

稳健的基于参数化协方差矩阵估计的空时自适应处理方法

位寅生,周希波,刘佳俊

(哈尔滨工业大学电子工程技术研究所,黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 参数化协方差矩阵估计(Parametric Covariance Matrix Estimation, PCE)方法利用雷达系统参数估计杂波协方差矩阵(Clutter Covariance Matrix, CCM),显著提升非均匀环境下空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP)的性能;但是在系统参数和杂波分布存在误差情况下,性能下降严重. 本文提出一种稳健的基于 PCE 方法的 STAP 杂波抑制方法. 首先利用稀疏恢复方法与 Radon 变换估计杂波分布,然后提出一种归一化广义内积统计量修正杂波的分布,最后利用 PCE 方法估计 CCM 并进行 STAP 杂波抑制. 通过分析舰载高频地波雷达仿真和实测数据处理结果表明:所提方法的稳健性大幅提升,相比稀疏恢复 STAP 方法和前后向空时平滑 STAP 方法滤波器凹口更加准确且更深,在有效抑制杂波的同时更利于慢速目标的检测.

关键词: 高频雷达; 杂波抑制; 空时自适应处理; 稀疏恢复; Radon 变换; 参数估计

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)09-1943-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.09.018

Robust Parametric Covariance Matrix Estimation Based STAP Method

WEI Yin-sheng, ZHOU Xi-bo, LIU Jia-jun

(Research Institute of Electronic Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: The parametric covariance matrix estimation (PCE) method uses the system parameters to estimate the clutter covariance matrix (CCM). It can greatly improve the performance of space-time adaptive processing (STAP) in nonhomogeneous environment. However, the performance of PCE method is seriously degraded when the system parameter information or clutter distribution is in error. This paper presents a robust parametric covariance matrix estimation based STAP method. First the clutter distribution is estimated by the sparse recovery (SR) and Radon transform. Then a normalized generalized inner product statistic (N-GIP) is proposed to modify the clutter distribution parameters. Finally, the PCE method is utilized to estimate the CCM and the STAP is used to suppress clutter. The simulation experiments and measured data processing results show that the robustness of the proposed method is greatly improved. Compared with the sparse recovery STAP (SR STAP) and forward/backward smoothing STAP (F/B STAP), the filter notches are more accurate and deeper. This benefits the detection of slow targets.

Key words: high frequency radar; clutter suppression; space-time adaptive processing; sparse recovery; Radon transform; parameter estimation

1 引言

舰载高频地波雷达(High Frequency Surface Wave Radar, HFSWR)一阶海杂波是影响慢速目标检测的重要因素. 由于舰载平台的运动,一阶海杂波在多普勒维度上发生展宽,慢速目标会淹没在展宽的海杂波中,利

用普通的动目标检测方法(Moving Target Indication, MTI)无法有效检测目标^[1]. 由于舰载 HFSWR 一阶海杂波存在空时耦合特性,空时自适应处理方法是有效的抑制方法. 但是,考虑到舰载 HFSWR 体制下距离分辨率低,导致传统的基于统计的 STAP 方法由于训练样本数的不足,性能严重下降^[2],所以研究小样本情况下稳

健的 STAP 方法是解决舰载 HFSWR 一阶海杂波抑制问题的关键。

降维 STAP 方法^[3]、降秩 STAP 方法^[4]能够提高算法的收敛性,所需的训练样本数为降维后处理维度的二倍或者杂波秩的二倍,但其所需训练样本数仍然较多。直接数据域方法^[5]可以只利用待检测单元数据实现杂波抑制,但该类算法仅适用于均匀线阵或面阵,且以损失较大系统自由度为代价。基于稀疏恢复(Sparse Recovery, SR)的 STAP 方法是近年来解决小样本情况下的 STAP 方法的热门研究方向。SR 是一种通过求解欠定问题的稀疏解来获得传统估计方法无法获得的高精确估计性能的方法^[6]。孙珂考虑机载地杂波在空时二维平面上的稀疏性,利用训练样本对杂波的空时谱系数进行稀疏恢复,进而估计杂波的协方差矩阵,设计 STAP 滤波器,该类算法称为 SR-STAP 方法^[7]。阳召成在传统的 STAP 代价函数中引入稀疏约束条件,提出了基于稀疏滤波器的 STAP,可以获得比传统的基于统计的 STAP 方法更快的收敛速度,但仍需要较多的训练样本^[8]。段克清等人将杂波子空间与 SR 算法结合,提出基于子空间扩展的联合稀疏恢复 STAP 方法,即 SA-STAP 方法^[9]。SR-STAP 方法可以使用较少的训练样本进行杂波估计,但现有的 SR-STAP 方法存在一些难以解决的问题,包括稀疏度、空时平面的离散程度等参数设置问题;稀疏恢复得到的杂波空时谱系数过稀疏问题;基失配问题等。这些问题都会影响估计的杂波空时谱的精确性,影响 SR-STAP 方法的实际处理效果^[10]。参数化协方差矩阵估计方法^[11]不需要大量训练样本数据进行统计,只需要知道雷达系统参数以及杂波分布即可利用已有的杂波模型对 CCM 进行估计,也是一种解决训练样本不足问题的有效方法。对于舰载 HFSWR 体制下的一阶海杂波来说,其模型简单,在角度-多普勒维,杂波分布为两条直线,即线性杂波脊(杂波功率谱在角度多普勒平面的轨迹)。舰载平台的运动状态以及雷达系统参数决定了杂波分布^[12],然后利用 PCE 方法可以在小样本情况下获得较好处理性能。但在实际应用过程中,雷达系统参数信息以及舰载平台的运动信息获取精确性有限,而 PCE 方法对于杂波分布的精确度要求很高,在杂波分布有些许误差的情况下,PCE 方法性能下降严重甚至失效^[11]。为了利用 PCE 方法进行精确的杂波协方差矩阵的估计,需要获取精确的杂波分布。

本文综合利用回波数据和雷达系统参数,通过 SR 处理来得到杂波的空时二维系数谱,利用 Radon 变换实现杂波脊的参数估计。由于 PCE 方法对杂波脊的位置精确性要求较高,所以本文提出利用改进的归一化广义内积(Normalized Generalized Inner Product, N-GIP)统

计量进行杂波脊参数修正,最后利用 PCE 方法来估计 CCM,实现稳健的 STAP 处理。

2 舰载 HFSWR 海杂波数据模型

考虑舰载 HFSWR 脉冲多普勒雷达系统,正侧视均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)包含 N 个阵元,阵元间距为 d ,舰载平台运动速度为 v_p , φ 表示到达角(Angle Of Arrival, AOA)。雷达以脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF) $f_r = 1/T_r$ 发射相参脉冲串, T_r 为脉冲重复间隔。发射机载频为 f_c ,雷达波长为 $\lambda = c/f_c$, c 为电磁波传播速度。如图 1 所示,为舰载 HFSWR 几何结构示意图。假设一个相干处理间隔(Coherence Processing Interval, CPI)内相干积累脉冲数为 M ,则一个距离门的回波数据可以表示为 $NM \times 1$ 维的空时数据矢量(即空时快拍) $\mathbf{x} = \mathbf{x}_c + \mathbf{n} + \alpha \mathbf{s}$,其中 $\mathbf{x}_c$ 为一阶海杂波, $\mathbf{n}$ 为噪声, $\mathbf{s}$ 为目标,对于含有目标的距离单元, α 为目标回波信号复幅度,对于不含目标的距离单元, $\alpha = 0$ 。

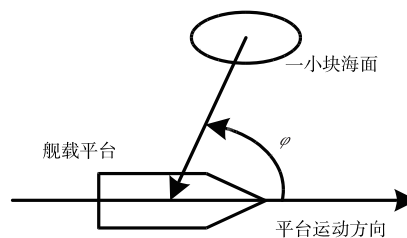


图1 舰载HFSWR几何结构

不考虑距离模糊, $\mathbf{x}_c$ 可以视为等距离环内的所有海杂波散射体的回波的叠加。对于第 i 个杂波块,设其 AOA 为 φ_i ,则归一化空间频率为 $f_{si} = d \cos \varphi_i / \lambda$,归一化多普勒频率为 $f_{di1/2} = (\pm f_b + 2v_p \cos \varphi_i / \lambda) \times T_r$,其中 Bragg 频率 $\pm f_b = \pm \sqrt{g/\pi\lambda}$, g 为重力加速度, $\pm$ 分别代表了朝向和背离雷达的海浪。阵列对应于该杂波块的空间导向矢量和时间导向矢量分别为

$$\boldsymbol{\phi}_{si} = [1, \exp(j2\pi f_{si}), \dots, \exp(j2\pi(N-1)f_{si})]^T \quad (1)$$

$$\boldsymbol{\phi}_{di1/2} = [1, \exp(j2\pi f_{di1/2}), \dots, \exp(j2\pi(M-1)f_{di1/2})]^T \quad (2)$$

其中, $[\]^T$ 代表转置。阵列对应于该杂波块的空时导向矢量为

$$\boldsymbol{\phi}_{i1/2}(f_{si}, f_{di1/2}) = \text{kron}(\boldsymbol{\phi}_{si}, \boldsymbol{\phi}_{di1/2}) \quad (3)$$

其中 $\text{kron}(\cdot)$ 代表 Kronecker 积。假设等距离环内一共有 N_c 个海杂波散射体,则有

$$\mathbf{x}_c = \sum_{i=1}^{N_c} \gamma_{i1} \boldsymbol{\phi}_{i1} + \sum_{i=1}^{N_c} \gamma_{i2} \boldsymbol{\phi}_{i2} \quad (4)$$

其中 γ_{i1}, γ_{i2} 为第 i 个海杂波散射体朝向以及背离雷达回波复幅度。通过统计分析^[13]可知,舰载 HFSWR 一阶海杂波回波功率服从高斯分布,均值为 0,方差为杂波功率。

假设不同 AOA 的杂波散射体之间相互独立,相同 AOA 的朝向和远离雷达的杂波散射体也相互独立,且杂波与噪声不相关,则干扰(杂波加噪声)的协方差矩阵可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E(\mathbf{x}\mathbf{x}^H) = E((\mathbf{x}_c + \mathbf{n})(\mathbf{x}_c + \mathbf{n})^H) \\ &= \sum_{i=1}^{N_c} E(|\gamma_{i1}|^2) \boldsymbol{\phi}_{i1} \boldsymbol{\phi}_{i1}^H \\ &\quad + \sum_{i=1}^{N_c} E(|\gamma_{i2}|^2) \boldsymbol{\phi}_{i2} \boldsymbol{\phi}_{i2}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{MN} \end{aligned} \quad (5)$$

其中, $E(\cdot)$ 表示数学期望, $[\cdot]^H$ 表示共轭转置, σ^2 为噪声功率, $\mathbf{I}_{MN}$ 为 MN 维单位矩阵。

在输出信噪比 (Signal to Clutter Noise Ratio, SCNR) 最大准则下,最优 STAP 权矢量为^[14]

$$\boldsymbol{\omega}_{\text{opt}} = \mu \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\phi}_t \quad (6)$$

其中 $\mu = 1/\boldsymbol{\phi}_t^H \mathbf{R}^{-1} \boldsymbol{\phi}_t$ 是归一化常数, $\boldsymbol{\phi}_t$ 为目标空时导向矢量。实际处理时, $\mathbf{R}$ 通常未知,传统的基于统计的 STAP 方法利用大量的相近距离门的训练样本对 $\mathbf{R}$ 进行最大似然估计,经典的样本协方差矩阵求逆 (Sample Matrix Inverse, SMI) 方法对 $\mathbf{R}$ 的估计为

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{SMI}} = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \mathbf{x}_l \mathbf{x}_l^H \quad (7)$$

其中 $\mathbf{x}_l$ ($1 \leq l \leq L$) 为训练样本数据。要想使通过 SMI 方法估计 CCM 输出 SCNR 损失少于 3dB, 至少需要独立同分布 (Independent Identically Distributed, IID) 训练样本 $2NM$ 个^[15], 这在舰载 HFSWR 体制下是无法满足的。

3 稳健的参数化协方差矩阵估计

3.1 参数化协方差矩阵估计

参数化协方差矩阵估计方法是利用杂波脊的位置,结合回波数据利用最小二乘的方法估计杂波脊上的杂波散射体对应的回波幅度,然后利用式(5)估计 CCM,滤除杂波。对于舰载 HFSWR 雷达正侧视阵列,一阶海杂波的杂波脊为两条直线。利用表 1 参数,杂噪比 (Clutter to Noise Ratio, CNR) 为 30 dB,可仿真得舰载 HFSWR 一阶海杂波的 Capon 谱如图 2 所示。

表 1 仿真系统参数

参数	符号	值	参数	符号	值
阵元数	N	10	阵元间距	d	7 m
脉冲数	M	64	平台速度	v_p	5 m/s
快拍数	L	100	脉冲重复频率	f_r	42Hz
波长	λ	22.4 m			

图 2 横轴为杂波散射体的多普勒频率,表示为 $x = \pm f_b + 2v_p \cos \varphi_i / \lambda$, 纵轴为杂波散射体的 AOA 余弦,表示为 $y = \cos \varphi_i$, 则可以得到杂波脊的斜率为 $k = \lambda / 2v_p$, 截距为 $\pm b = \pm f_b \lambda / 2v_p$, 杂波脊的位置可表示为直线

方程 $y = kx \pm b$, 斜率和截距与舰载平台的运动速度和雷达系统参数有关,与杂波的统计特性无关。

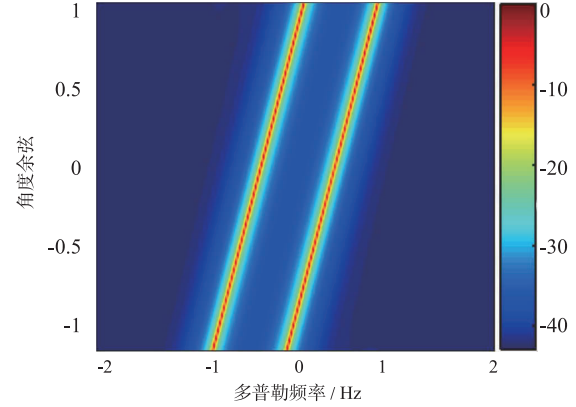


图2 舰载HFSWR一阶海杂波Capon谱

在获得了杂波脊位置的情况下,即已知杂波脊斜率 k 和杂波脊截距 b 情况下,选取杂波脊上的空时点 (f_{sj}, f_{dj}) , 假设杂波散射体对应的 AOA 角度余弦 f_{sj} 为

$$f_{sj} = (-1 + 2j/K), j=0, \dots, K \quad (8)$$

则杂波脊上空时点对应多普勒频率 $f_{dj1/2}$ 为

$$f_{dj1/2} = (f_{sj} \pm b)/k, j=0, \dots, K \quad (9)$$

其中 K 为选取的杂波散射体离散点个数。要求 $K > N_r$, N_r 为杂波秩,即选取离散点个数要大于杂波秩,才可完整表示杂波子空间。

利用杂波脊上的空时点的空间频率和多普勒频率构建相应的空时导向矢量 $\boldsymbol{\phi}_{j1}(f_{sj}, f_{dj1})$, $\boldsymbol{\phi}_{j2}(f_{sj}, f_{dj2})$, 则有

$$[\boldsymbol{\phi}_{11}, \dots, \boldsymbol{\phi}_{K1}, \boldsymbol{\phi}_{12}, \dots, \boldsymbol{\phi}_{K2}] [\gamma_{11}, \dots, \gamma_{K1}, \gamma_{12}, \dots, \gamma_{K2}]^T = \mathbf{x} \quad (10)$$

简记为

$$\overline{\boldsymbol{\Phi}} \boldsymbol{\gamma} = \mathbf{x} \quad (11)$$

利用最小二乘的方法,可以估计出杂波脊上杂波散射体回波的幅度为

$$\bar{\boldsymbol{\gamma}} = \text{pinv}(\overline{\boldsymbol{\Phi}}) \mathbf{x} \quad (12)$$

最后估计干扰的协方差矩阵为

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{PCE}} = \sum_{i=1}^K (|\gamma_{i1}|^2) \boldsymbol{\phi}_{i1} \boldsymbol{\phi}_{i1}^H + \sum_{i=1}^K (|\gamma_{i2}|^2) \boldsymbol{\phi}_{i2} \boldsymbol{\phi}_{i2}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{MN} \quad (13)$$

PCE 方法不需要大量训练样本来估计协方差矩阵,在小样本情况下性能优异,但是 PCE 方法对杂波脊的位置的精确性要求很高,在实际处理中,舰载平台的运动状态可能会由于环境限制无法获得或者未及时更新而存在误差,由先验信息和雷达系统参数直接估计杂波分布会存在偏差, PCE 方法性能下降严重甚至失效。

3.2 基于 SR 方法的杂波脊参数估计

本文利用 SR 方法结合 Radon 变换,对杂波分布进

行估计. SR 方法利用杂波在角度多普勒二维平面的稀疏性,对杂波在空时平面的分布进行估计. SR 过程可总结为以下步骤.

(1) 构造超完备矩阵. 将空时平面网格化为 $N_s \times N_d$ 个网格点,为了提高分辨精度,要求 $N_s \gg N, N_d \gg M$. 将网格点对应的空时导向矢量组合,构成 $NM \times N_s N_d$ 维超完备矩阵为

$$\Phi = [\phi_{1,1}, \dots, \phi_{1,N_s}, \dots, \phi_{N_s,1}, \dots, \phi_{N_s,N_d}] \quad (14)$$

(2) SR 算法对训练样本处理,获得杂波空时系数谱. 求解方程 $\Phi \mathbf{A} = \mathbf{X}$, $\mathbf{X}$ 为 L 个训练样本数据构成的训练样本矩阵,维度为 $NM \times L$. 上述方程欠定,理论上存在无穷多解. 但考虑到杂波在空时二维平面的稀疏性,通过在上述欠定方程中添加稀疏约束,可得到唯一解,即稀疏系数矩阵 $\mathbf{A}$,维度为 $N_s N_d \times L$. 求解得到的稀疏系数矩阵 $\mathbf{A}$ 中大部分元素为 0,少部分非零元素代表了杂波点在角度多普勒平面的分布位置和幅度.

本文利用子空间扩展-多重信号分类算法^[6] (Subspace Argument MUSIC, SA-MUSIC) 解决上述稀疏恢复问题. 该算法是求解多观测矢量 (Multiple Measurement Vector, MMV) 问题的有效算法,求解的准确性随着快拍个数 L 的增加而提高. 但 SA-MUSIC 算法稀疏恢复杂波谱过于离散,而且由于基失配问题的存在,稀疏恢复的杂波点的位置与真实杂波点位置会有偏差,稀疏度等参数的设置也会对稀疏恢复的准确性产生影响,在噪声存在或者参数选择不当的情况下,稀疏恢复杂波谱会存在少量伪峰,所以直接利用稀疏恢复的结果估计 CCM,进行 STAP 处理效果较差. 本文不利用稀疏恢复的杂波空时系数谱进行 CCM 估计,而是利用稀疏恢复的高精度的杂波点进行杂波脊的拟合,规避了上述 SR-STAP 方法存在的问题.

Radon 变换^[16] 是一种检测直线图形的方法,利用稀疏恢复杂波谱进行杂波脊拟合的过程可以通过 Radon 变换实现,令 $\mathcal{R}\mathcal{T}$ 为 Radon 变换的运算符,即

$$\mathcal{R}\mathcal{T}(\mathbf{A}_s) \rightarrow \theta, \rho \quad (15)$$

其中 $\mathbf{A}_s$ 为稀疏恢复杂波空时谱,这里的 $\mathbf{A}_s$ 经过预处理,将所有非零的位置标记为 1,其余位置为 0. θ 为拟合直线的角度, ρ 为拟合直线与原点之间距离. 利用 Radon 变换的结果可以计算杂波脊的斜率和截距,斜率表示为 $k = -\tan(\theta + 90) \Delta f_s / \Delta f_d$,截距表示为 $b = \rho \Delta f_s / \cos(\theta + 90)$,其中 $\Delta f_d, \Delta f_s$ 为稀疏恢复离散化网格点的分辨率.

3.3 基于 N-GIP 统计量的杂波脊参数修正

通过 SR 杂波空时谱和 Radon 变换可以得到杂波脊估计,考虑到 PCE 方法对杂波脊位置精度要求较高,下面研究一种迭代下降方法对上述估计的杂波脊进行修正,最终可以证明修正后的 PCE 方法可以实现接近

最优的杂波抑制性能.

GIP 是一个常见的非同态检测器 (NonHomogeneous Detector, NHD), 主要用于训练样本选择. GIP 统计量为

$$g = \mathbf{x}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x} \quad (16)$$

其物理意义是回波数据 $\mathbf{x}$ 经过杂波协方差矩阵 $\mathbf{R}^{-1/2}$ 预白化后的矢量内积.

归一化协方差矩阵的能量,修正 GIP 为 N-GIP,即

$$g = \mathbf{x}^H (\mathbf{R}^{-1} / \|\mathbf{R}^{-1}\|_2) \mathbf{x} \quad (17)$$

从物理意义上,可预计,估计的 CCM 越准确,回波数据 $\mathbf{x}$ 经过 CCM 预白化后的矢量内积越小,即对应的 N-GIP 统计量 g 越小. 仿真不同杂波脊参数即不同斜率 k 和截距 b 的杂波脊对应的 N-GIP 统计量如图 3(a), 3(b) 所示,说明了杂波脊的参数 k, b 越准确,估计的 CCM 越准确,对应的 N-GIP 统计量 g 越小.

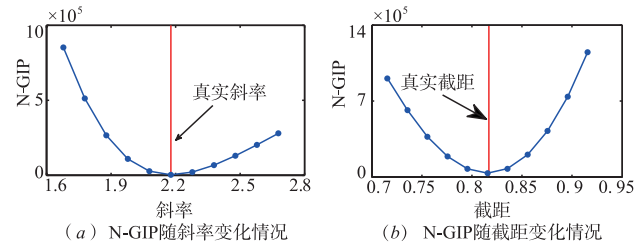


图3 N-GIP统计量分析

本文利用上述 N-GIP 统计量的特性,提出一种基于 N-GIP 的迭代下降杂波脊参数修正方法,实现杂波脊的斜率和截距的修正. 主要思想是通过寻找 N-GIP 统计量的下降方向,使得迭代过程的杂波脊参数逐渐接近真实杂波脊参数. 主要流程如下:

(1) 基于 SR 方法得到杂波脊参数估计,初始化杂波脊斜率和截距 k, b , 斜率误差和截距误差 $\Delta k, \Delta b$.

(2) 计算 $g = g(k, b)$, $g_{ll} = g(k - \Delta k, b - \Delta b)$, $g_{lr} = g(k - \Delta k, b + \Delta b)$, $g_{rl} = g(k + \Delta k, b - \Delta b)$, $g_{rr} = g(k + \Delta k, b + \Delta b)$, 寻找 N-GIP 统计量下降方向,令 $g_m = \min[g, g_{ll}, g_{lr}, g_{rl}, g_{rr}]$, 若 $g_{ll} = g_m$, 则令 $g = g_{ll}, k = k - \Delta k, b = b - \Delta b$; 若 $g_{lr} = g_m$, 则令 $g = g_{lr}, k = k - \Delta k, b = b + \Delta b$; 若 $g_{rl} = g_m$, 则令 $g = g_{rl}, k = k + \Delta k, b = b - \Delta b$; 若 $g_{rr} = g_m$, 则令 $g = g_{rr}, k = k + \Delta k, b = b + \Delta b$.

(3) 缩小斜率和截距误差 $\Delta k = \Delta k / a_k, \Delta b = \Delta b / a_b$, 其中误差下降系数 $a_k > 1, a_b > 1$. 从物理的解释上, a_k, a_b 决定了迭代下降过程的收敛速度. 若取值较大,则收敛速度快,但在迭代过程有可能错过真实参数值,导致算法无法收敛于真实值;若取值较小,则收敛速度慢. 所以 a_k, a_b 的取值需衡量收敛速度和稳健性进行选取.

(4) 判断 $g_m < \text{threshold_g}$ 是否满足,其中阈值 threshold_g 与信噪比成正比,如果满足,则停止迭代,输出参数 k, b , 否则,返回第(2)步.

4 仿真分析与实验验证

4.1 基于 SR 方法的杂波脊参数估计

图 4 为表 1 仿真参数下,使用 5 个训练样本,利用 SA-MUSIC 方法得到的杂波空时系数谱.可以看出,利用 SA-MUSIC 方法稀疏恢复杂波谱过于离散,且由于基失配,稀疏恢复得到的杂波点的位置与真实杂波点位置有偏差,稀疏度等参数的设置不当会导致稀疏恢复的杂波谱中产生伪峰,所以直接利用稀疏恢复杂波空时谱来估计 CCM,进行 STAP 处理效果较差.

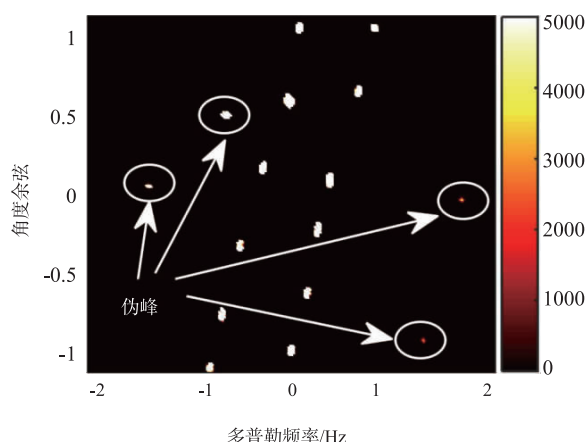


图4 SA-MUSIC算法稀疏恢复杂波空时谱

图 5 为对上述稀疏恢复杂波空时系数谱进行 Radon 变换后的结果,可以看出两个明显的对称峰值,其对应两条线性杂波脊.经过 Radon 变换后,可将杂波脊位置参数精确分辨出来.

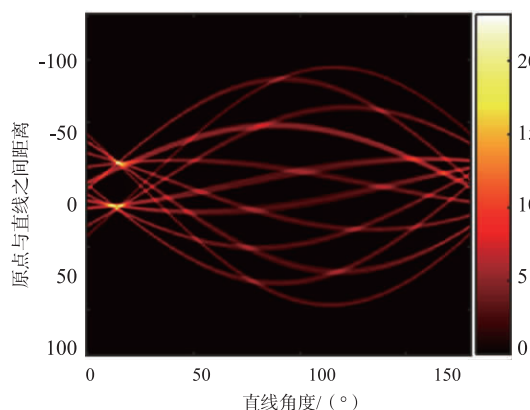


图5 Radon变换结果

图 6 为通过 Radon 变换估计的杂波脊的位置与真实杂波脊的位置示意图.可以看出估计的杂波脊与修正的杂波脊的位置很接近,但是由于 PCE 方法对杂波脊位置的准确性要求严格,导致利用两者进行 PCE 处理,效果相差明显,在 4.3 中的杂波抑制效果比较中将会进一步说明.

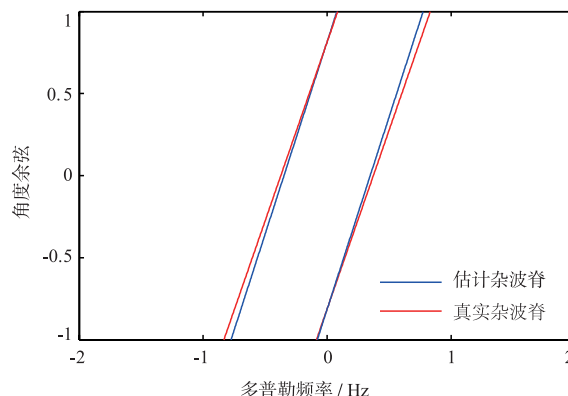


图6 Radon变换估计杂波脊和真实杂波脊示意图

4.2 基于 N-GIP 统计量的杂波脊参数修正

为了说明基于 N-GIP 统计量的迭代下降算法的收敛性,本文仿真了参数截距准确情况下,参数斜率的收敛过程以及参数斜率准确情况下,参数截距的收敛过程,如图 7(a)、7(b) 所示.仿真结果表明,经过一定次数的迭代后,杂波脊参数逐渐收敛于真实值.

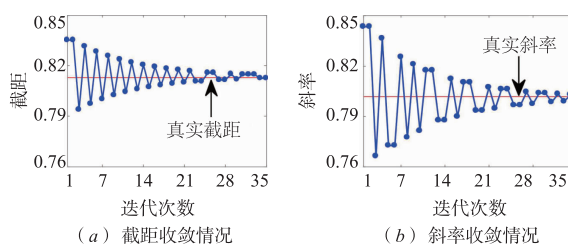


图7 算法收敛性分析

4.3 不同算法杂波抑制效果比较

在正侧视 ULA 条件下,使用表 1 中参数仿真产生回波数据.将最优 STAP 处理记为 Optimum.将 SR 处理与 Radon 变换估计杂波脊,级联 PCE-STAP 处理进行杂波抑制的方法,记为 Es-PCE-STAP 方法.将利用 SR 处理与 Radon 变换估计杂波脊,然后利用 N-GIP 进行杂波脊修正,级联 PCE-STAP 处理进行杂波抑制的方法,记为 Co-PCE-STAP 方法.本文利用 5 个训练样本,比较了 Optimum、SA-MUSIC-STAP、Es-PCE-STAP、Co-PCE-STAP 四种方法处理后对应的改善因子及距离维输出.其中 SA-MUSIC-STAP 算法参数设置为 $N_s = 181$, $N_2 = 201$,稀疏度设置为 2 倍杂波秩^[17].在仿真数据的第 81 个距离门注入目标($f_{st} = 0$, $f_{dt} = 1$ Hz),目标信噪比为 10dB.

图 8 为 Optimum、SA-MUSIC-STAP、Es-PCE-STAP 以及 Co-PCE-STAP 方法处理对应的归一化改善因子. SA-MUSIC-STAP 方法由于基失配和伪峰的存在,估计的 CCM 不准确,改善因子曲线在杂波位置发生展宽,目标对应的位置没有保持增益,无法有效地检测目标; Es-PCE-STAP 方法由于估计杂波脊位置不准确,改善因子凹口位置与杂波真实位置有偏差; Co-PCE-STAP 方法对

杂波脊位置进行了修正,凹口位置准确,且保持了目标位置增益,其处理效果接近 Optimum,通过两个放大的小图可以看出凹口深度比 Optimum 稍浅.

图 9 为 Optimum、SA-MUSIC-STAP、Es-PCE-STAP 以及 Co-PCE-STAP 方法进行杂波抑制处理后距离维输出情况. 为了方便对比分析,将四种方法在第 81 个距离单元(目标所在单元)的输出对齐进行对比分析. Optimum 因为采用准确的杂波协方差矩阵进行处理,所以效果最佳. SA-MUSIC-STAP 方法由于存在稀疏恢复空时谱过于离散、基失配和伪峰的问题,杂波抑制不完全,目标淹没在杂波中,无法检测出来;Es-PCE-STAP 方法由于估计杂波脊存在误差,级联 PCE-STAP 方法后,基本失效,同样无法检测目标;利用 Co-PCE-STAP 方法修正后的杂波脊位置准确,级联 PCE-STAP 方法进行杂波抑制可以有效地检测出目标.

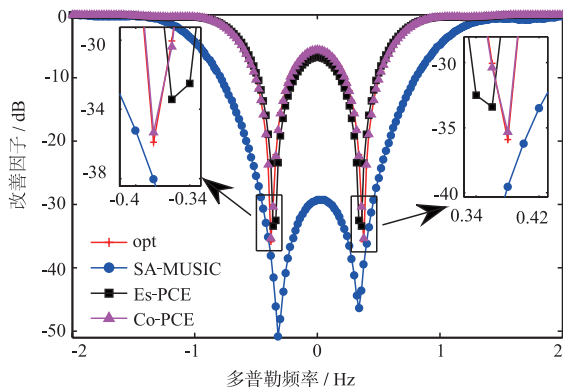


图8 各方法改善因子对比

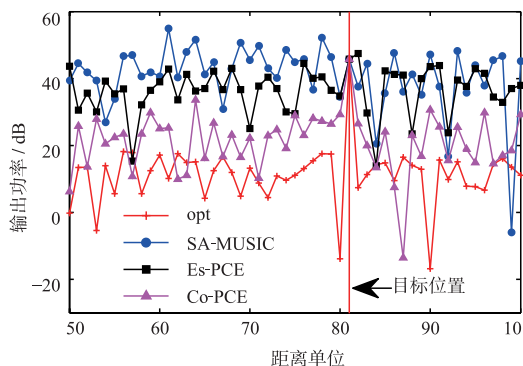


图9 距离维输出功率对比

图 10 为 SA-MUSIC-STAP、Es-PCE-STAP 以及 Co-PCE-STAP 方法在 1 至 7 个少量样本情况下输出 SINR 曲线,基于 100 次蒙特卡洛仿真实验得到. 其中 Co-PCE-STAP 方法为本文所提方法. 可以看出当训练样本只有 1~3 个时,一阶海杂波稀疏恢复效果很差,导致 SA-MUSIC-STAP 方法难以有效抑制杂波;Es-PCE-STAP 方法由于没有对估计的杂波脊参数进行修正,存在较大误差,无法有效抑制杂波. Co-PCE-STAP 方法相比其

他两种方法有更好的稳健性,当样本数达到 5 个时,处理性能趋于平稳,综合考虑处理速度,本文选择 5 个训练样本进行方法处理.

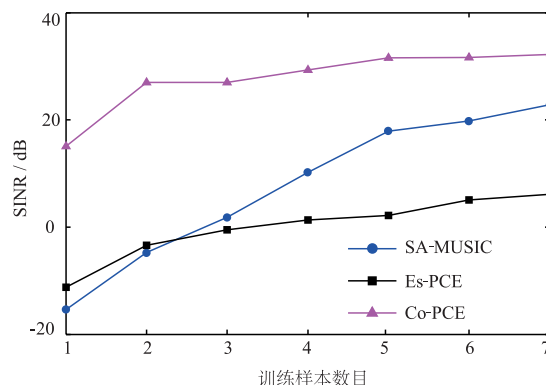


图10 少量训练样本数目对SINR影响分析

为了进一步体现本文所提方法比参数化方法更加稳健,下面通过仿真实验对比分析参数化方法(记为 PCE-STAP)和本文方法(记为 Co-PCE-STAP)在不同速度误差下的输出 SINR. 进行 100 次蒙特卡洛仿真实验得到图 11 可以看出随着速度误差的增大,PCE-STAP 性能下降很快,说明 PCE-STAP 对信息参数误差十分敏感. 相比之下本文方法稳健性大幅提升,因为基于 N-GIP 统计量的杂波脊参数修正方法对杂波脊的斜率和截距进行了修正,减少了信息参数误差的负面影响,提高了算法的稳健性.

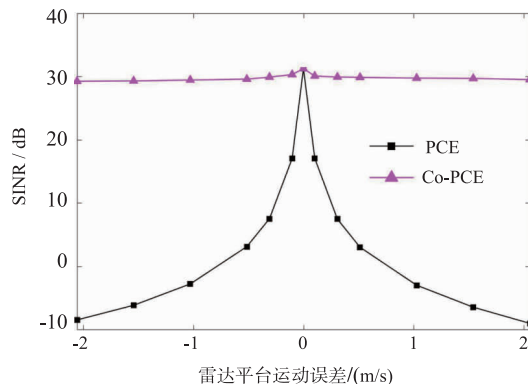


图11 速度误差对杂波抑制性能的影响

4.4 实测数据处理

本文利用在中国东海得到的舰载 HFSWR 回波数据进行处理. 雷达载频为 $f_c = 13.4\text{MHz}$, 舰船速度 $v_p \approx 10\text{kn}$, 阵元数 $N = 10$, 一个相干积累周期内, 积累脉冲数 $M = 512$.

4 为了说明本文所提方法的有效性,在一阶海杂波脊附近位置注入仿真目标,添加目标的角余弦为 -0.4 ,多普勒频率为 -0.18Hz ,注入到第 7 个距离单元,如图 12 所示为添加仿真目标后,经过二维 FFT 处理

后的待检测单元的角度多普勒谱. 可以看出, 杂波抑制前, 由于杂波的回波功率较高, 严重影响慢速目标检测.

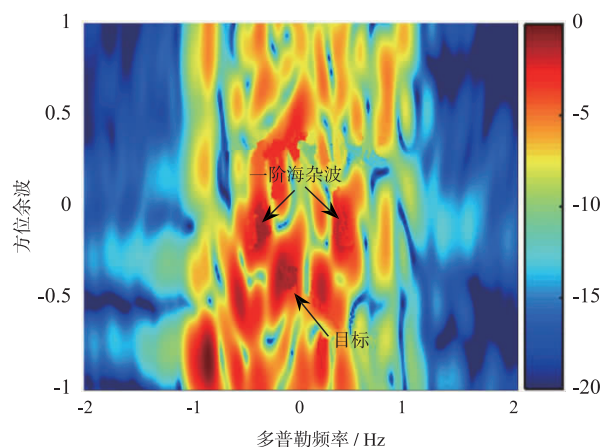


图12 抑制前角度多普勒谱

利用本文所提方法进行杂波抑制处理后的角度多普勒谱如图 13 所示, 可以看出本文所提方法可以有效抑制一阶海杂波, 将目标显示出来.

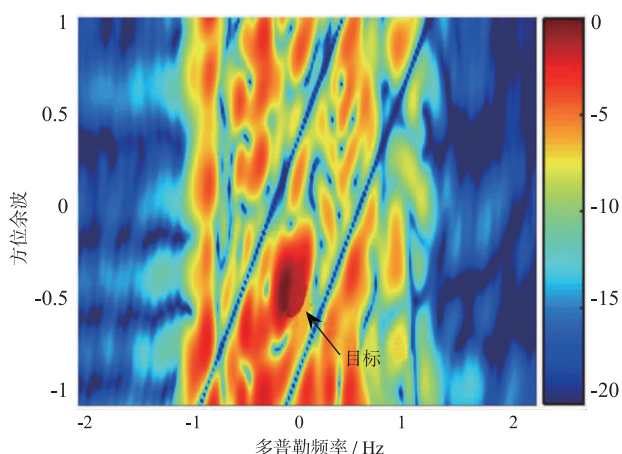


图13 抑制后角度多普勒谱

图 14 对比了利用前后向空时平滑 STAP 方法 (记为 FB-smooth-STAP)、SA-MUSIC-STAP 方法以及 Co-PCE-STAP 方法, 对第 7 个距离单元的数据进行处理所对应的改善因子, 可以看出, 本文方法得到的凹口位置准确, 且相比于另两种方法得到的杂波凹口更深, 同时保证目标位置处的增益, 所以可以在有效抑制杂波的同时实现慢速目标的检测.

图 15 对比了杂波抑制前以及利用 FB-smooth-STAP 方法、SA-MUSIC-STAP 方法和 Co-PCE-STAP 方法处理后的多普勒输出剖面. 可以看出, 在杂波抑制前, 杂波功率与目标功率接近, 无法检测目标; 利用 FB-smooth-STAP 方法和 SA-MUSIC-STAP 方法, 由于训练样本有限, 无法有效抑制杂波; 利用 Co-PCE-STAP 方法可以在杂波位置形成凹陷, 且保持目标位置增益不受影响, 有

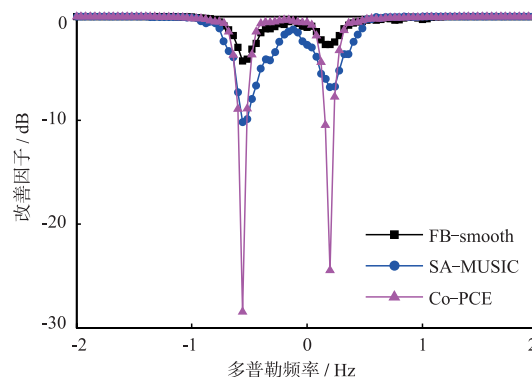


图14 归一化改善因子

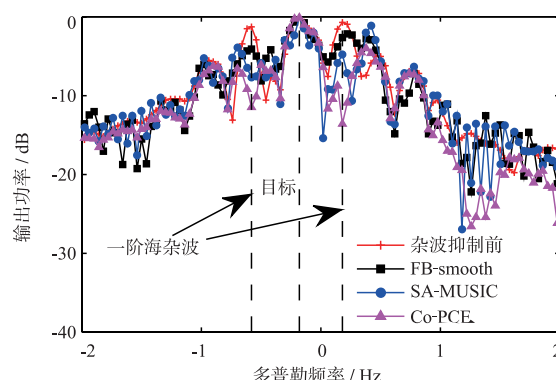


图15 目标多普勒剖面

效实现慢速目标的检测.

5 结论

本文研究了稳健的基于参数化协方差矩阵估计的 STAP 方法, 有效解决小样本情况下 STAP 方法性能下降问题. 本文首先利用 SR 杂波谱和 Radon 变换拟合杂波脊, 然后利用基于 N-GIP 的迭代下降方法对杂波脊参数进行修正, 最后利用 PCE-STAP 方法实现杂波抑制. 仿真实验和实测数据处理结果均表明, 本文提出的方法可以在小训练样本情况下, 有效地抑制杂波, 实现慢速目标检测, 获得接近最优的处理性能.

参考文献

- [1] 谢俊好, 许荣庆. 高频地波舰载超视距雷达中的空时处理 [J]. 系统工程与电子技术, 1998, 20(2): 30-36.
Xie J, Xu R. Space-time processing for high frequency surface-wave shipborne over-the-horizon radar [J]. Systems Engineering and Electronics, 1998, 20(2): 30-36. (in Chinese)
- [2] Melvin W L. Space-time adaptive radar performance in heterogeneous clutter [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 621-633.
- [3] Wang Y L, Chen J W, Bao Z, et al. Robust space-time adaptive processing for airborne radar in nonhomogeneous

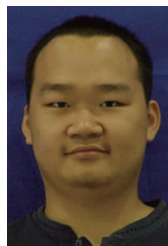
- clutter environments [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(1): 70–81.
- [4] Guerri J R, Goldstein J S, Reed I S. Optimal and adaptive reduced-rank STAP [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 647–663.
- [5] Cristallini D, Burger W. A robust direct data domain approach for STAP [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(3): 1283–1294.
- [6] Zhu Y, Wei Y, Zhu K. Sea clutter suppression for shipborne HFSWR using joint sparse recovery-based STAP [J]. Electronics Letters, 2016, 52(12): 1067–1069.
- [7] 孙珂. 非均匀杂波环境下基于稀疏恢复的 STAP 技术研究 [D]. 北京: 清华大学, 2011.
SUN K. STAP Technique Using Sparse Recovery in Heterogeneous Clutter Scenario [D]. Beijing: Tsinghua University, 2011.
- [8] 阳召成. 基于稀疏性的空时自适应处理理论和方法 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2013.
YANG Z C. Theory and Methods of Sparsity-Based Space-Time Adaptive Processing [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2013.
- [9] Wang Z, Wang Y, Duan K, et al. Subspace-augmented clutter suppression technique for STAP radar [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2016, 13(3): 1–5.
- [10] 马泽强, 王希勤, 刘一民, 等. 基于稀疏恢复的空时二维自适应处理技术研究现状 [J]. 雷达学报, 2014, 3(2): 217–228.
Ma Z Q, Wang X Q, Liu Y M, et al. An overview on sparse recovery-based STAP [J]. Journal of Radars, 2014, 3(2): 217–228.
- [11] Melvin W L, Showman G A. An approach to knowledge-aided covariance estimation [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(3): 1021–1042.
- [12] Xie J, Yuan Y, Liu Y. Experimental analysis of sea clutter in shipborne HFSWR [J]. IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, 2001, 148(2): 67–71.
- [13] Barrick D, Snider J. The statistics of HF sea-echo Doppler spectra [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1977, 25(2): 19–28.
- [14] Klemm R. Principles of Space-Time Adaptive Processing [M]. London UK: The Institute of Engineering and Technology, 2006. 121–127
- [15] Reed I S, Mallett J D, Brennan L E. Rapid convergence rate in adaptive arrays [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974, AES-10(6): 853–863.
- [16] Nilubol C, Mersereau R M, Smith M. A SAR target classifier using Radon transforms and hidden Markov models [J]. Digital Signal Processing, 2002, 12(2): 274–283.
- [17] Xie J, Wang Z, Ji Z, et al. High-resolution ocean clutter spectrum estimation for shipborne HFSWR using sparse-representation based MUSIC [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2015, 40(3): 546–557.

作者简介



位寅生 男, 1974 年出生于黑龙江省, 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院党委书记兼副院长, 教授, 博士生导师, 主要从事杂波建模与抑制方法、抗干扰与抗杂波雷达信号体制、毫米波雷达探测技术研究。

E-mail: weiys@hit.edu.cn



周希波 (通讯作者) 男, 1992 年出生于湖南省长沙市, 哈尔滨工业大学博士研究生。主要进行杂波信号建模与抑制研究。

E-mail: zhouxibo2011@sina.com



刘佳俊 女, 1994 年出生于黑龙江省, 哈尔滨工业大学硕士。主要进行海杂波抑制方法研究。

E-mail: hitliujiajun@163.com