

一种两级机载 MIMO 雷达空时自适应处理方法

杨晓超 刘宏伟 王勇 纠博*

(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: 机载 MIMO 雷达可联合利用时间自由度、发射和接收空间自由度抑制杂波,但只能利用接收空间自由度抑制有源干扰。基于此特点,该文提出一种机载 MIMO 雷达的两级空时自适应处理方法抑制杂波和干扰。第 1 级处理中只利用部分空间接收自由度进行干扰抑制,同时实现降维处理;第 2 级通过匹配滤波获得发射空间自由度,并联合剩余接收空间自由度和时域自由度,进行空时联合自适应处理抑制杂波。该方法通过分级处理既有效利用了 MIMO 雷达的发射自由度进行杂波抑制,又同时大大减低了计算量和样本需求。理论分析表明存在强干扰时,两级处理的理论性能可以逼近全维处理的最优性能。仿真实验表明了该算法的有效性。

关键词: 机载 MIMO 雷达; 空时自适应处理; 降维; 有源干扰; 杂波抑制

中图分类号: TN959.73

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)05-1102-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2011.00992

A Novel Two-stage Space-time Adaptive Processing Method for Airborne MIMO Radar

Yang Xiao-chao Liu Hong-wei Wang Yong Jiu Bo

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

Abstract: Airborne MIMO radar uses its temporal freedom and receiving & transmitting spatial freedom to suppress clutter, while it nulls jammers by only receiving spatial freedom. Based on these characteristic, a novel two-stage method is presented in this paper, which separates suppression of clutter and jammers into two sequential stages. First, jammers are nulled with partial receiving freedom, and dimension reduction is also implemented. Second, matched-filtering is applied to the output data after jammer suppression, followed by clutter suppression using temporal and spatial freedom. Through the two-stage processing, transmitting spatial freedom can be fully utilized in clutter suppression together with reducing the computational load and sample requirement effectively. Both theoretic analysis and simulation experiments present that, in the presence of strong jammers, performance of the proposal can approach to that of the full dimension space-time adaptive processing for MIMO radar.

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

1 引言

空时自适应处理 (Space-Time Adaptive Processing, STAP) 技术是机载相控阵雷达为了更好地抑制空时耦合的地杂波来检测地面动目标而提出的^[1]。但是全维的空时自适应处理,算法的维数往往很大,因而计算复杂度高并且样本需求量大,这在实际中往往很难满足,所以必须进行降维处理。因此降维处理成为 STAP 研究中很重要的一个方面,并且提出了很多实用而有效的方法^[2,3]。

相比于相控阵雷达, MIMO 雷达有更高的分辨

率和更多的空间自由度^[4], 所以将 MIMO 雷达用于空中平台, 结合 STAP 技术来检测动目标成为近几年的研究热点^[5-10]。文献[5]考虑发射正交波形, 对机载 MIMO 雷达杂波子空间和杂波的秩进行了分析; 文献[6,7]分别分析了发射任意波形时机载 MIMO 雷达杂波的秩及杂波空时谱分布特性; 文献[8]研究了发射相位编码正交信号和多载频信号时的 MIMO 雷达 STAP 信号模型和杂波模型。MIMO 雷达相比于相控阵雷达, 进行全维 STAP 的维数更高, 更需要研究降维处理算法。文献[9]对 MIMO 雷达进行子阵划分, 然后再进行空时处理; 文献[10]提出一种先时域多普勒滤波, 然后在空域采用双迭代算法进行降维的方法。

典型的 STAP 场景中, 不仅包括杂波还包括有源干扰^[2,3]。MIMO 雷达相对于相控阵雷达可以获得

2011-09-21 收到, 2011-12-02 改回

国家自然科学基金(60901067, 61001212), 新世纪优秀人才支持计划(NCET-09-0630), 长江学者和创新团队发展计划(IRT0954)以及中央高校基本科研业务费专项资金资助课题

*通信作者: 纠博 bojiu@mail.xidian.edu.cn

发射自由度来抑制杂波，但抑制有源干扰，则只与接收自由度有关。基于 MIMO 雷达杂波与干扰抑制的上述特点，本文提出一种针对机载 MIMO 雷达的两级空时自适应处理方法来抑制干扰和杂波。在第 1 级处理时，先用一部分的接收自由度来抑制干扰，然后进行第 2 级处理，对干扰抑制后的数据进行匹配滤波获得发射自由度，结合剩余的接收自由度和时域自由度进行空时联合处理来抑制杂波。对于第 2 级杂波抑制的空时联合处理可以应用一些传统的 STAP 处理方法进一步降维。本文将传统 STAP 算法中比较著名的多通道联合自适应处理(mMDT)算法^[1](又称 Extended Factored Approach (EFA)^[12])应用于第 2 级的空时自适应处理。

本文其它部分的安排如下。第 2 节介绍 MIMO 雷达 STAP 信号模型以及 MIMO 雷达直接 mMDT 处理。第 3 节先具体介绍本文的两级空时处理算法，然后对其理论性能进行了分析。第 4 节给出了仿真结果。第 5 节是结束语。

2 MIMO 雷达 STAP 信号模型及直接 mMDT 处理

考虑一个收发同置的机载 MIMO 雷达系统，发射阵有 M 个天线，接收阵有 N 个天线，都为均匀线阵，正侧阵放置。载机速度为 v 。目标，杂波及有源干扰相对雷达处于远场。各发射阵元发射相互正交的相位编码信号，并且均为窄带信号，发射脉冲重复周期为 T_r 。接收信号经过混频至基带后，忽略脉内的多普勒调制，地面动目标的第 k 次回波为

$$\mathbf{X}_k = \rho_T \mathbf{a}_r(f_{s,T}) \mathbf{a}_t^T(f_{s,T}) \mathbf{S} e^{j2\pi(k-1)f_{d,T}} \quad (1)$$

其中 ρ_T 为目标回波复幅度，与目标 RCS 成正比， \mathbf{S} 为发射的正交编码信号矩阵，码长为 L ， $f_{s,T} = \frac{d_r \sin \theta_T \cos \varphi_T}{\lambda}$ 为目标的归一化空间频率， θ_T 和 φ_T 分别为目标的方位角和俯仰角， $f_{d,T}$ 为目标的归一化多普勒频率， \mathbf{a}_t 和 \mathbf{a}_r 分别为发射和接收导向矢量，形式如下：

$$\mathbf{a}_r(f_{s,T}) = [1, \exp(j2\pi f_{s,T}), \dots, \exp(j2\pi(N-1)f_{s,T})]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_t(f_{s,T}) = [1, \exp(j2\pi\gamma f_{s,T}), \dots, \exp(j2\pi(M-1)\gamma f_{s,T})]^T \quad (3)$$

其中 $\gamma = d_t/d_r$ ，为发射阵元间距与接收阵元间距之比。

假设在一个相干处理间隔 (Coherent Processing Interval, CPI) 共有 K 次脉冲，将 K 次回波信号排列成矩阵

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_T &= [\mathbf{X}_1^T, \dots, \mathbf{X}_K^T]^T \\ &= \rho_T [\mathbf{a}_d(f_{d,T}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,T})] \mathbf{a}_t^T(f_{s,T}) \mathbf{S} \end{aligned} \quad (4)$$

其中 \mathbf{a}_d 为多普勒导向矢量， $\mathbf{a}_d(f_{d,T}) = [1, \exp(j2\pi f_{d,T}), \dots, \exp(j2\pi(K-1)f_{d,T})]^T$ ， \otimes 表示 Kronecker 积。

用发射信号矩阵进行匹配滤波可以得到^[5]

$$\mathbf{Y}_T = \mathbf{X}_T \mathbf{S}^H / L = \rho_T [\mathbf{a}_d(f_{d,T}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,T})] \mathbf{a}_t^T(f_{s,T}) \quad (5)$$

然后将 \mathbf{Y}_T 的列向量按顺序首尾相接排成一个长的列向量，可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_T &= \text{vec}(\mathbf{Y}_T) = \rho_T \mathbf{a}_t(f_{s,T}) \otimes [\mathbf{a}_d(f_{d,T}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,T})] \\ &= \rho_T \mathbf{v}(f_{s,T}, f_{d,T}) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\text{vec}(\cdot)$ 表示向量化操作。 $\mathbf{v}(f_{s,T}, f_{d,T}) = \mathbf{a}_t(f_{s,T}) \otimes \mathbf{a}_d(f_{d,T}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{s,T})$ 。

目标所在距离环上有 N_c 个独立的杂波单元，则杂波的回波数据可以建模为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_C &= \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \mathbf{a}_t(f_{sc,i}) \otimes \mathbf{a}_d(f_{dc,i}) \otimes \mathbf{a}_r(f_{sc,i}) \\ &= \sum_{i=1}^{N_c} \rho_i \mathbf{v}(f_{sc,i}, f_{dc,i}) \end{aligned} \quad (7)$$

其中 ρ_i 为第 i 个杂波单元回波的复幅度，并且满足 $E[\rho_i \rho_k^*] = \sigma_{ci}^2 \delta(i-k)$ ， $i, k = 1, 2, \dots, N_c$ ， $\delta(\cdot)$ 为单位脉冲函数， σ_{ci}^2 与该杂波单元 RCS 成正比^[2]。 $f_{sc,i}$ 为第 i 个杂波单元回波的归一化空间频率， $f_{dc,i}$ 为第 i 个杂波单元回波的归一化多普勒频率。杂波的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_C = \sum_{i=1}^{N_c} \sigma_{ci}^2 \mathbf{v}(f_{sc,i}, f_{dc,i}) \mathbf{v}^H(f_{sc,i}, f_{dc,i}) \quad (8)$$

并且存在关系， $f_{dc,i} = \beta f_{sc,i}$ ，其中 $\beta = (2vT_r)/d_r$ 。

场景中存在 J 个相互独立的有源干扰，在时域上都为白的，则其协方差矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_J = \mathbf{I}_{MK} \otimes \mathbf{R}_{r,J} \quad (9)$$

其中 $\mathbf{R}_{r,J} = \sum_{i=1}^J [\sigma_{ji}^2 \mathbf{a}_r(f_{sj,i}) \mathbf{a}_r^H(f_{sj,i})]$ ， σ_{ji}^2 为第 i 个干扰的功率； $f_{js,i}$ 为第 i 个干扰的归一化空间频率， \mathbf{I}_{MK} 为 $MK \times MK$ 维的单位矩阵。从 \mathbf{R}_J 的结构可以看出，发射自由度和时间自由度不能用来抑制干扰，只有接收自由度可以用来抑制干扰。

假设各接收机噪声为相互独立同分布的复高斯白噪声，其协方差阵可以表示为

$$\mathbf{R}_N = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (10)$$

令 $\mathbf{R}_u = \mathbf{R}_C + \mathbf{R}_J + \mathbf{R}_N$ ，则在存在杂波，有源干扰以及噪声的情况下，最优权值为^[2]

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{v}(f_{s,T}, f_{d,T}) \quad (11)$$

从式(12)可以看出，计算最优权值的复杂度为 $O(M^3 N^3 K^3)$ ^[2]，保证协方差矩阵可逆所需的最少样本数为 MNK 。相比于相控阵雷达的 STAP 处理，MIMO 雷达 STAP 的计算复杂度和样本需求更大，尤其在发射阵元数，接收阵元数，和积累的脉冲数

都很大时,全维处理是几乎不可能的,必须考虑降维处理。

一种直接的降维处理方法是传统的降维方法推广到 MIMO 雷达 STAP 中^[10]。这里将 mDT^[11]算法直接应用于 MIMO 雷达。以 $m = 3$ 为例,对第 i 个多普勒通道进行处理的降维变换矩阵为

$$\mathbf{H}_i = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}_i \otimes \mathbf{I}_N \quad (12)$$

其中 $\mathbf{F}_i = [\mathbf{f}_{i-1}, \mathbf{f}_i, \mathbf{f}_{i+1}] \in \mathbb{C}^{K \times 3}$, \mathbf{f}_i 为第 i 个多普勒频率单元的滤波器权值, \mathbf{f}_{i-1} 和 \mathbf{f}_{i+1} 为与其左右相邻的多普勒单元的滤波器权值。降维后的第 i 个多普勒单元的自适应权值为

$$\mathbf{w}_i = \tilde{\mathbf{R}}_i^{-1} \tilde{\mathbf{v}} = (\mathbf{H}_i^H \mathbf{R}_u \mathbf{H}_i)^{-1} (\mathbf{H}_i^H \mathbf{v}) \quad (13)$$

此时,对每个多普勒频率单元,求解最优权的计算复杂度为 $O[(3MN)^3]$,保证协方差阵可逆的最小的样本数为 MN 。直接将 3DT 算法用于 MIMO 雷达,虽然相比全维处理计算复杂度和样本需求都有了明显减少,但对于雷达实时处理来说, MIMO 雷达 3DT 算法的计算复杂度和样本需求仍然较大。为了进一步降低计算复杂度并减少样本需求,本文提出一种针对 MIMO 雷达的两级干扰和杂波抑制算法。

3 两级干扰和杂波抑制算法及性能分析

MIMO 雷达发射自由度仅针对目标和杂波信号,而抑制有源干扰只与 MIMO 雷达接收阵有关。基于 MIMO 雷达信号的上述特点,本文提出抑制干扰和杂波的两级空时自适应处理方法。处理结构的框图如图 1 所示,下面介绍具体的算法。

3.1 第 1 级 干扰抑制

第 1 级处理中,首先对 MIMO 雷达在第 1 次脉冲接收的 N 路回波信号,用变换矩阵 \mathbf{T} 进行干扰抑制, $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{N \times (N-J)}$,其中 J 为有源干扰的个数。 J 可

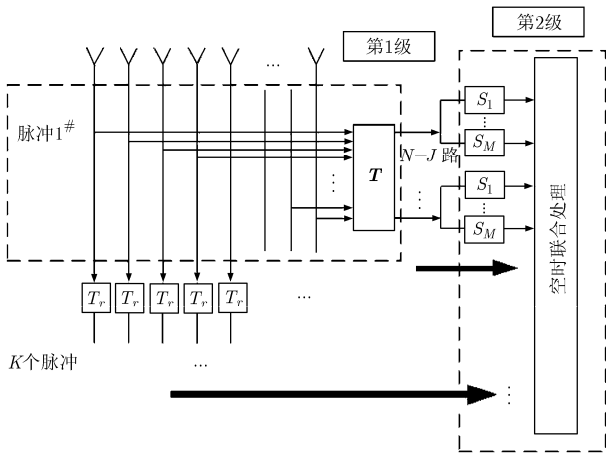


图 1 MIMO 雷达两级空时自适应处理框图

以在 \mathbf{T} 的构造中自适应确定,具体构造方法如下。

在雷达静默期,雷达只接收信号,并不发射信号。这时,接收信号中只含有源干扰和噪声,并不含目标信号和地杂波,回波信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_r = \sum_{i=1}^J \sigma_{ji}^2 \mathbf{a}_r(f_{sj,i}) \mathbf{a}_r^H(f_{sj,i}) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

对 \mathbf{R}_r 进行特征值分解得到

$$\mathbf{R}_r = \mathbf{U}_J \mathbf{\Lambda}_1 \mathbf{U}_J^H + \mathbf{U}_J^\perp \mathbf{\Lambda}_2 \mathbf{U}_J^{\perp H} \quad (15)$$

其中 $\mathbf{\Lambda}_1 = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_J)$, $\mathbf{\Lambda}_2 = \text{diag}(\lambda_{J+1}, \lambda_{J+2}, \dots, \lambda_N)$, $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_J \geq \lambda_{J+1} = \lambda_{J+2} = \dots = \lambda_N$ 。 $\mathbf{U}_J \in \mathbb{C}^{N \times J}$ 和 $\mathbf{U}_J^\perp \in \mathbb{C}^{N \times (N-J)}$ 分别为与 $\mathbf{\Lambda}_1$ 和 $\mathbf{\Lambda}_2$ 对应的特征向量矩阵。由子空间理论知, \mathbf{R}_r 的 J 个大特征值对应的特征向量矩阵 \mathbf{U}_J 构成了干扰的子空间,其余的 $N - J$ 个小特征值对应的特征向量矩阵 \mathbf{U}_J^\perp 构成了干扰的正交补空间。以 $\mathbf{T} = \mathbf{U}_J^\perp$ 为变换矩阵对雷达回波进行处理,由于 \mathbf{T} 与干扰子空间的正交性,干扰信号被抑制,同时也进行了降维。如果干扰个数 $J \geq N$,则干扰子空间维数为 N ,本文算法不再适用。但如果干扰之间有一定的相关性,或者空间频率接近,使得干扰子空间维数小于 N ,本文算法仍可应用。

假设有源干扰在一个 CPI 内是平稳的,然后对 CPI 内每个脉冲的数据都用相同的变换矩阵 \mathbf{T} 处理,由此得到干扰抑制后的数据用于第 2 级处理。

3.2 第 2 级 发射信号分离及空时联合处理抑制杂波

将一个 CPI 内 K 次回波都经过 \mathbf{T} 降维后,然后进行匹配滤波,并且量化后得到

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}_T &= \rho_T \mathbf{a}_t(f_{s,T}) \otimes [\mathbf{a}_d(f_{d,T}) \otimes \mathbf{T}^H \mathbf{a}_r(f_{s,T})] \\ &= \rho_T \mathbf{a}_t(f_{s,T}) \otimes \mathbf{a}_d(f_{d,T}) \otimes [\mathbf{T}^H \mathbf{a}_r(f_{s,T})] \end{aligned} \quad (16)$$

由上述的处理过程可以看出,需要进行匹配滤波的路数,由 KN 路降为 $K(N - J)$ 路,降低了计算复杂度。对杂波,有源干扰和噪声进行类似处理后的协方差矩阵分别为

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{R}}_C &= \sum_{i=1}^{N_c} \sigma_{ci}^2 [\mathbf{a}_t(f_{sc,i}) \mathbf{a}_t^H(f_{sc,i})] \\ &\quad \otimes [\mathbf{a}_d(f_{dc,i}) \mathbf{a}_d^H(f_{dc,i})] \otimes [\mathbf{T}^H \mathbf{a}_r(f_{sc,i}) \mathbf{a}_r^H(f_{sc,i}) \mathbf{T}] \end{aligned} \quad (17)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_J = \sum_{i=1}^J \sigma_{ji}^2 \mathbf{I} \otimes [\mathbf{T}^H \mathbf{a}_r(f_{sj,i}) \mathbf{a}_r^H(f_{sj,i}) \mathbf{T}] \quad (18)$$

$$\bar{\mathbf{R}}_N = \sigma_n^2 \mathbf{I} \otimes [\mathbf{T}^H \mathbf{T}] = \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (19)$$

由于 \mathbf{T} 与干扰子空间正交,所以在理论上 $\bar{\mathbf{R}}_J = 0$ 。经过上述处理后,用于估计滤波器权值的协方差矩阵和目标空时导向矢量分别为

$$\bar{\mathbf{R}}_u = \bar{\mathbf{R}}_C + \bar{\mathbf{R}}_N \quad (20)$$

$$\bar{\mathbf{v}}(f_{s,T}, f_{d,T}) = \mathbf{a}_i(f_{s,T}) \otimes \mathbf{a}_d(f_{d,T}) \otimes [\mathbf{T}^H \mathbf{a}_r(f_{s,T})] \quad (21)$$

降维后的最优权为

$$\bar{\mathbf{w}} = \bar{\mathbf{R}}_u^{-1} \bar{\mathbf{v}}(f_{s,T}, f_{d,T}) \quad (22)$$

由此可以用式(22)来抑制杂波，进行动目标检测。

对于第2级的杂波抑制，可以再结合传统 STAP 的降维方法进一步降维。这里采用 3DT 算法。与式(13)类似，第 i 个多普勒通道的降维变换矩阵为 $\mathbf{H}_i = \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{F}_i \otimes \mathbf{I}_{N-J}$ 。计算最优权式(22)的复杂度为 $O\{[3M(N-J)]^3\}$ ，保证协方差矩阵可逆所需的最小样本为 $M(N-J)$ ，与直接将 3DT 算法用于 MIMO 雷达 STAP 相比，本文算法减小了计算复杂度和样本需求，并且干扰数越多，减小的程度越明显。在实际中，所能用的样本数很少，导致即使降维后矩阵 $\bar{\mathbf{R}}_u$ 也接近奇异，这时可以采用对角加载的方法来求得自适应权值。

3.3 两级 MIMO 雷达空时自适应处理性能分析

本节分析在协方差阵都为已知的情况下，两级 MIMO 雷达空时自适应处理的性能。

首先推导两级 MIMO 雷达自适应处理的输出信噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)。令全维的杂波加噪声协方差阵为 $\mathbf{R}_{cn} = \mathbf{R}_C + \mathbf{R}_N$ ，则 $\mathbf{R}_u = \mathbf{R}_J + \mathbf{R}_{cn}$ 。由式(9)知 \mathbf{R}_J 的结构为 $\mathbf{R}_J = \mathbf{I}_{MK} \otimes \mathbf{R}_{r,J}$ ，其中 $\mathbf{R}_{r,J}$ 为干扰的接收协方差阵。对 $\mathbf{R}_{r,J}$ 进行特征值分解， $\mathbf{R}_{r,J} = \mathbf{U}_J \mathbf{\Lambda}_J \mathbf{U}_J^H$ ，则 \mathbf{R}_J 可以写为

$$\mathbf{R}_J = \mathbf{I}_{MK} \otimes \mathbf{R}_{r,J} = \mathbf{E}_J \mathbf{\Sigma}_J \mathbf{E}_J^H \quad (23)$$

其中 $\mathbf{E}_J = \mathbf{I}_{MK} \otimes \mathbf{U}_J$ ， $\mathbf{\Sigma}_J = \mathbf{I}_{MK} \otimes \mathbf{\Lambda}_J$ 。由 \mathbf{T} 的定义知， \mathbf{T} 的列空间为干扰的接收子空间的正交补空间，满足 $\mathbf{T}\mathbf{T}^H + \mathbf{U}_J \mathbf{U}_J^H = \mathbf{I}$ ， $\mathbf{T}^H \mathbf{T} = \mathbf{I}$ ， $\mathbf{U}_J^H \mathbf{T} = \mathbf{0}$ 。总的降维变换矩阵可以写为 $\mathbf{G} = \mathbf{I}_{MK} \otimes \mathbf{T}$ 。经过变换矩阵 \mathbf{G} 降维后的自适应权值对应输出 SINR 为^[2] $\text{SINR}_R = \mathbf{v}^H \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{R}_u \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{v}$ ，其中 \mathbf{v} 为目标的全维空时导向矢量。由 \mathbf{G} 和 \mathbf{R}_J 的关系可得

$$\text{SINR}_R = \mathbf{v}^H \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \mathbf{v} \quad (24)$$

构造矩阵

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H \\ \mathbf{E}_J^H \end{bmatrix} \mathbf{R}_{cn}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{E}_J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{G} & \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J \\ \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{G} & \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J \end{bmatrix} \quad (25)$$

不难验证， \mathbf{G} 和 \mathbf{E}_J 满足下面的关系：

$$\begin{bmatrix} \mathbf{G}^H \\ \mathbf{E}_J^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{E}_J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H \mathbf{G} & \mathbf{G}^H \mathbf{E}_J \\ \mathbf{E}_J^H \mathbf{G} & \mathbf{E}_J^H \mathbf{E}_J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (26)$$

所以， \mathbf{A} 的逆可以写为

$$\mathbf{A}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H \\ \mathbf{E}_J^H \end{bmatrix} \mathbf{R}_{cn} \begin{bmatrix} \mathbf{G} & \mathbf{E}_J \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G} & \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{E}_J \\ \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G} & \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{E}_J \end{bmatrix} \quad (27)$$

由分块矩阵求逆公式得到^[13]

$$\begin{aligned} (\mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G})^{-1} &= \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{G} - \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J \\ &\quad \cdot (\mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J)^{-1} \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{G} \end{aligned} \quad (28)$$

由式(26)可得

$$\begin{aligned} \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \\ = \mathbf{R}_{cn}^{-1} - \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J (\mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J)^{-1} \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \end{aligned} \quad (29)$$

再将式(29)代入式(24)可以得到两级 MIMO 雷达自适应处理的输出 SINR 为

$$\text{SINR}_R = \mathbf{v}^H \left[\mathbf{R}_{cn}^{-1} - \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J (\mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J)^{-1} \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \right] \mathbf{v} \quad (30)$$

然后，再分析全维处理的输出 SINR。对于全维处理，用最优点得到的输出 SINR 为^[2]

$$\text{SINR}_F = \mathbf{v}^H \mathbf{R}_u^{-1} \mathbf{v} \quad (31)$$

其中 $\mathbf{R}_u^{-1} = (\mathbf{E}_J \mathbf{\Sigma}_J \mathbf{E}_J^H + \mathbf{R}_{cn})^{-1}$ 。由矩阵求逆引理可以得到^[13]

$$\mathbf{R}_u^{-1} = \mathbf{R}_{cn}^{-1} - \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J (\mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J + \mathbf{\Sigma}_J^{-1})^{-1} \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \quad (32)$$

将式(32)代入式(31)可以得到全维处理的输出 SINR 为

$$\begin{aligned} \text{SINR}_F = \mathbf{v}^H \left[\mathbf{R}_{cn}^{-1} - \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J (\mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J \right. \\ \left. + \mathbf{\Sigma}_J^{-1})^{-1} \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \right] \mathbf{v} \end{aligned} \quad (33)$$

由 $\mathbf{\Sigma}_J$ 的定义知其为对角矩阵，并且对角线元素为干扰协方差矩阵的特征值，代表了干扰能量的大小。在有源干扰的能量很强的时候， $\mathbf{\Sigma}_J^{-1}$ 近似等于零。此时

$$\mathbf{R}_u^{-1} \approx \mathbf{R}_{cn}^{-1} - \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J (\mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \mathbf{E}_J)^{-1} \mathbf{E}_J^H \mathbf{R}_{cn}^{-1} \quad (34)$$

对比式(33)和式(30)可以得到， $\text{SINR}_F \approx \text{SINR}_R$ ，即降维后的输出 SINR 可以逼近全维处理的输出 SINR。

由于 \mathbf{G} 为列满秩，所以存在可逆矩阵 $\mathbf{\Pi}$ ，使得 $\mathbf{G}_1 = \mathbf{G}\mathbf{\Pi}$ 。可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_1 (\mathbf{G}_1^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G}_1)^{-1} \mathbf{G}_1^H &= \mathbf{G}\mathbf{\Pi} (\mathbf{\Pi}^H \mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G}\mathbf{\Pi})^{-1} \mathbf{\Pi}^H \mathbf{G}^H \\ &= \mathbf{G} (\mathbf{G}^H \mathbf{R}_{cn} \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^H \end{aligned} \quad (35)$$

所以 \mathbf{G} 只需列满秩并且张成干扰的正交补空间，而不必列正交。由 \mathbf{G} 的定义可得， \mathbf{T} 也只需列满秩并且张成干扰的接收子空间的正交补空间，而不必列正交。

4 仿真实验及结果

本实验仿真条件如下。载机高度 9 km，速度 $v = 120$ m/s，波长 0.6 m，发射阵元数 $M=5$ ，阵元间距 2.4 m，接收阵元数 $N=8$ ，阵元间距 0.3 m，均为正侧阵放置。发射信号为正交多相码，码长为 256。一个 CPI 内的脉冲数 $K=8$ ， $\beta = 1$ 。目标在正侧视

方向。假设每个距离环上独立杂波单元个数 $N_c = 360$ ，位置均匀分布，同一距离各杂波单元的 RCS 为独立同分布的随机变量，不同距离单元杂波相互独立。杂噪比为 40 dB。干扰的方向为 $\theta_1 = 20^\circ$, $\theta_2 = -20^\circ$, $\theta_3 = 30^\circ$, $\theta_4 = -30^\circ$ 。噪声为复高斯白噪声。

仿真中采用信杂噪比损失(SINR Loss)来衡量算法的性能，其定义为系统输出的信干杂噪比与只含噪声情况下的匹配滤波器的输出信噪比之比^[2]。

图 2 给出了干噪比变化时，MIMO 雷达全维处理的最优性能和本文提出的两级处理的理论性能的

比较。从图中可以看出，在干噪比为 0 dB 时，两级处理的理论性能略差于全维处理的最优性能；当干噪比为 10 dB 时，两者的性能很接近；在干噪比为 20 dB 和 30 dB 时，在图中已经不能分辨两者的差距。这与本文之前的分析相一致。

假定检测目标的归一化多普勒频率为 0.33。图 3 比较了本文的两级结合 3DT 算法降维的方法，直接 3DT 降维的方法，文献[9,10]的方法在场景中存在不同干扰个数时的收敛速度，为 100 次 Mont Carlo 实验平均的结果。本文算法的起始样本数为保证此方法中协方差阵可逆的最小样本数，这个样本

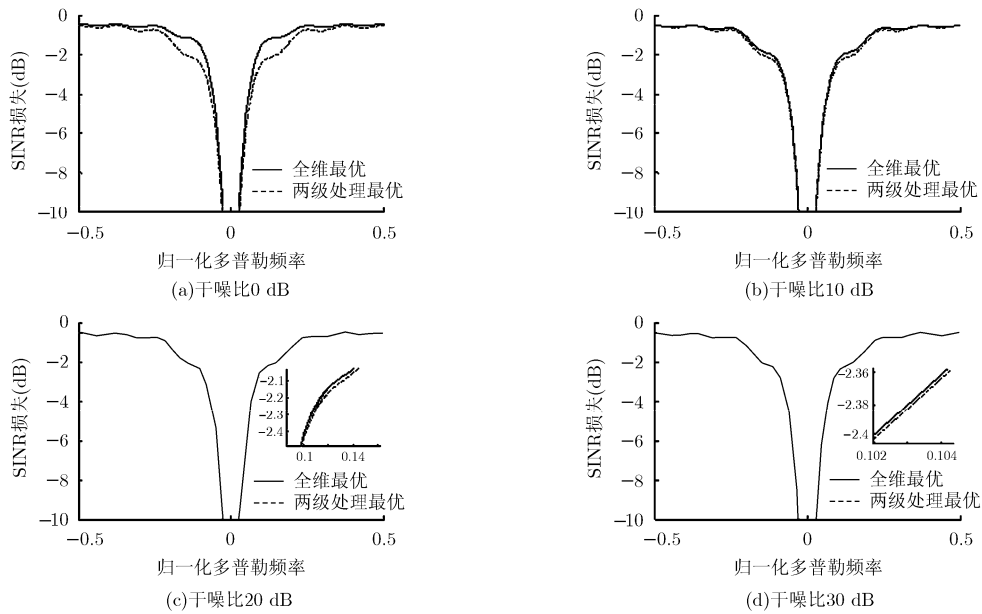


图 2 不同干噪比时的 SINR 损失

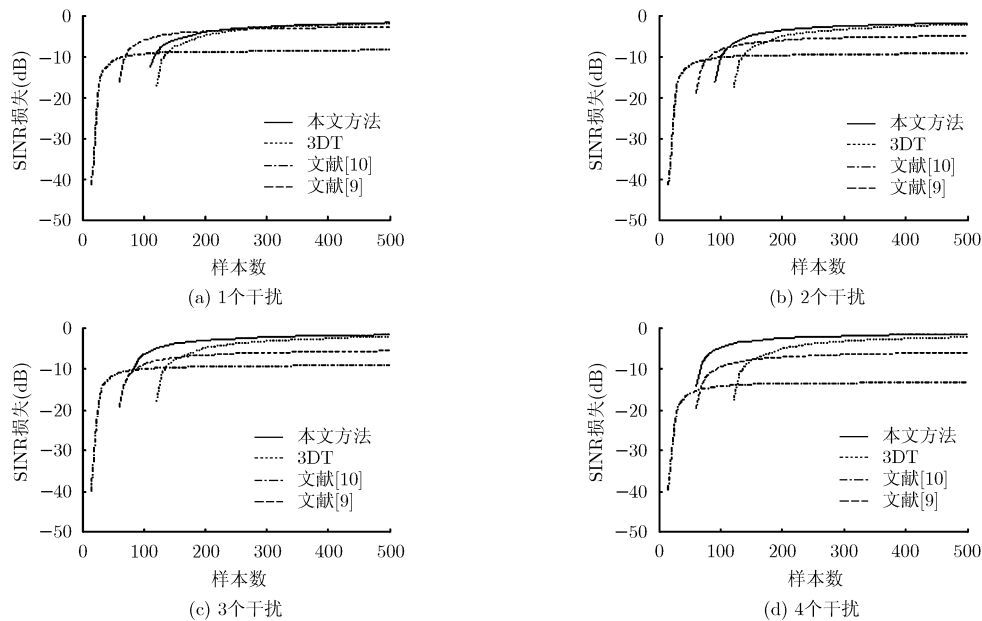


图 3 不同有源干扰个数时随样本数收敛曲线

数是随干扰个数变化的,为 $3M(N-J)$,分别为105, 90, 75, 60。在雷达静默期,用于估计干扰加噪声协方差矩阵的样本数为100。直接3DT算法为保证此方法中协方差阵可逆的最小样本数为120;文献[9,10]的算法起始样本数分别为60和15。文献[9]方法的子阵数为20。

从图3中可以看出,本文算法的收敛速度在各种干扰个数时都要快于直接进行3DT处理的收敛速度,并且随着干扰个数的增加,收敛速度也越快,相对于直接3DT的优势也更明显。文献[9]在干扰数为1个和2个的情况下,收敛速度快于本文提出的算法,但是它们收敛后的性能比本文算法要差。在干扰数为3个和4个的时候,整个性能都比本文算法要差。文献[10]算法收敛速度快于另外3种方法,但收敛时的性能比较差,这是由于文献[10]中使用的双迭代算法,在MIMO雷达的系统自由度为 $MN-1$ 时,性能会有很大损失^[4]。

图4画出了存在4个等功率有源干扰,干噪比为90dB时,本文的两级处理结合3DT降维的方法,直接3DT降维方法以及文献[9,10]的算法的SINR损失随归一化多普勒频率变化的曲线。4种方法所用样本数均为120,为直接3DT方法保证协方差矩阵可逆的最小样本数。从图中可以看出,两级处理结合3DT的方法的性能要明显优于另外3种方法。

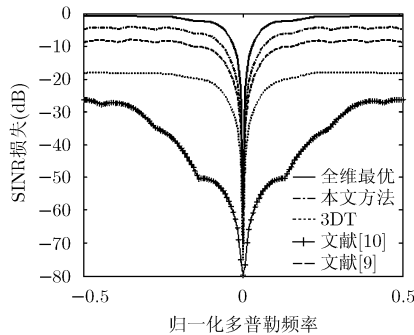


图4 干扰数为4个时的SINR损失曲线

5 结束语

本文针对机载MIMO雷达杂波和有源干扰抑制问题,提出了一种MIMO雷达两级STAP处理方法。该方法基于MIMO雷达杂波抑制和有源干扰抑制的不同特点进行分级处理。理论分析表明,存在强干扰的情况下,当数据变换矩阵为列满秩并且张成干扰的正交补空间时,此方法的最优性能可以逼近MIMO雷达全维处理的最优性能。仿真实验表明了本文方法的有效性。本文方法在实用中还存在以

下问题:(1)正交信号采用相位编码的MIMO雷达,会存在多普勒敏感性的问题,使得杂波子空间扩展,会影响算法的性能。(2)在干扰数很少的时候,降维的效果不明显,数据维数会比较大,如何结合实际情况进行应用仍需进一步研究。

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] Ward J. Space-time adaptive processing for airborne radar[R]. MIT Lincoln Lab., Lexington, MA, Technical Report 1015, 1994.
- [3] Klemm R. Principles of Space-time Adaptive Processing[M]. 3rd Edition, London: The Institution of Engineering and Technology, 2006: 159-376.
- [4] Bliss D W and Forsythe K W. Multiple-input multiple-output (MIMO) radar and imaging: degrees of freedom and resolution[C]. Proceedings of the 37th IEEE a Silomar Conference on Signals, System, and Computers, Monterey, USA, 2003: 54-59.
- [5] Chen Chun-yang 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.
- [6] Wang G and Lu Y. 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, 谢文冲, 张永顺, 等. 任意波形相关性的机载MIMO雷达杂波建模与分析[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(3): 646-651.
Zhang Xi-chuan, Xie Wen-chong, Zhang Yong-shun, et al. Modeling and analysis of the clutter on airborne MIMO radar with arbitrary waveform correlation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(3): 646-651.
- [8] Wu Y, Tang J, and Peng Y N. 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] 李彩彩, 廖桂生, 朱圣棋, 等. MIMO雷达子阵级m-Capon方法研究[J]. *系统工程与电子技术*, 2010, 32(6): 1117-1120.
Li Cai-cai, Liao Gui-sheng, Zhu Sheng-qi, et al. Study of subarray domain m-Capon method for MIMO radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2010, 32(6): 1117-1120.
- [10] 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 Da-zheng, He Jie, et al. Two-stage reduced-dimension clutter suppression method for airborne MIMO radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*,

- 2011, 33(4): 805-809.
- [11] Bao Zheng, Wu Shun-jun, 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.
- [12] Dippetro 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.
- [13] Horn R A and Johnson C R. Matrix Analysis[M]. New York: Cambridge University Press, 1990: 17-19.
- [14] 吕晖. 集中式 MIMO 雷达信号处理方法研究[D]. [博士论文], 西安电子科技大学, 2011.
- Lü Hui. Research on colocated MIMO radar signal processing[D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2011.
- 杨晓超: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达信号处理、稳健波束形成.
- 刘宏伟: 男, 1971 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、雷达自动目标识别等.
- 王 勇: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达稳健波束形成.
- 纠 博: 男, 1982 年生, 博士, 副教授, 研究方向为自适应信号处理、雷达自动目标识别.