

一种天波雷达多径扩展多普勒杂波抑制方法

罗欢^{*①} 陈建文^② 鲍拯^②

^①(空军预警学院研究生管理大队 武汉 430019)

^②(空军预警学院三系 武汉 430019)

摘要: 该文分析了天波超视距雷达(Over The Horizon Radar, OTHR)多径扩展多普勒杂波(Spread Doppler Clutter, SDC)的产生机理。由于阵列存在幅相误差且期望信号的功率大于 SDC 功率,自适应数字波束形成(Adaptive Digital Beam Forming, ADBF)将降低 SDC 抑制能力,同时还会导致信号对消,严重降低信噪比。针对以上问题,该文提出一种自适应抑制 SDC 的方法。该方法首先采用改进噪声子空间拟合自校正法消除阵列幅相误差,得到期望信号和 SDC 准确的到达仰角,然后采用正交投影权矢量进行 ADBF 处理,避免了强期望信号条件下 ADBF 权矢量估计不准的问题。理论分析和仿真实验表明该方法能够较彻底地抑制多径 SDC。

关键词: 天波超视距雷达;多径扩展多普勒杂波;幅相误差校正;自适应数字波束形成

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)11-2691-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01910

A Multipath Spread Doppler Clutter Suppression Method for Skywave Over the Horizon Radar

Luo Huan^① Chen Jian-wen^② Bao Zheng^②

^①(Department of Graduate Management, Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

^②(No.3 Department, Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: This paper analyzes the production mechanism of the multipath Spread Doppler Clutter (SDC) in skywave Over The Horizon Radar (OTHR). Because the amplitude and phase errors always exist in the array and the power of desired signal (sea clutter) is greater than the power of SDC, the SDC suppression ability declines through conventional Adaptive Digital Beam Forming (ADBF) process, at the same time, the desired signal is weakened and Signal-to-Noise Ratio (SNR) is seriously decreased. To resolve the above problems, an adaptive SDC suppression method is proposed. In this method, an improved Noise Subspace Fitting (NSF) method is utilized to eliminate amplitude and phase errors of OTHR array, and the direction of arrival angle of desired signal and SDC can be accurately obtained. Then, orthogonal projection weight vector is used in ADBF to solve the problem that conventional ADBF weight vector can not be accurately estimated because of the strong desired signal. Theoretical analysis and simulation results show that the scheme can completely suppress multipath SDC.

Key words: Skywave Over The Horizon Radar (OTHR); Multipath spread Doppler clutter; Amplitude and phase error correction; Adaptive Digital Beam Forming (ADBF)

1 引言

天波超视距雷达(Over The Horizon Radar, OTHR)工作频段为 3~30 MHz,利用电离层对高频电波的反射可实现对 800~3500 km 的海面和空中目标进行探测^[1,2]。在 OTHR 某些工作频率,电磁波可能经过不同层高的电离层折射,使得来自于不同距离的回波信号经过不同层高的电离层反射后,在同一时间到达接收阵列,由于群路径相同,接收信

号多普勒谱表现为几组不同反射信号多普勒谱的叠加^[2,3]。在实际工程中,由于电磁波传播时受到非主选电离层(如 F 层)非线性扰动的影响,经其反射回来的多普勒谱被严重展宽的几率很高,展宽的范围也较大,甚至可覆盖-40~40 Hz 之间的多普勒区域^[4],将这种经过非主选电离层传播而被接收的重影回波称为多径扩展多普勒杂波(Spread Doppler Clutter, SDC)。如果稳定电离层(一般为 E 层,主选电离层)回波与扰动电离层(如 F 层)的 SDC 叠加在一起被 OTHR 阵列同时接收,则目标将被 SDC 覆盖。

电离层 E 层高度为 90~140 km,不稳定的 F2 层(F 层的一部分)高度为 250~450 km^[5]。不同电离

2013-12-06 收到,2014-03-31 改回

国家自然科学基金(61072132)资助课题

*通信作者: 罗欢 luohuan5566@sina.com

层的高度差使得不同多径信号对应仰角离开角 (Direction Of Departure, DOD) 或者仰角到达角 (Direction Of Arrival, DOA) 差异明显。目前, 国内外对由发射波束旁瓣经非主选电离层传播引起的多径 SDC 和由接收阵列旁瓣进入的非主选电离层多径 SDC 这两类情况的抑制问题均有研究^[6-12]。前者主要是采取设计 MIMO 体制 OTHR^[6-9], 应用发射分集技术, 根据 DOD 不同, 在接收端采用非因果自适应发射波束形成方法抑制 DOD 不同的 SDC; 后者主要是根据 DOA 差异, 采用空时自适应信号处理技术^[10-12] 抑制多径 SDC, 文献[10]利用 SDC 和目标的多普勒差异, 采用盲源分离方法估计杂波加噪声协方差矩阵, 然后采用自适应数字波束形成 (Adaptive Digital Beam Forming, ADBF) 对 SDC 进行抑制, 文献[11,12]对该方法进行了改进, 能够较好地抑制多普勒频率与目标能够区分的 SDC, 但当 SDC 和目标在频域无法区分时, 该类方法性能将下降。

本文主要研究由接收阵列旁瓣进入的非主选电离层多径 SDC 的抑制问题。OTHR 是大型阵列, 不可避免的阵列幅相误差将降低仰角 DOA 的估计精度和 ADBF 的性能; 同时由于期望信号(经主选层返回的海杂波)的功率大于 SDC 功率, 严重影响协方差矩阵的性能, 在进行 ADBF 时将导致信号抵消, 严重降低信杂噪比^[13]。本文首先提出了改进的阵列幅相误差自校正方法消除阵列误差, 然后利用正交投影权矢量进行 ADBF 处理抑制多径 SDC, 可以较好解决以上问题。

2 问题描述

2.1 多径 SDC 产生机理分析

多径 SDC 的产生原理可通过图 1 来说明。理想条件下, 位于 R 处的 OTHR 以稳定的电离层 E 层为信道(主选信道), 经由 $R-P-T-P-R$ 探测位于 T 处的舰船目标和其上空的飞机目标, 记为 E-E 模式。不失一般性, 以扰动的 F 层为例, 经过 F 层传播产生的多径 SDC 有 3 种, 一是发射信号经过扰动 F 层折射后产生多普勒扩展, 在海面反射后经过 E 层返回被接收, 记为 F-E 模式, 其传输路径如图 1 中 $R-B-C-Q-R$ 所示; 二是发射信号经 E 层折射到达海面, 在海面反射后经 F 层传播产生多普勒扩展后被接收, 记为 E-F 模式, 其传输路径如图 1 中 $R-Q-C-B-R$ 所示; 三是发射和接收两次都经过 F 层传播, 经过两次展宽影响, 记为 F-F 模式, 其传输路径如图 1 中 $R-B-C-B-R$ 所示。F-F 模式的回波受扰动影响大, 但是强度较弱, 而 E-F 和 F-E 模式的回波较强, 对 E-E 模式稳定的回波影响较大。

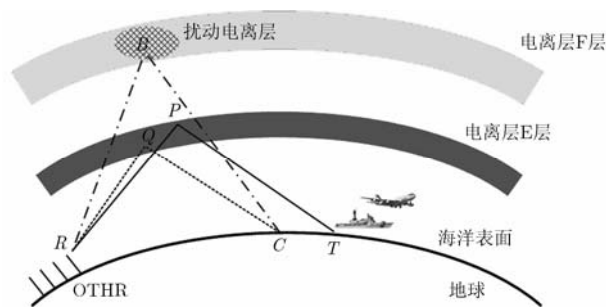


图 1 多径 SDC 的产生机理示意图

由于主选和非主选电离层的高度差异使得不同多径信号的 DOD 或者 DOA 差异明显。具体来讲, E-E 与 E-F 发射路径经过相同的电离层(E 层), 对应的仰角 DOD 近乎相同; 接收路径经过不同电离层, 对应的仰角 DOA 差异较大。E-E 与 F-E 发射路径经过不同电离层, 对应的仰角 DOD 差异较大; 接收路径经过相同电离层, 对应的仰角 DOA 几乎相同。F-F 模式与 E-E 模式的 DOD 和 DOA 都有明显差异。DOD 差异明显的 SDC 可采用发射自适应空域处理进行抑制; DOA 差异明显的 SDC 可采用接收自适应空域处理进行抑制。本文研究的由接收阵列旁瓣进入的非主选层多径 SDC 属于 DOA 差异明显的 SDC 抑制问题, 即抑制 E-F 传播模式下的 SDC。

2.2 阵列模型

假设 OTHR 工作波长为 λ , 接收天线是间距为 d 的 N 元 1 维等距均匀线阵。设置阵列轴向与目标方位一致, 阵列接收波束仰角由探测距离段和电离层状态决定。该线阵可被视为水平放置的矩形平面阵列中用于波束仰角控制的一行(或者一列)。该阵列设置便于理论分析和实验研究, 且成本相对平面阵大大降低。公开报道的实验中即采用该阵列设置方式^[14]。

假设 1 个期望信号(海杂波和目标)和 M 个 SDC 从远场入射到阵列上, 这里把和目标经过同一主选电离层反射并以同一角度被接收波束接收到的强海杂波也看作期望信号, 由于它与目标信号的 DOA 相同, 所以将其和目标在空域看作是 1 个期望信号, 在实际中目标总是伴随着海杂波出现并且海杂波功率远强于目标功率。假设期望信号方向为 θ_0 , SDC 的方向为 θ_l , $l = 1, 2, \dots, M$, 本文中涉及的方向角度均是指俯仰方向的角度。在时刻 k , 阵列接收数据矢量 $\mathbf{X}(k)$ 可表示为

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{a}(\theta_0) s_0(k) + \sum_{l=1}^M \mathbf{a}(\theta_l) s_l(k) + \mathbf{w}(k) \quad (1)$$

式中, $s_0(k)$ 和 $s_l(k)$ 分别是期望信号和 SDC 的复包

络, $\mathbf{w}(k)$ 为阵列噪声矢量, $\mathbf{w}(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_N(k)]^T$, $\mathbf{a}(\theta_0) = [1, e^{j\beta_0}, \dots, e^{j(N-1)\beta_0}]^T$ 和 $\mathbf{a}(\theta_l) = [1, e^{j\beta_l}, \dots, e^{j(N-1)\beta_l}]^T$ 分别为信号和 SDC 的导向矢量, N 为阵元个数, 其中

$$\beta_l = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_l) \quad (2)$$

2.3 存在阵列幅相误差时的多径 SDC 抑制问题

若阵列不存在幅相误差且快拍数据只含 SDC 和噪声时, 采用常规 ADBF 方法即可抑制 SDC, 例如最小方差无失真响应(MVDR)自适应波束形成法^[15]。但是, 当阵列存在幅相误差且快拍数据中还含有期望信号时, SDC 对目标遮盖明显, 而且期望信号(主瓣海杂波)的功率一般大于 SDC(旁瓣杂波)的功率, 直接使用含有期望信号的数据构造的协方差矩阵会导致信号相消。另外, 阵列幅相误差不仅会影响 DOA 估计精度, 还会导致 ADBF 性能下降。下面对此进行说明。

当阵列存在幅相误差时, 式(1)可写为

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{\Gamma} \mathbf{a}(\theta_0) s_0(k) + \mathbf{\Gamma} \mathbf{A} \mathbf{S}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (3)$$

式中 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)]$ 为 SDC 导向矢量矩阵, $\mathbf{S}(k)$ 为 SDC 的幅度矢量, $\mathbf{S}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_M(k)]^T$, $\mathbf{\Gamma}$ 为阵列幅相误差复系数矩阵。

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}[\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_N] \quad (4)$$

其中 $\varepsilon_i = A_i e^{j\varphi_i}$, $i = 1, 2, \dots, N$, A_i 和 φ_i 分别为第 i 个阵列通道的幅度和相位误差。利用 $\mathbf{X}(k)$ 可估计协方差矩阵。

$$\mathbf{R}_X = \mathbf{E}[\mathbf{X}(k) \mathbf{X}^H(k)] = \sigma_s^2 \mathbf{a}_1(\theta_0) \mathbf{a}_1^H(\theta_0) + \mathbf{R}_{cn} \quad (5)$$

其中 $\mathbf{a}_1(\theta_0) = \mathbf{\Gamma} \mathbf{a}(\theta_0)$, \mathbf{R}_{cn} 为 SDC 和噪声的协方差矩阵, σ_s^2 为信号功率。对 \mathbf{R}_X 进行特征分解:

$$\mathbf{R}_X = \sum_{i=1}^{M+1} \lambda_i \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H + \sum_{i=M+2}^N \sigma^2 \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \quad (6)$$

σ^2 为噪声功率。当 SNR 较大时, $\lambda_i \gg \sigma^2$ ($i = 1, 2, \dots, M+1$), 对 \mathbf{R}_X 求逆可得

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_X^{-1} &= \frac{1}{\sigma^2} \left[\mathbf{I} - \sum_{i=1}^{M+1} \frac{\lambda_i - \sigma^2}{\lambda_i} \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \right] \\ &\approx \frac{1}{\sigma^2} \sum_{i=M+2}^N \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H \end{aligned} \quad (7)$$

令 $\mathbf{P} = \sum_{i=M+2}^N \mathbf{V}_i \mathbf{V}_i^H$, \mathbf{P} 表示在噪声子空间 \mathbf{U}_{ns} 上的投影矩阵, 则 MVDR 自适应波束形成权矢量为

$$\mathbf{W}_{\text{MVDR}} = \frac{\mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{a}^H(\theta_0) \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)} = \mu \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) \quad (8)$$

其中 $\mu = 1/\mathbf{a}^H(\theta_0) \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)$, \mathbf{W}_{MVDR} 在期望信号方向 θ_0 的阵列响应为

$$F(\theta_0) = \mathbf{W}_{\text{MVDR}}^H \mathbf{a}_1(\theta_0) = \left[\frac{\mu}{\sigma^2} \mathbf{P} \mathbf{a}(\theta_0) \right]^H \mathbf{a}_1(\theta_0) \quad (9)$$

由于 $\mathbf{a}_1(\theta_0) \in \mathbf{U}_{ns}^\perp$, \mathbf{U}_{ns}^\perp 是 \mathbf{U}_{ns} 的正交补空间, 故式(9)中 $F(\theta_0) \approx 0$, 可见期望信号被严重对消。

3 多径 SDC 抑制方法

从第 2 节的分析可见, OTHR 阵列幅相误差以及期望信号功率较大的现实情况均会造成 SDC 抑制效果严重降低, 本节在消除阵列幅相误差的基础上, 采用基于到达仰角 DOA 估计的正交权矢量 ADBF 算法, 能够较彻底地抑制 SDC, 且不会导致期望信号对消。

3.1 OTHR 阵列幅相误差自校正

阵列幅相误差校正常用的方法主要有有源校正法和自校正法。有源校正法通过在空间设置方位精确已知的辅助源对阵列误差进行离线估计, 而自校正方法通常根据优化函数对阵列误差进行在线估计。有源校正法需要辅助信源的方位精确已知, 如果辅助源的方位信息出现偏差, 会降低阵列校正效果, 对于天波雷达还必须部署相应的专用有源校正目标, 因此成本较高且难以实现随时校正^[16]; 而自校正方法不需要辅助源, 最经典的属文献[17]提出的噪声子空间拟合(Noise Subspace Fitting, NSF)自校正法, 但该方法对误差矩阵迭代初值的选取有较高要求, 若选择的迭代初值与实际阵列幅相误差差异较大, NSF 法将失效。针对 NSF 自校正法的实际问题, 本节对其进行改进, 以达到稳健校正 OTHR 阵列幅相误差的目的。

NSF 法首先应选取幅相误差矩阵的估计初值 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(0)}$ 进行迭代计算, 但是要保证 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(0)}$ 与实际误差矩阵 $\mathbf{\Gamma}$ 的差异尽可能小是非常困难的, $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(0)}$ 的准确度将直接影响迭代过程的收敛性, 可以考虑采用估计 DOA 初值的办法来代替估计 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(0)}$ 。受到 OTHR 阵列幅相误差的影响, 回波协方差矩阵 \mathbf{R}_X 将不再具有 Toeplitz 性质, 此时若仍采用 \mathbf{R}_X 进行 MUSIC 估计将导致谱分辨率降低和 DOA 个数估计不准, 而 DOA 个数和估计初值的准确性对迭代收敛性至关重要, 若初值选取不当, 校正算法将失效。此时可以通过 Toeplitz 预处理使 \mathbf{R}_X 接近真实的数据协方差矩阵, Toeplitz 预处理的实质是对 \mathbf{R}_X 的斜对角线上的元素进行平均^[18], 可归结为

$$r_T(-n) = \frac{1}{N-n} \sum_{i=1}^{N-n} r_{i(i+n)}, \quad 0 \leq n < N \quad (10)$$

$$r_T(n) = r_T^*(-n) \quad (11)$$

其中, r_{ij} 为 \mathbf{R}_X 的元素, $i, j = 1, 2, \dots, N$, \mathbf{R}_{X_T} 为 Toeplitz 预处理后的协方差矩阵, 其元素为 $r_{Tij} = r_T(i-j)$ 。对 \mathbf{R}_{X_T} 进行特征分解, 可得到噪声子空

间 \mathbf{U}_{ns} , 令迭代优化函数为^[17]

$$J = \sum_{i=1}^{M+1} \mathbf{a}^H(\theta_i) \mathbf{I}^H \mathbf{U}_{ns} \mathbf{U}_{ns}^H \mathbf{I} \mathbf{a}(\theta_i) = \boldsymbol{\delta}^H \left\{ \sum_{i=1}^{M+1} \boldsymbol{\chi}^H(\theta_i) \mathbf{U}_{ns} \mathbf{U}_{ns}^H \boldsymbol{\chi}(\theta_i) \right\} \boldsymbol{\delta} \quad (12)$$

其中, $\boldsymbol{\delta}$ 是由阵列误差矩阵对角元素构成的矢量, $\boldsymbol{\delta} = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_N]^H$, $\boldsymbol{\chi}(\theta_i) = \text{diag}[\mathbf{a}(\theta_i)]$, $\mathbf{a}(\theta_i)$ 表示期望信号(1 个)和 SDC(M 个)的导向矢量, $i = 1, 2, \dots, M+1$ 。自校正的过程就是对式(12)进行迭代求解使 J 达到最小值, 则完成自校正。改进的 NSF 阵列误差自校正方法的迭代流程可描述如下:

(1) 利用式(10)和式(11)得到 \mathbf{R}_{X_T} , 通过 MUSIC 空间谱估计法估计期望信号与 SDC 的 DOA 初始值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^{(0)} = \{\hat{\theta}_1^{(0)}, \hat{\theta}_2^{(0)}, \dots, \hat{\theta}_{M+1}^{(0)}\}$;

(2) 初始化: 令 $k = 0$;

(3) 令式(12)的中间项为 $\boldsymbol{\Omega}(\theta) = \sum_{i=1}^{M+1} \boldsymbol{\chi}^H(\theta_i) \mathbf{U}_{ns} \mathbf{U}_{ns}^H \boldsymbol{\chi}(\theta_i)$, 利用仰角 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^{(k)}$, 计算 $\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{(k)}$

$$\boldsymbol{\delta}^{(k)} = \frac{\boldsymbol{\Omega}^{-1} \hat{\boldsymbol{\theta}}^{(k)} \mathbf{b}}{\mathbf{b}^T \boldsymbol{\Omega}^{-1} \hat{\boldsymbol{\theta}}^{(k)} \mathbf{b}} \quad (13)$$

$$\hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{(k)} = \text{diag}(\boldsymbol{\delta}^{(k)}) \quad (14)$$

其中 $\mathbf{b} = [1, 0, \dots, 0]^T$ 是一个 $M+1$ 维列矢量;

(4) 进行 MUSIC 空间谱估计

$$P(\theta) = \frac{1}{\left| \mathbf{U}_{ns}^H \hat{\boldsymbol{\Gamma}}^{(k)} \mathbf{a}(\theta) \right|^2} \quad (15)$$

得到期望信号与 SDC 的 DOA 估计值 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^{(k+1)}$;

(5) 判断是否收敛, 若收敛则停止, 否则令 $k = k+1$, 跳转至第(3)步。根据式(12)的优化函数, 收敛条件为

$$J^{(k-1)} - J^{(k)} \leq \xi \quad (16)$$

ξ 是设定的收敛门限。

3.2 基于正交投影权矢量的自适应波束形成方法

通过 3.1 节的改进 NSF 法迭代计算后, 可以得到阵列幅相误差的估计值 $\hat{\boldsymbol{\Gamma}}$, 利用 $\hat{\boldsymbol{\Gamma}}$ 对阵列进行校正可以消除幅相误差的影响。将迭代停止时的 $\hat{\boldsymbol{\theta}}^{(k)}$ 作为期望信号和 SDC 的 DOA 估计值, 各 DOA 估计值记为 $\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_{M+1}$ 。同时考虑电离层之间的相对高度和需要探测的距离段, 确定主选层对应的接收路径仰角 DOA, 一般情况下, 经主选电离层接收的期望信号中海杂波的强度是大于 SDC 强度的, 所以选择谱峰最大值对应的 $\hat{\theta}_j$ 为期望信号 DOA。正交投影权矢量可由式(17)计算。

$$\mathbf{W}_{\text{op}} = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_c) \mathbf{a}(\hat{\theta}_j) \quad (17)$$

其中 $\mathbf{P}_c = \mathbf{A}_c (\mathbf{A}_c^H \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{A}_c^H$ 为向 \mathbf{A}_c 空间的投影矩阵,

\mathbf{A}_c 定义为

$$\mathbf{A}_c = [\mathbf{a}(\hat{\theta}_1), \mathbf{a}(\hat{\theta}_2), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_{j-1}), \mathbf{a}(\hat{\theta}_{j+1}), \dots, \mathbf{a}(\hat{\theta}_{M+1})] \quad (18)$$

\mathbf{A}_c 是只含 SDC 的子空间。 \mathbf{W}_{op} 在 SDC 方向 $\hat{\theta}_i$ 的阵列响应为

$$F(\hat{\theta}_i) = \mathbf{W}_{\text{op}}^H \mathbf{a}(\hat{\theta}_i) = [(\mathbf{I} - \mathbf{P}_c) \mathbf{a}(\hat{\theta}_i)]^H \mathbf{a}(\hat{\theta}_i) \approx 0, \quad 1 \leq i \leq M+1, i \neq j \quad (19)$$

\mathbf{W}_{op} 在期望信号方向 $\hat{\theta}_j$ 的阵列响应为

$$F(\hat{\theta}_j) = \mathbf{W}_{\text{op}}^H \mathbf{a}(\hat{\theta}_j) = [(\mathbf{I} - \mathbf{P}_c) \mathbf{a}(\hat{\theta}_j)]^H \mathbf{a}(\hat{\theta}_j) \quad (20)$$

从式(19)和式(20)可看出: 经过 \mathbf{W}_{op} 加权后的 OTHR 阵列方向图在 SDC 方向形成了零点, 而对于期望信号没有削弱。

综上所述, 本文提出的抑制由 OTHR 接收旁瓣进入的多径 SDC 的方法流程为:

(1) 对 OTHR 回波数据协方差矩阵进行 Toeplitz 预处理得到新的协方差矩阵 \mathbf{R}_{X_T} ;

(2) 采用改进 NSF 自校正方法消除阵列幅相误差, 并得到期望信号和 SDC 的 DOA 估计值;

(3) 采用式(17)的正交投影权矢量进行自适应波束形成抑制 SDC。

4 仿真实验与分析

4.1 参数设置

参考澳大利亚 HILOW 实验参数^[14], OTHR 系统的参数设定为: 接收阵元数为 $N = 20$, 发射调频连续波信号, 波长 $\lambda = 20$ m, 工作频率 15 MHz, 阵元间距 $d = \lambda/2$, 信号带宽 50 kHz, 一个扫频周期持续 0.25 s, 每个周期采样 500 点, 即 500 个距离单元; 一个相干积累时间内发射 128 个脉冲; 只考虑一阶海杂波, 其频率为 ± 0.395 Hz, 杂噪比为 35 dB。在第 300 个距离单元(2250 km 处)添加一个大型舰船目标, 其信噪比为 12 dB, 多普勒频率为 0.8 Hz, 目标和海杂波的到达仰角为 30° 。在第 298~302 个距离单元(2235~2265 km 处)添加 SDC, 杂噪比为 25 dB, SDC 在频域的范围为 3 Hz, 到达仰角为 45° 。阵列的幅度误差 $\{A_n\}_{n=1}^N$ 和相位误差 $\{\varphi_n\}_{n=1}^N$ 分别根据式(21)和式(22)产生:

$$A_n = 1 + \sqrt{12} \sigma_A \gamma_n \quad (21)$$

$$\varphi_n = \sqrt{12} \sigma_\varphi \eta_n \quad (22)$$

其中, γ_n 和 η_n 是在 $[-1, 1]$ 上均匀分布的随机变量, $\sigma_A = 0.1$ 和 $\sigma_\varphi = 0$ 分别是 A_n 和 φ_n 的标准差。

4.2 仿真分析

对回波数据进行脉冲压缩和常规 DBF 后得到的距离-多普勒谱如图 2 所示, 图 3 是 2250 km 处的

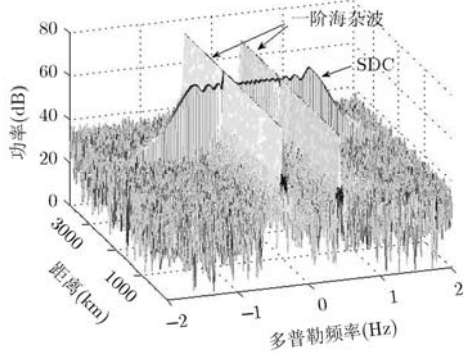


图 2 常规处理后的距离-多普勒谱

多普勒频谱图。从图 2 和图 3 可以看出位于 2235~2265 km 处的 SDC 能量较强，完全遮盖了位于 2250 km 处的多普勒频率为 0.8 Hz 的舰船目标，另外，由于阵列幅相误差和期望信号的影响，噪声基底抬高明显，期望信号中的海杂波被削弱，这验证了 2.3 节的分析结论。

图 4 是分别采用 NSF 法与改进 NSF 法对阵列幅相误差进行校正的结果图，图 4(a)是采用常规 MUSIC 法和经过 Toeplitz 预处理得到新的协方差矩阵后再进行 MUSIC 估计得到的 DOA 初值估计。由图 4(a)可见，阵列幅相误差导致 MUSIC 谱分辨率严重下降且出现多个伪峰，使得估计的 DOA 初值与真实值差异较大，而且估计出的 DOA 个数多于真实 DOA 个数；采用 Toeplitz 预处理后的协方

差矩阵估计的 MUSIC 谱性能得到很大提升，没有出现伪峰，DOA 初值估计也比较准确，分别为 31.6° 和 44.0°。图 4(b)是分别采用 NSF 法与改进 NSF 法消除幅相误差后估计的期望信号与 SDC 的 DOA 值，可以看出 NSF 法校正失效，采用改进 NSF 法能够比较准确地估计出 DOA 值(经过 4 次迭代后停止)，分别为 29.7°和 44.8°。

利用改进 NSF 法估计出的幅相误差矩阵对回波数据进行补偿后，可以消除幅相误差的影响，然后需要进行 ADBF 抑制 SDC。图 5 是利用 MVDR 权矢量 \mathbf{W}_{MVDR} 进行 ADBF 后得到的距离-多普勒谱图，图 6 是利用正交投影权矢量 \mathbf{W}_{op} 进行 ADBF 后的距离-多普勒谱图，图 7 是利用文献[11,12]提出的波前自适应感知(WAS)权矢量 \mathbf{W}_{WAS} 进行 ADBF 后的距离-多普勒谱图，图 8 是 \mathbf{W}_{MVDR} ， \mathbf{W}_{op} 和 \mathbf{W}_{WAS} 对应的方向图。图 5~图 8 的结果表明，当回波数据含有期望信号时，基于 \mathbf{W}_{MVDR} 的波束形成器没有在期望信号仰角处形成主瓣，反而形成零点，在 SDC 仰角处形成的零点也不够深，因而剩余 SDC 非常大，且产生了严重的信号对消现象。而基于 \mathbf{W}_{op} 的波束形成器在期望信号方向形成主瓣，不会对消期望信号，在 SDC 仰角处形成了很深的零点，形成近乎理想的方向图，因而 SDC 被抑制得比较彻底，位于 2250 km 处的舰船目标成功显现。基于 \mathbf{W}_{WAS} 的波束形成器在 SDC 到达仰角处能形成零点，但其在目标

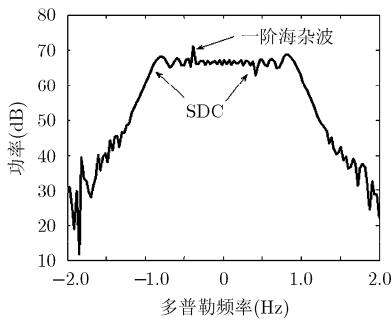
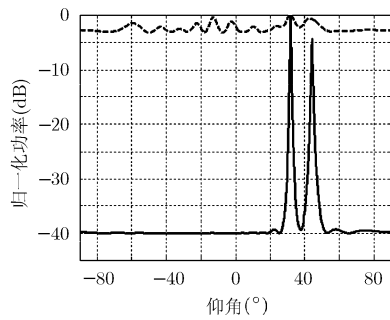
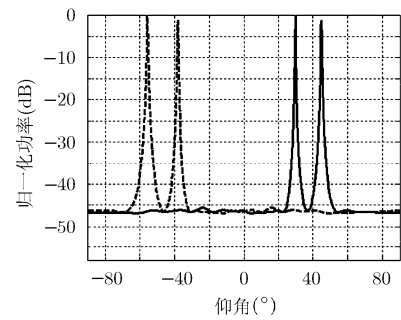


图 3 2250 km 处的多普勒谱



(a) DOA初值估计



(b)消除幅相误差后的DOA估计值

图 4 NSF 法与改进 NSF 法的校正结果比较

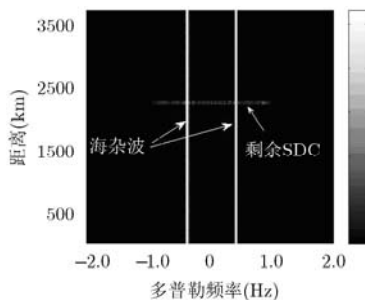


图 5 ADBF 后的距离-多普勒谱(\mathbf{W}_{MVDR})

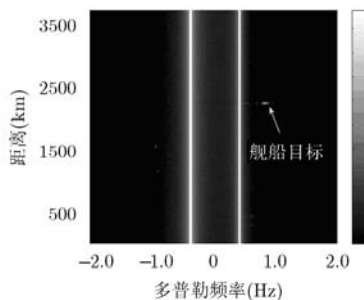


图 6 ADBF 后的距离-多普勒谱(\mathbf{W}_{op})

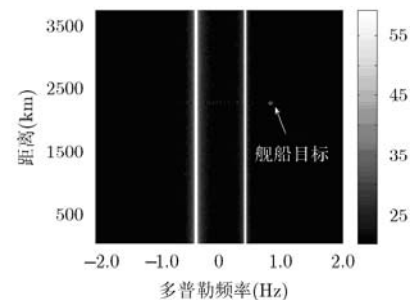


图 7 ADBF 后的距离-多普勒谱(\mathbf{W}_{WAS})

来向处的主瓣增益较低且旁瓣也较高,导致信号能量受到一定程度削弱,究其原因在于:WAS 法利用 SOBI 盲源分离法来获得杂波加噪声的协方差矩阵,其只是利用了回波的频谱特征差异来分离杂波和目标,文献[11,12]中假设无电离层污染调制,故多径杂波展宽不明显且能够在频域和目标进行区分,所以能够在抑制 SDC 的同时完整保留目标信号;当考虑电离层污染调制时,SDC 将发生展宽并在频域遮盖主选层海杂波和目标,使得 SOBI 盲源分离法性能下降,估计的杂波加噪声协方差矩阵误差增大,最终导致目标的能量也被削减。上述分析表明,本文提出的基于 W_{op} 的 ADBF 法的 SDC 抑制能力更强,不会削弱目标信号。

在实际应用中即使采用了改进 NSF 法校正阵列幅相误差后,残留的阵列误差总是存在的,这将导致估计出的目标和 SDC 的到达仰角也会存在误差。为了定量衡量目标和 SDC 的到达仰角估计误差对本文方法性能的影响,表 1 计算了在不同仰角误差情况下的信杂噪比改善量,计算方法为 $G = 20 \cdot \lg(S'/(C' + N')) - 20 \lg(S/(C + N))$,其中, G 为信杂噪比改善量(单位: dB), S 和 S' 分别是处理前后的目标信号幅度, $(C' + N')$ 和 $(C + N)$ 分别是处理前后 SDC 区域内的 SDC 加噪声的幅度。从表 1 可得

到以下结论:只考虑目标到达仰角误差时,随着误差增大,信杂噪比改善量逐渐减小,原因是正交投影波束形成器方向图的主瓣未完全对准真实目标到达方向;在只考虑 SDC 到达仰角误差的情况下,随着误差增大,信杂噪比改善量减小,其减小趋势大于只考虑目标到达仰角误差的情况,原因在于方向图的凹口发生偏移,使得 SDC 抑制不彻底;在同时考虑目标和 SDC 到达仰角误差的情况下,随着误差增大,信杂噪比改善量减小的趋势也增大,但即使在仰角误差同为 1.8° 时,本文方法的信杂噪比改善量仍能达到 10.2 dB,能准确地检测出被 SDC 淹没的目标。

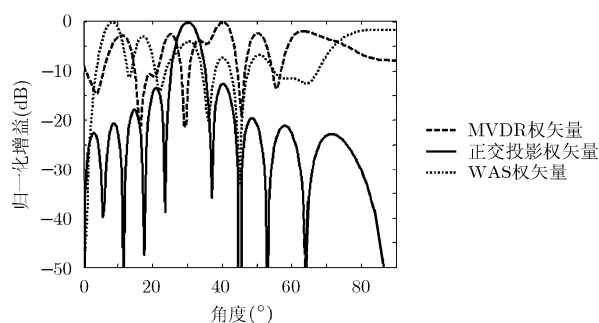


图 8 W_{MVDR} , W_{op} 和 W_{WAS} 对应的方向图

表 1 不同仰角估计误差时的信杂噪比改善量(dB)

仰角	仰角估计误差($^\circ$)								
	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8
目标到达仰角	18.0	17.6	17.2	16.9	16.6	16.4	16.1	16.0	15.8
SDC 到达仰角	17.6	16.4	15.5	14.8	13.9	12.9	12.1	11.8	11.6
目标、SDC 到达仰角	17.1	16.0	14.7	14.1	13.3	12.3	11.2	10.6	10.2

5 结论

电离层是 OTHR 进行目标探测时必须依靠的媒质,电离层多层结构和时变特性会产生多径 SDC,影响 OTHR 对慢速目标的检测,如何有效抑制多径 SDC 是 OTHR 面临的难题之一。本文综合考虑阵列存在幅相误差和回波数据中含有强期望信号的实际情况,提出了一种抑制从接收阵列旁瓣进入的多径 SDC 的方法。该方法采用改进 NSF 自校正法消除阵列幅相误差,然后采用正交投影 ADBF 方法能够在完整保留期望信号的同时较好地抑制多径 SDC,易于工程实现。理论分析和实验仿真结果表明本文方法可有效抑制多径 SDC,改善慢速舰船目标检测性能。

参考文献

- [1] Quan Y H, Xing M D, Zhang L, et al. Transient interference excision and spectrum reconstruction for OTHR[J]. *Electronics Letters*, 2012, 48(1): 42-44.
- [2] Anderson S J and Abramovich Y I. A unified approach to detection, classification, and correction of ionospheric distortion in HF sky wave radar systems[J]. *Radio Science*, 1998, 33(4): 1055-1067.
- [3] Su H T, Liu H W, Shui P L, et al. Adaptive beamforming for nonstationary HF interference cancellation in skywave Over-the-Horizon radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(1): 312-324.
- [4] Bröms M, Lundborg B, Jodalen V, et al. Doppler effects on high latitude HF paths during an ionospheric disturbance[C]. Seventh International Conference on HF Radio Systems and Techniques, Sweden, 1997: 75-79.
- [5] 周文瑜, 焦培南. 超视距雷达技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 276-277.

- Zhou Wen-yu and Jiao Pei-nan. Technology in Over The Horizon Radars[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008: 276-277.
- [6] Abramovich Y I, Frazer G J, and Johnson B A. Noncausal adaptive spatial clutter mitigation in monostatic MIMO radar: fundamental limitations[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 40-54.
- [7] Frazer G J. Simplified processing for time-staggered MIMO waveforms with interference reduction properties[C]. IEEE Radar Conference, Atlanta, GA, 2012: 801-805.
- [8] 赵志国, 陈建文, 鲍拯. 分时波束空间 MIMO 天波雷达发射 ADBF 方法[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2013, 41(2): 64-69.
- Zhao Zhi-guo, Chen Jian-wen, and Bao Zheng. Transmit ADBF method for time diverse beam space MIMO-OTHR[J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2013, 41(2): 64-69.
- [9] 赵志国, 陈建文, 鲍拯. 一种高能量发射效率 MIMO 天波雷达方案[J]. 电子学报, 2012, 40(12): 2519-2524.
- Zhao Zhi-guo, Chen Jian-wen, and Bao Zheng. A MIMO skywave radar scheme with high transmitting power efficiency[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2012, 40(12): 2519-2524.
- [10] Kazanci O, Bilik I, and Krolik J. Wavefront adaptive raymode processing for over-the-horizon HF radar clutter mitigation[C]. Signals, Systems and Computers Conference, Pacific, CA, 2007: 2191-2194.
- [11] Bilik I, Kazanci O, and Krolik J. Radar clutter mitigation via space-time wavefront adaptive sensing[C]. IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing, Las Vegas, USA, 2008: 2589-2592.
- [12] Krolik J, Mecca V, Kazanci O, *et al.* Multipath spread-Doppler clutter mitigation for over-the-horizon radar[C]. IEEE Radar Conference, Rome, 2008: 1-5.
- [13] 廖桂生, 保铮, 张林让. 基于特征结构的自适应波束形成新算法[J]. 电子学报, 1998, 26(3): 23-26.
- Liao Gui-sheng, Bao Zheng, and Zhang Lin-rang. A new eigenstructure-based algorithm for adaptive beamforming [J]. *Acta Electronica Sinica*, 1998, 26(3): 23-26.
- [14] Frazer G J, Abramovich Y I, and Johnson B A. Multiple-input multiple-output over-the-horizon radar: experimental results[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2009, 3(4): 290-303.
- [15] 王永良, 丁前军, 李荣锋. 自适应阵列处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009: 66-67.
- Wang Yong-liang, Ding Qian-jun, and Li Rong-feng. Adaptive Array Processing[M]. Beijing: Publishing House of Tsinghua University, 2009: 66-67.
- [16] 田文龙, 李高鹏, 许荣庆. 利用自动识别系统信息进行高频地波雷达天线阵校正[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(5): 1065-1069.
- Tian Wen-long, Li Gao-peng, and Xu Rong-qing. High frequency surface wave radar antenna array calibration using automatic identification system data[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(5): 1065-1069.
- [17] Friedlander B and Weiss A J. Direction finding in the presence of mutual coupling[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1991, 39(3): 273-284.
- [18] Chen Y M, Lee J H, Yeh C C, *et al.* Bearing estimation without calibration for randomly perturbed arrays[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1991, 39(1): 194-197.
- 罗 欢: 男, 1986 年生, 博士生, 研究方向为天波超视距雷达信号处理.
- 陈建文: 男, 1964 年生, 教授, 博士生导师, 从事天波超视距雷达信号处理、阵列信号处理等的研究.
- 鲍 拯: 男, 1977 年生, 博士, 讲师, 从事天波超视距雷达信号处理、阵列信号处理等的研究.