c) 降维 3DT 空域方向图
(c) Spatial beampattern of reduced-dimension 3DT method



(d) 3DT 空域方向图
(d) Spatial beampattern of 3DT method

图 4 5 次独立试验空域方向图

Fig. 4 Spatial beampattern by 5 independent trials

独立实验,每种方法输出 5 条空域响应曲线。从图中可以看出,由于杂波谱在空时二维平面沿对角线分布,各种方法均能自适应地在 $f_{s,0} = 0.25$ 杂波处形成凹口,但 1DT 和 3DT 方法方向图在各自试验之间起伏较大,且主副瓣难以区分,畸变严重。而降维 1DT 和降维 3DT 方向图具有明显的主瓣和较低的副瓣,且在杂波处零陷较深,具有很强的方向图保形能力。因此,可以说明降维 mDT 方法在小样本条件下具有更好的稳健性。

5 结束语

直接将经典 mDT 方法应用于机载 MIMO 雷达杂波抑制时,受样本数及运算量问题的制约。为此,本文在 mDT 方法的基础上提出一种两级降维 MIMO-STAP 方法,进一步降低处理器维数。本文算法采用先时后空的处理方式,即先采用多普勒滤波实现时域固定结构降维,而后对空域发射-接收波束形成权矢量分别求解实现空域降维。通过仿真试验表明,本文算法收敛速度快,运算量小,在小样本条件下具有良好的杂波抑制性能,有利于工程实现。

参考文献:

- [1] Fisher E, Haimovich A, Blum R S. Spatial diversity in radar-models and detection performance[J]. IEEE Transactions on Signal Process, 2006, 54 (3): 823-838.
- [2] Haimovich A M, Blum R S, Lenard J. MIMO radar with widely separated antennas [J]. IEEE Signal Process Magazine, 2008, 25 (1): 116-129.
- [3] Li J, Stoica P. MIMO radar with collocated antennas [J]. IEEE Signal Process Magazine, 2007, 24 (5): 106-114.
- [4] Bliss D W, Forsythe K W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C] // Conference Record of the 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. [S.l.]:IEEE Press, 2003; 54-59.
- [5] 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.
Wang Yongliang, Peng Yingning. Space-time adaptive processing [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000.
- [6] Klemm R. Principles of space-time adaptive processing[M]. London: The Institution of Electrical Engineers, 2002.
- [7] Chen C Y, Vaidyanathan P P. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56 (2): 623-634.
- [8] Wu Yong, Tang Jun, Peng Yingning. Models and performance evaluation for multiple-input multiple-output space-time adaptive processing radar[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2009, 3 (6): 569-582.
- [9] Wang Guohua, Lu Yilong. Clutter rank of STAP in MIMO radar with waveform diversity [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58 (2): 938-943.
- [10] 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 Xichuan, Zhang Yongshun, Xie Wencong, et al. Research on the estimation of clutter rank for coherent airborne MIMO radar[J]. Journal of Electronic & Information Technology, 2011, 33 (9): 2125-2131.
- [11] 陆达,张弓.知识辅助的机载 MIMO 雷达降秩 STAP 算法[J].数据采集与处理,2012,27(4):429-435.
Lu Da, Zhang Gong. Knowledge-aided reduced-rank STAP algorithm for airborne MIMO radar[J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 2012, 27 (4): 429-435.
- [12] 李彩彩,廖桂生,朱圣棋,等.一种抑制严重非均匀杂波的机载 MIMO-STAP 方法[J].电子学报,2011,39(3):511-517.
Li Caicai, Liao Guisheng, Zhu Shengqi, et al. An airborne MIMO-STAP method for severely non-homogeneous clutter suppression [J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39 (3): 511-517.
- [13] 保铮,廖桂生,吴仁彪,等.相控阵机载雷达杂波抑制的时-空二维自适应滤波[J].电子学报,1993,21(9):1-7.
Bao Zheng, Liao Guisheng, Wu Renbiao, et al. 2-D temporal-spatial adaptive clutter suppression for phased array airborne radars [J]. Acta Electronica Sinica, 1993, 21 (9): 1-7.
- [14] Dipietro R C. Extended factored space-time processing for airborne radar systems[C] // Proceedings of the 26th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers. Pacific Grove, CA: IEEE, 1992: 425-430.

- [15] 吕晖, 冯大政, 和洁, 等. 机载 MIMO 雷达两级降维杂波抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33 (4): 805-809.
Lü Hui, Feng Dazheng, He Jie, et al. Two-stage reduced-dimension clutter suppression method for airborne MIMO radar[J]. Journal of Electronic & Information Technology, 2011, 33 (4): 805-809.
- [16] Reed I S, Mallett J D, Brennan L E. Rapid convergence rate in adaptive arrays[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974, 10 (6): 853-863.
- [17] Zhang Xiaofei, Xu Dazhuan. Angle estimation in MIMO radar using reduced dimension capon[J]. IET Electronics Letters, 2010, 45(12): 860-861.
- [18] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004.
Zhang Xianda. Matrix analysis and applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.
- [19] Papoulis A, Pillai S U. Probability, random variables and stochastic processes [M]. New York: McGraw-Hill, 2001.
- 作者简介:**王珽(1988-),男,博士研究生,研究方向:机载 MIMO 雷达空时自适应信号处理, E-mail: wangtingsp@163.com;张剑云(1963-),男,教授,博士生导师,研究方向:雷达信号处理,高速信号处理;郑志东(1985-),男,工程师,研究方向:MIMO 雷达信号处理。