

一种稳健的共形阵机载雷达杂波抑制方法

段克清^{1,2}, 谢文冲², 王永良², 张增辉³

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073;

2. 空军雷达学院雷达兵器运用工程军队重点实验室, 湖北武汉 430019;

3. 国防科技大学理学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 针对共形阵机载雷达的杂波抑制问题, 提出了一种稳健的空时自适应处理(STAP)方法. 该方法首先将待检测距离单元中所含的目标信息剔除, 然后利用自回归(AR)模型来描述该单元杂波特性, 最后通过求取 AR 模型系数得到待检测距离单元中杂波正交子空间来对消杂波. 该方法不受雷达工作模式影响, 适用于任意形状的阵列天线, 且不存在干扰目标问题, 因此较已有的多普勒补偿类、直接数据域和参数化等 STAP 方法更为稳健. 仿真结果验证了该方法的有效性.

关键词: 空时自适应处理; 共形阵; AR 模型; 杂波抑制

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 06-1321-06

A Robust Clutter Suppression Method for Airborne Radar with Conformal Antennas Array

DUAN Ke-qing^{1,2}, XIE Wen-chong², WANG Yong-liang², ZHANG Zeng-hui³

(1. School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha, Hunan 410073, China;

2. Key Research Lab, Air Force Radar Academy, Wuhan, Hubei 430019, China;

3. School of Science, NUDT, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: A novel robust space-time adaptive processing (STAP) method is proposed to eliminate clutter in airborne radar with conformal antennas array. This method filters the target information of range cell under test based on the phase characteristic of target. Then the clutter characteristic are described by constructing AR model and the subspace, which is orthogonal to the clutter and jamming space, is obtained to eliminate clutter. Compared with conventional Doppler compensation methods, direct data domain methods and parametric methods, the proposed method is more robust because its performance can't be influenced by radar working mode and outliers, and it can be applied for arbitrary array. The simulation results demonstrate its effectiveness.

Key words: space-time adaptive processing; conformal antennas array; AR model; clutter suppression

1 引言

现代战争对机载雷达的隐身能力、机动能力和目标探测能力都提出了越来越高的要求, 共形阵天线可有效减小载机反射截面积, 在大大降低载机负荷的前提下提供与载机外形相一致的空气动力外形, 同时可显著增大有效发射孔径, 这些特点恰好满足上述要求. 因此, 共形阵机载雷达空时自适应(STAP)技术研究已成为目前机载雷达信号处理研究领域的热点和难点. 在 STAP 技术的应用中, 共形阵天线由于其非线性和非等间隔性阵列结构, 杂波非平稳问题(又称杂波非均匀问题)较平面阵天线更为严重^[1,2], 从而引起传统 STAP 技术的杂波抑

制性能恶化, 目标检测性能下降. 杂波非平稳带来的关键难题是用于估计待检测距离单元杂波协方差矩阵的独立同分布样本数严重不足, 目前, 针对该问题的解决方法主要有多普勒补偿类方法^[3~9]、参数化方法^[10,11]和直接数据域方法(DDD)^[12]等, 这三类方法的核心思想分别为将非平稳样本补偿为平稳样本、降低对平稳样本的需求量和不需要相邻距离单元杂波数据作为训练样本.

多普勒补偿方法主要包括多普勒补偿(DW)法^[3]、角度-多普勒补偿(ADC)法^[4,5]、自适应角度-多普勒补偿(A2DC)法^[6,7]、高阶多普勒补偿(HODW)法^[8]和功率谱谱配准(RBC)^[9]法等. 该类方法通过在多普勒域或多普勒域联合空频域将训练样本中的杂波角多普勒分布曲

线尽可能补偿与待检测距离单元一致,从而使得杂波近似平稳.然而,在存在距离模糊情况即雷达工作于中/高脉冲重复频率(PRF)时,该类方法无法兼顾各距离回波杂波分布特性,杂波补偿难以有效实现,导致杂波抑制性能下降;参数化方法主要包括空时自回归滤波器(STAR)法^[10]和参数化自适应匹配滤波器(PAMF)法^[11],这两种方法都是基于AR模型构建匹配滤波器的思想,通过在时域降维降秩来降低对均匀训练样本数的需求,在非平稳杂波环境下这两种参数化方法杂波抑制性能相近.由于参数化方法利用待检测单元相邻距离单元数据作为训练样本,在检测空中目标时,存在于训练样本中的地面运动目标(干扰目标)会造成信号相消,导致自适应方向图主瓣畸变,降低目标检测概率.对干扰目标的无能为力使得参数化方法在对如高速公路和城市等地面运动目标密集区域上空进行目标检测存在困难^[13];DDD方法仅利用待检测距离单元数据形成杂波协方差矩阵,从根本上避免了杂波非平稳问题,但由于仅利用了一个距离单元数据,需要进行空域和时域平滑处理来增加训练样本数,这就要在训练样本数和孔径损失间折衷考虑.另外,对于共形阵天线,各阵元安装方向不同,在空域平滑处理时形成各空域子孔径指向不同,从而加剧了平滑处理后训练样本的非均匀性,使得DDD方法的杂波抑制性能急剧下降,但如果仅考虑在时域进行平滑处理,又会导致训练样本严重不足,依然面临杂波抑制性能下降的问题.因此DDD方法仅适用于等间隔线阵机载雷达.

考虑到现有各方法存在的诸多问题,本文提出了一种更为稳健的共形阵机载雷达 STAP 杂波抑制方法-D3AR法.该方法将AR模型匹配滤波思想引入到直接数据域范畴内,仅利用待检测距离单元数据来构建AR模型,进而通过匹配滤波实现对杂波的抑制.相对于现有 STAP 方法,本方法具有以下几点优势:不受工作模式限制,在任意 PRF 下均具有良好的杂波抑制性能;仅利用待检测距离单元数据,解决了参数化方法面临的干扰目标问题;构建AR模型进行匹配滤波处理,实现了降维和降秩相结合,极大的减少了对训练样本数的需求,进而大大减轻了由平滑处理带来的孔径损失;仅在时域进行平滑处理,避开了空域平滑对阵列形状的严格限制,因此可适用于任意形状阵列.

2 共形阵机载雷达信号模型

共形阵天线的形状与雷达载体表面相一致,如机身、机翼和机头等,因此天线的回波响应在阵元间或子阵间是非线性的.在共形阵机载雷达杂波模型中,除了需考虑不同阵元或子阵间的非线性响应外,还应考虑不同阵元或子阵的增益问题.机载雷达的杂波几何模

型由图1所示.图中,共形阵机载雷达波束指向的方位角定义为天线波束与X轴正向的夹角,记为 θ ,俯仰角为 φ , $\mathbf{K}(\theta, \varphi)$ 为波束指向单位矢量,定义 $\mathbf{K}(\theta, \varphi) = [\cos\varphi\cos\theta \ \cos\varphi\sin\theta \ \sin\varphi]^T$.

由于共形阵面的非线性特性,不同位置的阵元指向是不同的.因此,必须考虑阵面局部的几何形状对阵元安装指向的影响.本文规定阵元安装指向为其所处曲面的法线方向,即阵元的波束主瓣方向,这样更有利于工程实现^[14].对于三维空间中的任一曲面,假设安置在该表面上的某一阵元坐标为 (x_n, y_n, z_n) ($n = 1, 2, \dots, N$, N 为阵元数),该坐标位置指向矢量记为 $\mathbf{d}(n)$,则该阵元的安装指向为

$$\mathbf{n}_{e/n} = [F_x(x_n, y_n, z_n), F_y(x_n, y_n, z_n), F_z(x_n, y_n, z_n)]^T \quad (1)$$

其中 $\mathbf{F}(x_n, y_n, z_n)$ 表示曲面在坐标 (x_n, y_n, z_n) 处的法线方程,“T”表示转置.本文中阵元方向图定义为余弦方向图

$$g_{e/n}(\beta_n) = \begin{cases} g_0 \left| \cos(\beta_n \frac{\pi}{\theta_{\text{null}}}) \right|, & -\frac{\pi}{2} \leq \beta_n \leq \frac{\pi}{2} \\ g_b g_0 \left| \cos(\beta_n \frac{\pi}{\theta_{\text{null}}}) \right|, & \frac{\pi}{2} \leq \beta_n \leq \frac{3\pi}{2} \end{cases} \quad (2)$$

其中, g_0 为阵元的峰值增益, g_b 为后向衰减系数, θ_{null} 为两零点间的主瓣宽度, $\beta_n = \cos^{-1}(\mathbf{n}_{e/n} \cdot \mathbf{K}(\theta, \varphi))$ 为第 n 个阵元的安装指向和共形阵天线波束指向之间的夹角,其中“ \cdot ”表示内积运算.则阵元级的空域导向矢量为

$$\mathbf{S}_s = \hat{\mathbf{g}}(\theta, \varphi) \odot \mathbf{v}_s(\theta, \varphi) \quad (3)$$

其中“ \odot ”为Hadamard积.

$$\hat{\mathbf{g}}(\theta, \varphi) = [g_{e/1}(\theta, \varphi), g_{e/2}(\theta, \varphi), \dots, g_{e/N}(\theta, \varphi)]^T \quad (4)$$

为各阵元的增益矢量,而

$$\mathbf{v}_s(\theta, \varphi) = [e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{d}(1)}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{d}(2)}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{d}(N)}]^T \quad (5)$$

时域导向矢量不受共形阵的几何形状影响,其与常规阵列的形式相同,可表示如下

$$\mathbf{S}_t = [e^{j2\pi f_d(\theta, \varphi) T_r}, e^{j2\pi 2f_d(\theta, \varphi) T_r}, \dots, e^{j2\pi(M-1)f_d(\theta, \varphi) T_r}]^T \quad (6)$$

其中, M 为相干脉冲个数, λ 为雷达工作波长, T_r 为雷达发射脉冲重复周期, \mathbf{V} 为载机速度矢量, $f_d(\theta, \varphi) = 2\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{V}/\lambda$ 为杂波多普勒频率.则图1中杂波散射体对应的空时二维导向矢量为

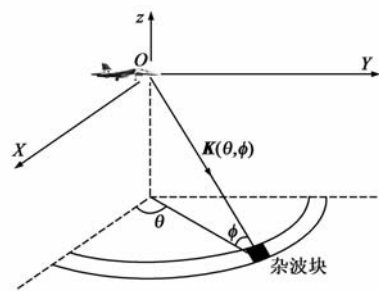


图1 机载雷达杂波几何模型

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}_i \otimes \mathbf{S}_s \quad (7)$$

其中“ \otimes ”为 Kronecker 积。

在不考虑距离模糊的情况下,机载雷达在某距离单元采样得到的杂波数据是由分布在对应杂波距离环上的杂波块回波叠加而成的,其模型表示为

$$\mathbf{C} = \sum_{i=1}^{N_c} \alpha_i \mathbf{S}_i + \mathbf{n} \quad (8)$$

其中, N_c 为杂波距离环上杂波块个数, \mathbf{S}_i 为第 i 个杂波块对应的空时二维导向矢量, α_i 为第 i 个杂波块的散射系数,其大小与杂波距离环相距雷达天线的距离、天线增益及杂波块的散射强度有关, \mathbf{n} 为高斯白噪声。

3 共形阵机载雷达杂波特性分析

定义载机飞行方向与 X 轴正向夹角为 θ_p , 与 Z 轴正向夹角为 φ_p , 通常假设载机平行于地面飞行, 即 $\varphi_p = 0$, 则杂波块回波的归一化多普勒频率可表示为

$$\begin{aligned} F_d &= 4\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{V}(\theta_p, \varphi_p) / (\lambda f_r) \\ &= 4[\cos\varphi\cos\theta \cos\varphi\sin\theta \sin\varphi]^T \cdot [V\cos\theta_p \ V\sin\theta_p \ 0]^T / (\lambda f_r) \\ &= 4V(\cos\varphi\cos\theta\cos\theta_p + \cos\varphi\sin\theta\sin\theta_p) / (\lambda f_r) \end{aligned} \quad (9)$$

在时域中,单位时间内电磁波传播的周期数定义为时频,即 $f_t = 1/T$;相应地,单位距离内电磁波传播的波长数可定义为空频,即 $f_s = 1/\lambda$ 。考虑到波束指向方向,空频矢量表达式为 $\mathbf{f}_s = \mathbf{K}(\theta, \varphi)/\lambda$, 得到归一化空间频率 $\mathbf{F}_s = \mathbf{f}_s\lambda = \mathbf{K}(\theta, \varphi) = [\cos\varphi\cos\theta \ \cos\varphi\sin\theta \ \sin\varphi]^T$ 。方便起见,定义 $F_{sx} = \cos\varphi\cos\theta$, $F_{sy} = \cos\varphi\sin\theta$, $F_{sz} = \sin\varphi$ 。

对于一维线阵,其阵元变化方向在空间上为一维的。定义线阵轴向与 X 轴正向一致,则阵元在空间变化方向仅为 X 轴方向,因此机载雷达杂波空时谱分布于 $F_d - F_{sx}$ 二维空间,其二维分布特性由式(9)得到

$$F_d = 4V(F_{sx}\cos\theta_p + \sin\theta_p \sqrt{\cos^2\varphi - F_{sx}^2}) / (\lambda f_r) \quad (10)$$

对于空间二维分布的平面阵或共形阵(如圆环阵等),阵元变化方向在空间上为二维的。定义阵面平行于 XOY 平面,则阵元在空间上的变化方向可用 X 轴向和 Y 轴向联合定义,因此机载雷达的杂波空时谱分布于 $F_d - F_{sx} - F_{sy}$ 三维空间。同样,其三维分布特性由式

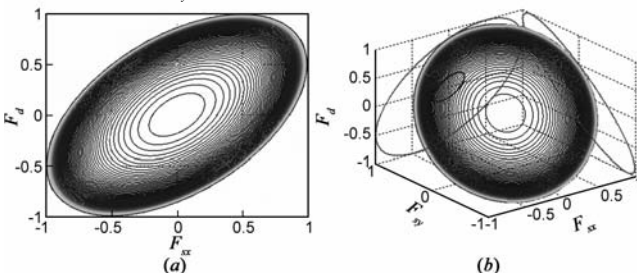


图2 共形阵机载雷达不同距离单元杂波谱分布

(9)可得

$$F_d = 4V(F_{sx}\cos\theta_p + F_{sy}\sin\theta_p) / (\lambda f_r) \quad (11)$$

对于空间三维分布的共形阵(如圆柱阵、机头阵和机翼阵等),天线阵元在空间几何分布为三维曲面,因此需在 $F_d - F_{sx} - F_{sy} - F_{sz}$ 四维空间内描述杂波空时谱特性。由式(9)可得

$$F_d = 4V\left[\sqrt{1 - F_{sz}^2}\left(\frac{F_{sx}}{\cos\varphi}\cos\theta_p + \frac{F_{sy}}{\cos\varphi}\sin\theta_p\right)\right] / (\lambda f_r) \quad (12)$$

图2为 $\theta_p = 60^\circ$ 情况下多个距离单元机载雷达杂波分布曲线(不考虑背板效应)。其中,图2(a)为空间一维分布阵列机载雷达杂波分布特性;图2(b)为空间二维分布阵列机载雷达杂波分布特性;图2(b)~(c)为空间三维分布阵列机载雷达杂波分布特性,由于无法通过四维坐标来展现 $F_d - F_{sx} - F_{sy} - F_{sz}$ 四维空间内的杂波特性,因此采用两个三维坐标体系进行描述。

由上述分析可知,对于空间二维或三维分布的共形阵机载雷达,不同距离单元的杂波多普勒和空频联合分布曲线是在三维或四维空间内变化的,因此相较于线阵杂波非平稳现象更为严重。

4 D³AR 方法

定义待检测单元内目标信号为

$$\begin{aligned} S_0(n, m) &= \beta \exp\left\{j2\pi\left[\frac{\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{d}(n)}{\lambda} + \frac{mf_d}{f_r}\right]\right\}, \\ n &= 1, 2, \dots, N; \quad m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (13)$$

其中, β 表示目标信号幅度。

由式(8)可得待检测单元回波数据为

$$\mathbf{X} = \mathbf{S}_0 + \mathbf{C} \quad (14)$$

对于目标信号,不同阵元间相位差矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}(n) &= \exp\left\{j2\pi\frac{\mathbf{K}(\theta, \varphi) \cdot [\mathbf{d}(n+1) - \mathbf{d}(n)]}{\lambda}\right\}, \\ n &= 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (15)$$

脉冲间的相位差矢量为

$$\mathbf{Q}(m) = \exp\left[j2\pi\frac{f_d}{f_r}\right], \quad m = 1, 2, \dots, M-1 \quad (16)$$

根据阵元间相位差矢量和脉冲间相位差矢量,可分别利用空域、时域和空时域联合三种相位补偿方式将待检测单元回波数据中目标剔除,具体如下

$$\mathbf{Y}_s(n, m) = \mathbf{X}(n, m) - \mathbf{P}^* \cdot \mathbf{X}(n+1, m) \quad (17)$$

$$Y_l(n, m) = X(n, m) - Q^*(m)X(n, m+1) \quad (18)$$

$$Y_{st}(n, m) = X(n, m) - P^*(n)Q^*(m)X(n+1, m+1) \quad (19)$$

其中, $n=1, 2, \dots, N-1$; $m=1, 2, \dots, M-1$, “ $*$ ”表示共轭运算。

将矢量 Y_s 、 Y_l 和 Y_{st} 排列成 $(N-1)(M-1) \times 1$ 维矢量, 并分别记为 Y_1 、 Y_2 和 Y_3 。任意随机过程均可由 AR 模型描述, 因此 Y_1 、 Y_2 和 Y_3 可表示为如下矢量 AR 滤波器^[10,11]

$$\sum_{l=0}^{L-1} A(l)Y_k(m+l) = 0, \quad m=1, 2, \dots, M-L; \quad k=1, 2, 3 \quad (20)$$

其中 $A(l) \in C^{D \times (N-1)}$, $Y_k(l) \in C^{(N-1) \times 1}$, D 和 L 分别为 AR 滤波器系数阶数。令

$$B = \begin{bmatrix} A(0) & \cdots & A(L-1) & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & A(0) & \cdots & A(L-1) \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中 $B \in C^{D(M-L) \times ((N-1)(M-1))}$, 则由式(20)可得

$$BY_k = 0 \quad (22)$$

由式(22)可以看出, 矩阵 B 为与杂波矢量 Y 正交的完备子空间。根据正交投影理论, 可以得到空时自适应权矢量

$$W = B^H \bar{B}S \quad (23)$$

其中 $\bar{S} = \bar{S}_l \otimes \bar{S}_s$, \bar{S}_l 为时域导向矢量 S_l 中前 $M-1$ 个元素, \bar{S}_s 为空域导向矢量 S_s 中前 $N-1$ 个元素。

同参数化方法一样, 二维阶数的估计问题是 AR 滤波器能够逼近杂波随机过程的关键。文献[15]利用杂波子空间自由度来估计阶数 D 和 L , 运算量较小, 同时可满足精度要求。

5 仿真分析

利用仿真数据研究共形阵机载雷达应用背景下 D^3AR 方法的杂波抑制性能。仿真时采用含 60 个阵元的圆环阵列, 任意时刻共 20 个阵元工作, 通过不同时刻工作阵元的“旋转”实现全方位 360° 的扫描, 阵元间距为半波长, 雷达工作频率为 1240MHz, 载机速度为 120m/s, 载机沿 X 轴向飞行, 即 $\theta_p = 0^\circ$, 载机高度为 9000m, 脉冲重复频率为 1984Hz, 一次相干处理间隔内雷达发射的脉冲数为 18, 主波束方位角为任一时刻各工作阵元法线合成方向与 X 轴夹角, 波束俯仰角为 0° , 输入杂噪比为 60dB。我们选取第 150 个距离单元作为待检测距离单元, 并采用信

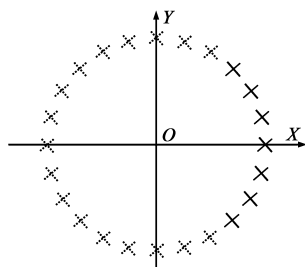


图3 圆环阵阵列几何模型

杂噪比损失(SCNR Loss)作为基准来衡量各 STAP 方法杂波抑制性能。仿真中分别采用多普勒补偿类方法、DDD 方法和参数化方法作为对比来验证 D^3AR 方法的性能。

信杂噪比损失定义如下:

$$SCNR_{Loss} = \frac{|W^H S|^2}{W^H R W} \cdot \frac{1}{S^H S} \quad (24)$$

其中, W 为空时自适应权值, S 为未归一化空时二维导向矢量, R 为待检测距离单元杂波协方差矩阵。

实验 1 与多普勒补偿类方法性能对比

本部分多普勒补偿方法采用 Hersey 博士针对共形阵列特殊结构提出的结合俯仰角信息的角度-多普勒补偿方法^[14], 补偿后级联对角加载直接求逆(LSMI)STAP 方法来抑制杂波。仿真中分别在无距离模糊情况和存在距离模糊情况下对比 D^3AR 方法和 ADC 方法的性能。其中, 无距离模糊情况雷达参数取雷达工作频率为 450MHz, 脉冲重复频率为 300Hz, 载机速度为 51m/s。

图 4 为 D^3AR 法和 ADC 法信杂噪比损失比较图。可以看出在无距离模糊情况下, D^3AR 法的抑制性能要差于 ADC 法, 这是由于在无距离模糊情况下 ADC 法可有效得将训练样本的杂波分布补偿为与待检测单元一致, 因此 ADC 法可达准最优性能, 而 D^3AR 法利用由式(17)~(19)得到的三个样本来求取待检测单元杂波子空间, 样本的不足导致部分性能损失; 在存在距离模糊情况下时, D^3AR 法无论在主杂波区还是旁瓣杂波区的性能都明显优于 ADC 法, 这是因为 ADC 法在存在距离模糊情况下仅能依单个距离单元作为参考进行角-多普勒补偿, 忽略了其它模糊距离单元的杂波特性, 因此相较无模糊情况性能急剧下降。而 D^3AR 法几乎不受受距离模糊的影响, 杂波抑制性能仅比无模糊情况有轻微下降。

实验 2 与 DDD 方法性能对比

为得到足够的训练样本, DDD 方法要进行空域和时域平滑来增加样本数, 因此不可避免的存在孔径损失。以等间隔线阵为例, 本仿真中空域 N_s 和时域平滑子孔径 M_s 均取 7, 则孔径损失为 $10\log_{10}(NM/N_s M_s) = 8.66dB$ 。

图 5 为 D^3AR 法和 DDD 法信杂噪比损失比较图。由图 5 可以看出在均匀线阵背景下, DDD 法的信杂噪比损失和上述理论计算数值一致, 而当 DDD 法应用于圆环阵时, 杂波抑制性能严重下降, 如图中灰色区域所示。这是因为空域平滑过程中, 由于圆环阵各空域子孔径的波束指向不同, 使得平滑后各训练样本呈严重非均匀状态, 从而导致估计出的杂波协方差矩阵与真实杂波协方差矩阵存在巨大偏差, 进而导致杂波抑制性能急剧下降。无论是圆环阵还是线阵, D^3AR 法的性能均显著优于 DDD 法, 这主要由于 D^3AR 法无需进行空域平

滑处理,不存在应用于共形阵列时的估计偏差,同时利用 AR 滤波器求取空时自适应权值恰恰是在时域进行降维和降秩相结合的过程,对训练样本数需求极少,利用由式(17)~(19)得到的三个样本虽会导致轻微性能损失,但仍可达到较好杂波抑制性能。

实验 3 与参数化方法性能对比

参数化方法中 STAR 法和 PAMF 法原理近似,性能基本相同,因此本部分取 STAR 方法作为参考,来检验 D³AR 方法的杂波抑制性能。为了对比含干扰目标情况下两方法的性能,本部分在第 145 个距离单元多普勒通道为 0.3 处加入信噪比为 20dB 的运动目标。

图 6 为 D³AR 法和 STAR 法信杂噪比损失比较图。可以看出,在不含干扰目标情况下,STAR 法在主瓣杂波

区的性能要略优于 D³AR 法。虽然 D³AR 和 STAR 方法原理类似,均利用 AR 模型逼近杂波随机过程来求取杂波正交子空间,但 STAR 方法利用待检测距离单元相邻距离单元作为训练样本,可利用样本数较多,而 D³AR 仅有待检测距离单元进行去目标信息处理后的三个样本可利用,求取的待检测距离单元杂波子空间不如 STAR 方法精确,这会导致部分性能损失;然而,在含干扰目标情况下,STAR 方法由于利用了相邻距离单元数据作为训练样本,不可避免的会受到干扰目标的影响,因此在存在干扰目标位置会出现目标相消现象,而 D³AR 方法由于仅利用待检测距离单元数据,在相邻距离单元中有无干扰目标对该方法的杂波抑制性能没有影响。

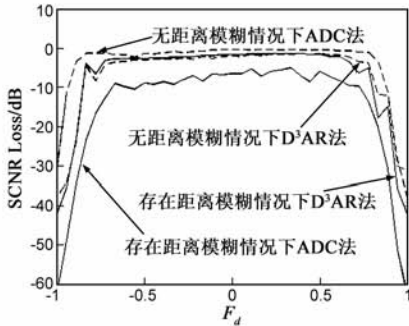


图4 D³AR和ADC信杂噪比损失比较图

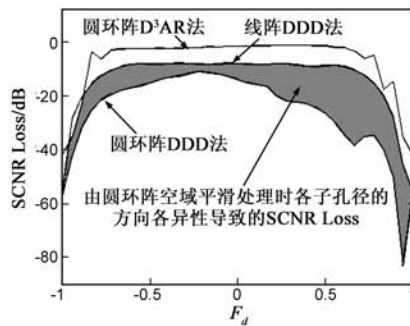


图5 D³AR和DDD信杂噪比损失比较图

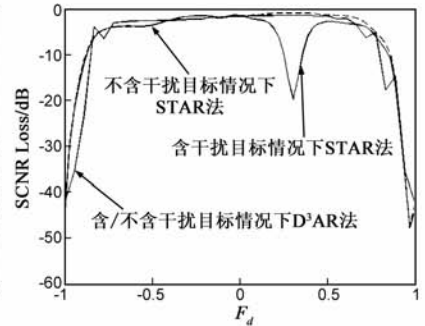


图6 D³AR和STAR信杂噪比损失比较图

实验 4 运算量比较

表 1 各 STAP 方法运算量比较

	目标相消	W	$W^H X$	运算量
ADC	/	$(NM)^3 + (NM)^2 L$	NM	4.67×10^7
DDD	$6NM$	$(N_s M_s)^3 + 3(N_s M_s)^2(N - N_s)(M - M_s)$	$(N - N_s)(M - M_s) N_s M_s$	1.16×10^6
STAR	/	$(NP)^3 + (NM)^2 D(M - P + 1)$	NM	3.53×10^7
D ³ AR	$6NM$	$(P(N - 1))^3 + (N - 1)^2(M - 1)^2 D(M - P)$	$(N - 1)(M - 1)$	2.84×10^7

注:本部分以一次复数乘法为一次运算; N 和 M 分别为工作阵元和相干脉冲数,本仿真中分别取 20 和 18; L 为 ADC 方法中所用训练样本数,本仿真中取 80; N_s 和 M_s 分别为 DDD 方法中对应的有效空时孔径数,本仿真中均取 7; P 和 D 分别为 STAR 方法和 D³AR 方法中 AR 滤波器二维阶数,本仿真中分别取 3 和 18;‘/’表示算法不存在对应运算。

由表 1 可以看出,D³AR 方法运算量比 ADC 方法和 STAR 方法都要小,虽然比 DDD 方法高一个数量级,但在现有 DSP 处理器运算速度呈几何级数递增的情况下,运算量并非制约该方法的瓶颈。

6 结论

本文针对共形阵机载雷达的杂波抑制问题,提出了一种新的 STAP 杂波抑制方法。相对于现有的多普勒补偿类方法,该方法不受雷达工作模式约束,可适用于各种 PRF 模式;相对于仅适用于等间隔线阵的 DDD 方法,该方法不仅适用于共形阵列,而且大大减轻了由空时平滑导致的孔径损失;相对于参数化方法,该方法不受干扰目标的影响,在干扰目标密集的公路,城市区域

具有更稳健的目标检测能力。

与多普勒补偿类方法和直接数据域方法类似,本文所提方法对空时二维矢量估计的精确性要求较高,因此需进一步研究更为精确的目标方位角和载机速度等参数估计问题。

参考文献

- [1] Zatman M. Circular array STAP[J]. IEEE Trans on AES, 2000,36(2):510-517.
- [2] Hersey R K. Adaptive Detection and Estimation Using a Conformal Array Antenna[D]. Atlanta: Georgia Institute of Technology, 2004.
- [3] Borsari G. Mitigating Effects on STAP processing caused by an

- inclined array [A]. Proceedings of the 1998 IEEE National Radar Conference [C]. Dallas, USA: IEEE Press, 1998. 135 – 140.
- [4] Himed B, Zhang Y, Hajjari A. STAP with angle-Doppler compensation for bistatic airborne radars [A]. Proceedings of the 2002 IEEE National Radar Conference [C]. Long Beach, USA: IEEE Press, 2002. 22 – 25.
- [5] Leatherwood D A, Melvin W L. Adaptive processing in a non-stationary spaceborne environment [A]. Proceedings of the 2003 IEEE Aerospace Conference [C]. Big Sky, MT: IEEE Press, 2003. 8 – 15.
- [6] Melvin W L, Himed B, Davis M E. Doubly-adaptive bistatic clutter filtering [A]. Proceedings of the 2003 IEEE National Radar Conference [C]. Huntsville, AL: IEEE Press, 2003. 171 – 178.
- [7] Melvin W L, Davis M E. Adaptive cancellation method for geometry-induced nonstationary bistatic clutter environments [J]. IEEE Trans on AES, 2007, 43(2): 651 – 672.
- [8] Pearson F, Borsari G. Simulation and Analysis of Adaptive Interference Suppression for Bistatic Surveillance Radars [R]. MA: Lincoln Laboratory, 2001.
- [9] Lapierre F and Verly J. Registration-based range-dependence compensation for bistatic STAP radars [J]. EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 2005, 1: 85 – 98.
- [10] Parker P, Swindlehurst A. Space-time autoregressive filtering for matched subspace STAP [J]. IEEE Trans on AES, 2003, 39(2): 510 – 520.
- [11] Roman J R, Rangaswamy M, Davis D W, et al. Parametric adaptive matched filter for airborne radar applications [J]. IEEE Trans on AES, 2000, 36(2): 677 – 692.
- [12] Sarkar T K, Wang H, Park S, et al. A deterministic least squares approach to space time adaptive processing (STAP) [J]. IEEE Trans on AP, 2001, 49(1): 91 – 103.
- [13] 沈明威, 朱岱寅, 朱兆达. 一种抗干扰目标的 STAR 算法 [J]. 电子学报, 2008, 36(3): 570 – 574.
Shen Mingwei, Zhu Daiyin, Zhu Zhaoda. An outlier-resistant STAR algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(3): 570 – 574. (in Chinese)
- [14] Hersey R K, Melvin W L, McClellan J H, et al. Adaptive ground clutter suppression for conformal array radar systems [J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2009, 3(4), 357 – 372.
- [15] Duan Keqing, Gao Fei, Xie Wenchong and Wang Yongliang. Parameters estimation method for STAR based on clutter degree of freedom [A]. Proceedings of the 2009 WRI Global Congress on Intelligent Systems [C]. Xiamen, China: IEEE Press, 2009. 211 – 215.

作者简介



段克清 男, 1981 年 12 月生于河北石家庄, 现为国防科技大学信号与信息处理专业博士生, 已在国内外期刊和会议发表学术论文近 20 篇. 研究方向为机载雷达信号处理和空时自适应信号处理等.

E-mail: duankeqing2005@sina.com



谢文冲 男, 1978 年 9 月生于山西万荣, 博士, 2006 年获国防科技大学信号与信息处理专业工学博士学位, 现为空军雷达学院雷达兵器运用工程军队重点实验室讲师. 已在《IEEE GRS Letters》、《Signal Processing》、《中国科学》和《电子学报》等国内外刊物及学术会议上发表学术论文 50 余篇, 研究方向为机载雷达信号处理和空时自适应信号处理等.

E-mail: xwch1978@yahoo.com.cn