

# 一种改进的 OTHR 自适应海杂波抑制方法

赵志国, 陈建文, 鲍 拯

(空军雷达学院重点实验室, 湖北 武汉 430019)

**摘要:** 海杂波抑制严重限制天波超视距雷达(over-the-horizon radar, OTHR)系统对低速舰船目标检测能力的主要原因之一。针对自适应海杂波抑制方法中当杂波与目标多普勒频率接近时存在目标谱峰分裂或目标谱峰偏移的问题, 提出一种采用运动目标显示(moving target indication, MTI)与基于特征值分解的自适应杂波抑制相结合的特征值分解(modified eigen-value decomposition, MEVD)海杂波抑制方法。该方法通过 MTI 滤波器抑制目标谱峰内杂波, 之后通过自适应抑制方法抑制其他杂波, 具有同时抑制一阶和高阶海杂波的能力, 提高了目标信杂噪比, 有助于提高 OTHR 对舰船目标的检测性能。理论分析、仿真实验和实测数据处理结果均验证了 MEVD 方法的有效性。

**关键词:** 天波超视距雷达; 海杂波抑制; 舰船目标; 运动目标显示

**中图分类号:** TN 95

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1001-506X.2012.05.10

## Modified adaptive ocean clutter suppression approach in OTHR

ZHAO Zhi-guo, CHEN Jian-wen, BAO Zheng

(Key Research Laboratory of Wuhan Radar Academy, Wuhan 430019, China)

**Abstract:** The ocean clutter is one of the significant factors that limit the detection performance of the over-the-horizon radar (OTHR) system for slowly moving ship targets. Aimed at the problem that when the Doppler of a target is not significant to allow discrimination in Doppler, the target peak can be spilt or deviate from the true position, a modified eigen-value decomposition (MEVD) approach, which combines the moving target indication (MTI) and an adaptive approach based on eigen-value decomposition is adopted. In MEVD approach, the clutter near target is suppressed with MTI and other clutters are suppressed with adaptive approach. Meanwhile, this approach is able to suppress not only the first order but also high order ocean clutter, so the signal-to-clutter-plus-noise ratio is increased, which helps to improve detection performance of OTHR. Theoretical analysis and the results of simulations and real data processing indicate the effectiveness of MEVD approach.

**Keywords:** over-the-horizon radar (OTHR); ocean clutter suppression; ship targets; moving target indication(MTI)

## 0 引言

天波超视距雷达(over-the-horizon radar, OTHR)工作在高频频段(3~30 MHz), 它利用电离层对高频电磁波的折射作用, 自上而下地探测 1 000~4 000 km 的视线距离外高速飞行目标和海上慢速运动舰船目标<sup>[1]</sup>。相对于空中目标而言, 虽然舰船目标的雷达截面积较大, 但是舰船目标速度慢, 多普勒频率低, 同时海杂波具有较宽的多普勒谱, 所以一般舰船目标检测受海杂波影响很大, 当舰船目标出现在一阶海杂波附近时, 舰船目标检测就会非常困难<sup>[2]</sup>。文献<sup>[3]</sup>指出舰船可以综合利用航线和速度使其相对于雷达

的径向速度接近一阶海杂波速度, 从而隐藏在强海杂波背景下, 达到躲避雷达探测的目的。所以, 检测与强海杂波多普勒频率接近的舰船目标是 OTHR 面临的一个难题。

目前, OTHR 检测舰船目标的方法主要有长相干积累时间(coherent integration time, CIT)条件下的检测方法和短 CIT 条件下的检测方法<sup>[1]</sup>。其中, 短 CIT 条件下的检测方法有减小电离层不稳定带来的影响, 提高数据率和增大 OTHR 的监视范围等优点, 更能充分发挥 OTHR 探测距离远、探测范围大的优势。短 CIT 条件下的检测方法主要有

高分辨谱估计方法<sup>[4-6]</sup>和海杂波抑制方法<sup>[7-15]</sup>。前者通过提高多普勒分辨率来分辨目标和杂波;后者通过抑制海杂波解决强海杂波对目标遮蔽问题,并提高信杂噪比(signal-to-clutter-plus-noise ratio, SCNR)。经过多年研究,很多学者在海杂波抑制方面取得了重要进展<sup>[7-15]</sup>。已有的海杂波抑制方法主要有两类:一类是时域对消类方法,如循环对消方法<sup>[7]</sup>及其改进方法<sup>[8]</sup>和基于幅度相位估计(amplitude and phase estimation, APES)的对消方法<sup>[9]</sup>。这类方法通过估计强杂波对应谐波分量的频率、幅度和相位 3 个参数,有选择性的对消掉强杂波分量,使目标信号从杂波中显露出来,这类方法的性能取决于上述 3 个参数的估计精度;另一类是子空间类方法,如基于特征值分解(eigen-value decomposition, EVD)的方法<sup>[10-12]</sup>、基于奇异值分解(singular-value decomposition, SVD)的方法<sup>[13-14]</sup>和通过多普勒频率估计杂波子空间(estimate subspace via Doppler, ESVID)的方法<sup>[15]</sup>,这类方法根据杂波在子空间的聚集特性来实现海杂波抑制。其中,EVD 方法通过参考单元数据来估计杂波子空间;SVD 方法通过待检测单元来估计杂波子空间;ESVID 方法根据杂波子空间与信号矢量张成子空间的等价性,通过多普勒频率估计来估计杂波子空间,这是一种不依赖参考单元的方法。通过参考单元估计杂波子空间的方法受杂波在不同单元的平稳性影响较大,而不依赖参考单元的方法需要对数据作加窗平滑处理,因此其多普勒频率分辨率有所下降。另外,EVD、SVD 和 ESVID 方法都是自适应杂波抑制方法,只是估计杂波子空间的方法不同。

当目标与杂波多普勒频率相差较大时,现有海杂波抑制方法都能较好的实现杂波抑制;但是,在目标与杂波的多普勒频率接近的情况下,用现有方法抑制杂波之后的目标多普勒谱会出现分裂,或者谱峰偏移,严重影响多普勒域目标检测与参数估计。针对这一问题,本文引入空域主瓣干扰抑制方法,提出利用运动目标显示(moving target indication, MTI)与 EVD 自适应杂波抑制方法相结合得到改进的特征值分解(modified eigen-value decomposition, MEVD)海杂波抑制方法,从而有效抑制多普勒频率接近目标的海杂波。

### 1 海杂波抑制问题

文献[16-17]对海杂波产生机理的研究成果表明,海浪可近似为由不同频率、不同高度、不同传播方向的波浪混合而形成的一种随机过程,这些波浪近似呈正弦波动,如图 1 所示。

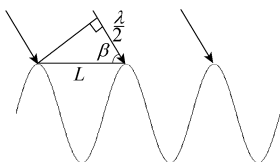


图 1 Bragg 谐振散射机理

海洋表面波可看作一系列正弦分量的叠加,设其波长为  $L$ ,雷达的发射电磁波波长为  $\lambda$ ,电磁波入射角为  $\beta$ 。当海

浪相邻波峰反射的无线电波波长满足  $L \cos \beta = \lambda/2$  时,产生海洋回波一阶 Bragg 峰。一阶 Bragg 峰对应的多普勒频率可以表示为<sup>[3]</sup>

$$f_B = \pm \frac{2v \cos \beta}{\lambda} = \pm \frac{v}{L} = \pm 0.102 \sqrt{f_0 \cos \beta} \quad (1)$$

式中,  $v = \sqrt{gL/2\pi}$ , 表示深水重力波的流速;  $g$  为重力加速度;  $\beta$  为海浪与雷达照射方向的夹角;  $f_0$  为雷达载频,单位为 MHz;  $\pm$  号表示朝向及背离雷达波束的谐振海浪所产生的正负 Bragg 峰。在高频海洋回波中,除了两个最强的 Bragg 峰外,还存在高阶海杂波,高阶海杂波的产生机理比较复杂,但是也可以用一组正弦信号来描述<sup>[18-20]</sup>。在实际情况下,受雷达波束宽度和电离层带电粒子浓度变化等影响,雷达接收的海杂波会有所展宽。为实现舰船检测,天波雷达一般采用孔径约 2.5 km 的接收天线,减小波束照射的海面面积,从而降低海杂波幅度和带宽;另外还采用电离层监测设备,选择稳定电离层信道对应的工作频率,并采用解污染方法校正电离层影响。不失一般性,可采用正弦波模型。

假设  $t$  时刻某待检测单元一个 CIT 内采样数据为  $\mathbf{x} = [x(t - (p-1)\delta_t) \cdots x(t - \delta_t) \ x(t)]^T$ , 其中,  $p$  为相参积累脉冲个数;  $\delta_t$  表示采样间隔;  $[\cdot]^T$  表示矩阵的转置运算。海杂波可以用  $r$  个角频率为  $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_r$  的正弦信号来描述,目标的多普勒角频率为  $\omega_0$ , 噪声为高斯白噪声,采样间隔为  $1/F_p, F_p$  为脉冲重复频率。则采样数据  $\mathbf{x}$  可写为

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 & 1 \\ e^{j\omega_1} & \cdots & e^{j\omega_r} & e^{j\omega_0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ e^{j(p-1)\omega_1} & \cdots & e^{j(p-1)\omega_r} & e^{j(p-1)\omega_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ \vdots \\ c_r \\ s_T \end{bmatrix} + \mathbf{n} \quad (2)$$

写成矩阵的形式为

$$\mathbf{x} = \mathbf{s}_T + \mathbf{c} = \mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3)$$

式中,  $\mathbf{s}_T$  为目标信号部分;  $\mathbf{c}$  为杂波加噪声部分。如果观测单元中不存在目标,则在式(2)中  $\mathbf{s}_T = 0$ 。海杂波抑制问题就是从待检测单元数据  $\mathbf{x}$  中分辨海杂波和目标,并通过信号处理方法使 SCNR 最大。

### 2 自适应海杂波抑制方法

海杂波在相邻的距离和方位单元内有较强的相关性,而目标只存在于 1~2 个分辨单元内,与其他相邻单元相关性较弱,因此可以把临近单元回波信号作为参考设计自适应滤波器。

假设由参考单元得到的杂波和噪声协方差矩阵为  $\mathbf{R}$ , 理想条件下矩阵  $\mathbf{R}$  为满秩矩阵,即  $\text{rank}(\mathbf{R}) = p$ , 对  $\mathbf{R}$  作特征值分解,可根据特征值大小划分子空间。假设参考单元中含有  $r$  个杂波信号,则  $\mathbf{R}$  的特征值记为  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_r > \lambda_{r+1} = \dots = \lambda_p$ 。  $r$  个明显较大特征值对应的特征向量组

成矩阵  $U_c, U_n$  张成杂波子空间,余下的  $(p-r)$  个相等的小特征值对应的特征向量组成矩阵  $U_{cn}, U_{cn}$  张成噪声子空间。得到杂波子空间后,可计算矢量  $x$  在杂波干扰子空间的投影分量为

$$y_c = \sum_{i=1}^r u_i^H x u_i = U_c U_c^H x \quad (4)$$

式中,  $u_i$  为  $r$  个大特征值对应的特征矢量。根据式(5)将  $x$  在杂波干扰子空间的分量滤除

$$\tilde{y}_{EVD-1} = x - y_c \quad (5)$$

得到杂波抑制之后的数据  $\tilde{y}_{EVD-1}$ 。这是文献[11]提出的基于 EVD 的海杂波抑制方法,记为 EVD-1 方法。

另外,文献[12]提出一种基于特征分解的海杂波抑制方法,记为 EVD-2 方法。该方法的估计协方差矩阵为

$$R_c = \sum_{i=1}^K |\eta_i|^\gamma s_i s_i^H / \sum_{i=1}^K |\eta_i|^\gamma \quad (6)$$

式中,  $\eta_i$  为当前待检测单元与邻近参考单元测量值的相关系数,定义为  $\eta_i = s^H s_i / \|s\| \|s_i\|$ ,其中,  $s$  为当前检测单元中的杂波组成的向量,  $s_i$  是参考单元中杂波组成的向量;  $\gamma \in (1, 2)$ ;  $|\eta_i|^\gamma$  表示不同参考单元对相关矩阵的贡献不同;  $K$  为参考单元个数。考虑到噪声的影响,则  $R = R_c + \sigma_n^2 I$ ,其中,  $\sigma_n^2$  为噪声方差,  $I$  为单位矩阵,可以得到协方差矩阵的估计值。对  $R$  作特征分解,用式(7)所示方法实现对消

$$y_{EVD-2} = \sum_{i=1}^p f(\lambda_i) P_i x \quad (7)$$

式中,  $P_i$  是由  $R$  的特征值  $\lambda_i$  对应特征矢量构成的投影矩阵;函数  $f(\lambda_i)$  在  $\lambda_i$  取值越小时函数值越大。文献[12]中取  $f(\lambda_i) = \frac{1}{\lambda_i}$ 。

在 EVD-2 方法中,式(6)是一种加权估计协方差矩阵的方法,式(7)是杂波抑制方法的关键,当  $f(\lambda_i) = 1/\lambda_i$  时,  $\sum_{i=1}^p f(\lambda_i) \cdot P_i = U \Lambda^{-1} U^H = R^{-1}$ ,其中,  $U$  是  $R$  的所有特征向量组成的矩阵;  $\Lambda^{-1}$  是由  $1/\lambda_i$  组成的对角阵。所以,  $\sum_{i=1}^p f(\lambda_i) P_i$  是  $R^{-1}$  的特征分解表示形式。

综上所述,文献[11]提出的 EVD-1 方法是文献[12]提出的 EVD-2 方法的一种特殊形式,EVD-2 方法更具有一般性,表明基于 EVD 的自适应海杂波抑制方法是通过特征值的函数来控制检测单元数据向不同特征子空间投影分量的大小,从而实现抑制杂波的目的。

当目标与杂波的多普勒频率相差较大时,上述两种 EVD 方法能够较好地分辨目标和杂波,并实现杂波抑制,但是当目标与杂波多普勒频率非常接近,以至于傅里叶谱分析不能分辨目标和杂波时,考虑到特征子空间的超分辨谱分析特点,则待检测单元抑制杂波之后的傅里叶谱就会

出现目标谱峰分裂或者目标谱峰偏移现象。这是因为协方差矩阵  $R$  是由无目标的参考单元估计得到,当杂波与目标的多普勒频率接近时,为抑制杂波,自适应处理方法必须在杂波所在频率处形成零点。谱峰分裂使得虚警概率增大,OTHR 检测慢速运动目标性能下降,谱峰偏移使得速度测量误差增大,因此需对传统自适应杂波抑制方法进行改进。

### 3 MEVD 海杂波抑制方法

杂波多普勒频率与目标多普勒频率接近的情况对应空域自适应处理中存在主瓣干扰的情况,文献[21]提出一种基于数据阻塞预处理的空域主瓣干扰抑制技术,该方法先用空间谱估计技术估计主瓣内干扰方位,然后用阻塞预处理的方法抑制主瓣内干扰,同时不改变期望信号的波达方向,最后应用自适应处理方法实现其他干扰抑制。本文将引入到时域自适应杂波抑制中,可以解决杂波抑制之后目标多普勒谱分裂或者偏移问题。该阻塞矩阵预处理对应时域中的两脉冲对消 MTI 滤波器,本文将其与 EVD 方法相结合得到 MEVD 方法。

假设目标出现在一个强海杂波谱峰附近,先利用高分辨谱估计技术估计该杂波的多普勒频率。由于杂波强度大,且在自适应杂波抑制方法中已经计算出  $R^{-1}$ ,所以可以采用 Capon 谱估计方法来估计杂波多普勒谱,之后与杂波抑制之后的多普勒谱比较,如果估计的杂波多普勒频率与目标多普勒频率接近,则应用 MEVD 方法,否则应用 EVD-2 方法。MEVD 方法的实现框图如图 2 所示。

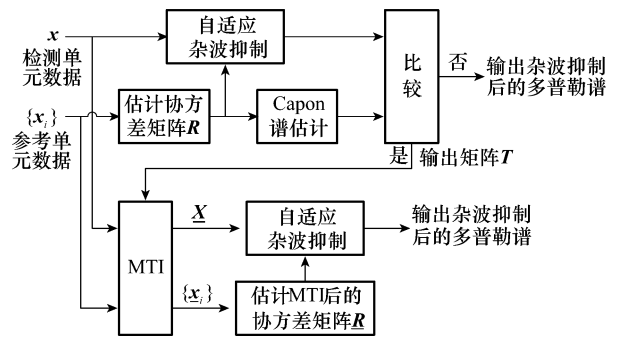


图 2 MEVD 方法实现框图

假设与目标多普勒频率相近的杂波多普勒频率为  $\omega_{c1}$ ,对参考单元数据和待检测处理单元数据进行 MTI 滤波,抑制该杂波成分。假设处理后的参考单元数据和待检测单元数据分别为  $\underline{x}_i$  和  $\underline{x}$ ,表示为

$$\underline{x}_i = T x_i \quad (8)$$

$$\underline{x} = T x \quad (9)$$

式中,  $T$  为  $(p-1) \times p$  维 MTI 滤波变换矩阵,表示为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & -e^{-j\omega_c \delta_t} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -e^{-j\omega_c \delta_t} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & -e^{-j\omega_c \delta_t} & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 1 & -e^{-j\omega_c \delta_t} \end{bmatrix} \quad (10)$$

它对应空域处理中的阻塞矩阵。显然,经过 MTI 滤波的各单元接收数据为  $(p-1)$  维向量。MTI 处理前第  $i$  个参考单元的数据为  $\mathbf{x}_i = [\mathbf{x}_i(t-(p-1)\delta_t) \ \cdots \ \mathbf{x}_i(t-\delta_t) \ \mathbf{x}_i(t)]^T$ , 其第  $k$  个数据为

$$\mathbf{x}_i(t-(p-k)\delta_t) = \sum_{j=1}^r s_j(t-(p-k)\delta_t) e^{j(k-1)\omega_k} + n_j(t-(p-k)\delta_t) \quad (11)$$

经过 MTI 滤波后,该信号可以表示为

$$\underline{\mathbf{x}}_i(t-(p-k)\delta_t) = \sum_{m=1}^r \underline{s}_m(t-(p-k)\delta_t) e^{j(k-1)\omega_m} + n_m(t-(p-k)\delta_t) \quad (12)$$

式中,  $k=1, \dots, p-1$ ,  $\underline{s}_m(t-(p-k)\delta_t) = s_m(t-(p-k)\delta_t) \cdot (1 - e^{j(\omega_m - \omega_{c1})})$ ,  $n_m(t-(p-k)\delta_t) = n_m(t-(p-k)\delta_t) - n_m(t-(p-k-1)\delta_t) \cdot e^{-j\omega_{c1}}$ 。比较式(11)和式(12)可得, MTI 滤波改变了信号的复幅度,但是不改变信号的多普勒频率,并且对与目标多普勒频率接近的杂波,其复幅度为 0,因此,MTI 滤波有效地抑制该强杂波成分。MTI 滤波处理损失的一个相干积累脉冲可忽略。对于检测单元数据来讲,上述分析结论仍然成立。

对检测单元和参考单元的数据进行 MTI 滤波处理,第二步通过 EVD-2 方法自适应抑制其他杂波。经过 MTI 滤波后的参考单元协方差矩阵为

$$\mathbf{R} = \mathbf{I} \mathbf{R} \mathbf{T}^H \quad (13)$$

则自适应杂波抑制后的数据为

$$\underline{\mathbf{y}} = \mathbf{R}^{-1} \underline{\mathbf{x}} \quad (14)$$

对  $\underline{\mathbf{y}}$  作谱分析,可以在多普勒域实现目标检测。

需要注意,本文考虑的是目标未被杂波完全遮蔽的情况,因此,上述方法同样适合处理目标在多普勒域位于展宽海杂波边缘的情况。对于目标被展宽杂波完全遮蔽情况下问题需要从单模工作方式和多模工作方式分别分析,已另文详细阐述。

## 4 仿真实验和实测数据处理结果

### 4.1 仿真实验结果与分析

通过仿真实验来验证已有基于 EVD 的自适应杂波抑制方法中当目标与杂波多普勒频率接近时,抑制杂波之后的目标谱出现谱峰分裂或偏移现象。

仿真中目标多普勒频率为  $-0.43$  Hz,信噪比为 25 dB;海杂波多普勒频率为  $-0.39$  Hz 和  $0.36$  Hz,对应杂噪比

CNR 分别为 40 dB 和 35 dB,噪声为高斯白噪声,均值为 0,方差为 1;CIT 为 10 s,数据长度为 50 点,并假设参考单元足够多。检测单元干扰抑制前的多普勒谱图(如图 3(a)所示)表明目标信号出现在杂波  $-3$  dB 带宽附近,傅里叶变换谱分析方法不能够分辨目标和杂波,因此无法检测目标信号。图 3(b)表明 EVD-2 方法能够实现抑制杂波并凸显目标。但是,由于目标与杂波的多普勒频率相差很小,杂波抑制之后的多普勒谱出现了谱峰分裂,较高谱峰位于  $-0.48$  Hz,与目标真实多普勒频率相差  $0.05$  Hz;除此之外,还出现了一个约为  $-10$  dB 的谱峰。可见,谱峰分裂产生虚警,并会影响参数估计精度。MEVD 方法处理结果(如图 3(c)所示)表明该方法可以有效解决与目标多普勒频率相近杂波抑制问题,在抑制杂波的同时没有产生谱峰分裂或者谱峰偏移,抑制杂波后目标出现在  $-0.43$  Hz 处。为说明 MTI 滤波器的影响,图 3(d)给出了 MEVD 方法和 EVD-2 方法处理增益与多普勒频率的关系。由图 3(d)可见,MTI 滤波器零点可以满足抑制与目标多普勒频率接近的部分杂波的要求,MEVD 方法可有效实现杂波抑制。在训练样本足够多的情况下,与 EVD-2 方法相比,MEVD 方法受 MTI 滤波器的凹口影响对信号衰减较大,综合比较图 3(b)和图 3(c),MEVD 方法输出 SCNR 比 EVD-2 方法大小约 5 dB,但是相对于谱峰分裂或偏移带来的虚警或测量误差,当探测大型目标时这样的处理损失是可以接受的;另外,实际海杂波一阶谱峰附近还存在高阶海杂波,在这种情况下本文提出的方法对目标附近高阶海杂波的抑制能力强于 EVD-2 方法,因此从信杂比的角度来讲,这降低了 MTI 滤波器对信号的影响。考虑到 MTI 对信号的影响,在实际应用时需要比较杂波谱峰与目标谱峰的相对位置(如图 2 所示),从而有选择性地应用杂波抑制方法。

### 4.2 实测数据处理结果与分析

实测数据 CIT 约为 3 s,参考单元个数为 8。以最大海杂波为参考,加入一个信杂比为  $-20$  dB 的目标,其多普勒频率为  $0.8$  Hz。傅里叶谱分析得到的多普勒谱如图 4(a)所示,目标被最强的一阶海杂波遮蔽,无法实现检测。EVD-2 方法和 MEVD 方法的处理结果如图 4(b)所示,由于目标多普勒频率与强海杂波的多普勒频率过于接近,同时考虑到海杂波受到电离层的调制而轻微展宽,EVD-2 方法处理后的目标多普勒谱峰发生了偏移,谱峰出现在  $1$  Hz 附近,偏移量约为  $0.2$  Hz,而 MEVD 方法处理后的目标多普勒则没有发生偏移,表明 MEVD 方法能较好地处理目标谱峰内杂波抑制问题。考虑到实测数据中高阶海杂波的影响,虽然 MEVD 方法对目标信号略有衰减,但是由于其对高阶海杂波的抑制作用效果明显,使其输出 SCNR 更高,与 EVD-2 方法相比 SCNR 改善约为 10 dB,更加有助于实现慢速运动舰船目标检测。

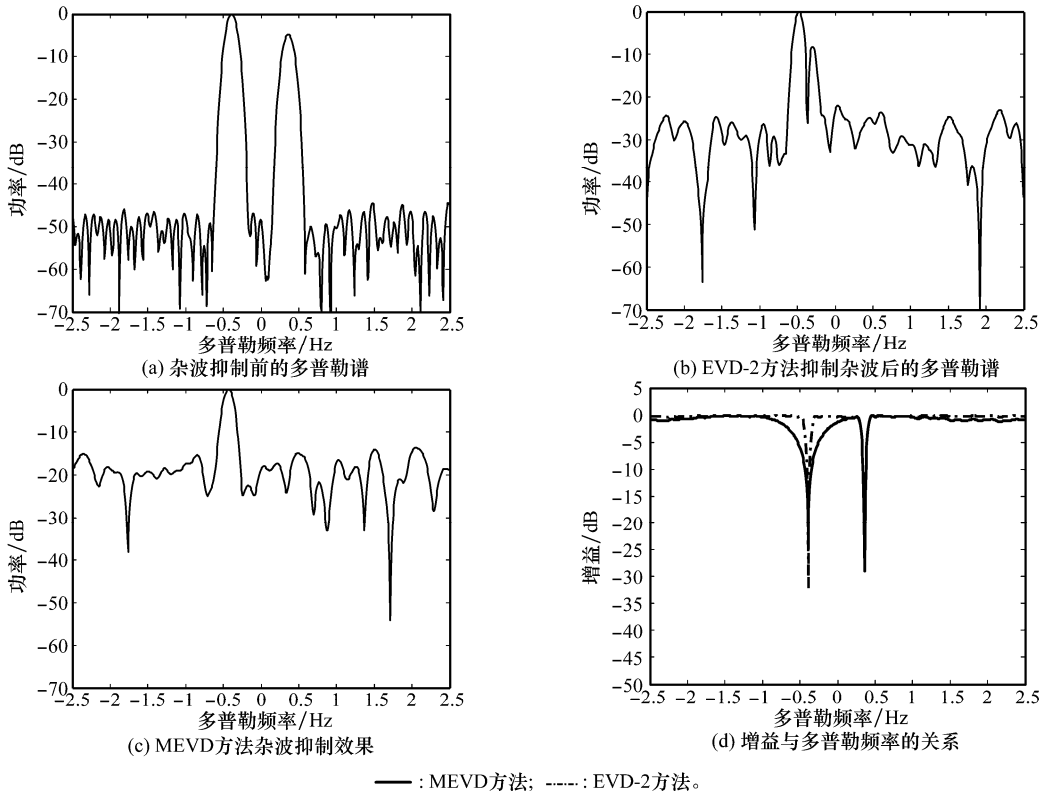


图 3 目标谱峰内存在杂波时的仿真实验结果

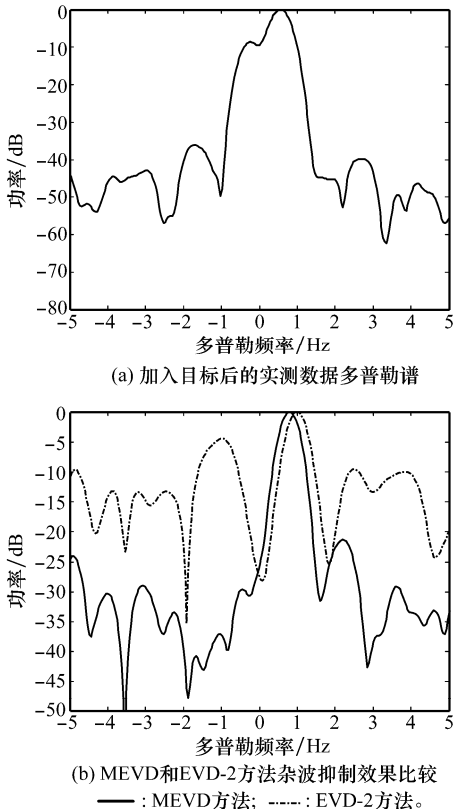


图 4 MEVD 和 EVD-2 方法处理实测数据结果

### 5 结 论

海杂波是影响 OTHR 检测舰船等慢速运动目标的主要因素,舰船可以利用航线和速度,使其隐藏在强海杂波背景中,达到躲避雷达探测的目的。海杂波抑制是 OTHR 在短 CIT 条件下检测舰船目标的一种有效途径。但是,现有自适应海杂波抑制方法会出现谱峰分裂或偏移现象,使虚警概率增大和速度测量精度下降。本文提出应用 MEVD 方法实现海杂波抑制。理论分析、仿真实验和实测数据处理结果均验证了 MEVD 方法能较好地解决谱峰分裂或偏移问题,改善 OTHR 检测舰船目标性能;另外,在目标信噪比较大,且杂波协方差矩阵估计较好的情况下,MEVD 方法可获得更优的海杂波抑制效果。

### 参考文献:

[1] 周文瑜, 焦培南. 超视距雷达技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008. (Zhou W Y, Jiao P N. *Over the horizon radar technology*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008.)

[2] Olkin J A, Nowlin W C, Barnum J R. Detection of ships using OTH radar with short integration times [C] // *Proc. of the IEEE National Radar Conference*, 1997:1-6.

[3] Headrick J M, Anderson S J. HF over-the-horizon radar[M]//Skolnik M. *Radar handbook*. 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2008.

[4] Gadwal V, Krolik J. A performance evaluation of autoregressive

- clutter mitigation methods for over-the-horizon radar [C] // *Proc. of the 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2003: 937 - 941.
- [5] Chen J W, Gao S. Detection of ships for OTHR based on AR-MUSIC algorithm[C]// *Proc. of the International Conference on Wireless Communications & Signal Processing*, 2009: 1 - 4.
- [6] Vizinho A, Wyatt L R. Evaluation of the use of the modified-covariance method in HF radar ocean measurement[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2001, 26(4): 832 - 840.
- [7] Root B. HF radar ship detection through clutter cancellation [C]// *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 1998: 281 - 286.
- [8] 郭欣, 倪晋麟, 刘国岁. 短相干积累条件下天波超视距雷达的舰船检测[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(4): 613 - 618. (Guo X, Ni J L, Liu G S. The ship detection of sky wave over-the-horizon radar with short coherent integration time[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2004, 26(4): 613 - 618.)
- [9] 负国飞. 高频雷达舰船检测方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2010. (Yuan G F. Study of ship detection method for high frequency radar[D]. Xi'an: Xidian University, 2010.)
- [10] Anderson S J, 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.
- [11] 邢孟道, 保铮, 强勇. 天波超视距雷达瞬态干扰抑制[J]. 电子学报, 2002, 30(6): 824 - 826. (Xing M D, Bao Z, Qiang Y. Transient interference excision in OTHR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2002, 30(6): 824 - 826.)
- [12] Wang G, Xia X G, Root B T, et al. Manoeuvring target detection in over-the-horizon radar using adaptive clutter rejection and adaptive chirplet transform[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2003, 150(4): 292 - 298.
- [13] Poon M W Y, Khan R H, Le-Ngoc S. A singular value decomposition (SVD) based method for suppressing ocean clutter in high frequency radar[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1993, 41(3): 1421 - 1425.
- [14] 陈俊斌, 卢琨, 刘兴钊. 天波雷达短驻留时间下海杂波抑制的改进算法[J]. 上海交通大学学报, 2004, 38(S1): 95 - 99. (Chen J B, Lu K, Liu X Z. An improved ocean clutter cancellation algorithm with short dwells in sky-wave radars[J]. *Journal of Shanghai Jiaotong University*, 2004, 38(S1): 95 - 99.)
- [15] Zhao Z G, Chen J W, Bao Z. A method to estimate subspace via Doppler for ocean clutter suppression in skywave radars [C]// *Proc. of the IEEE CIE International Conference on Radar*, 2011: 145 - 148.
- [16] Crombie D D. Doppler spectrum of sea echo at 13.56 MHz[J]. *Nature*, 1955(175): 681 - 682.
- [17] Barrick D E. First-order theory and analysis of MF/HF/VHF scatter from the sea[J]. *IEEE Trans. on Antennas Propagation*, 1972, 20(1): 2 - 10.
- [18] Shearman E D. HF ground wave radar for sea-state and swell measurement: theoretical studies, experiments and proposals [C]// *Proc. of the IEEE International Conference on Radar*, 1982: 101 - 106.
- [19] 谢俊好. 舰载高频地波雷达目标检测与估值研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2000. (Xie J H. Study of target detection and estimation for shipborne high frequency surface wave radar [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2000.)
- [20] Satish K S, John W. An analysis of the second-order Doppler return from the ocean surface[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1985, 10(4): 443 - 445.
- [21] 李荣锋, 王永良, 万山虎. 主瓣干扰下自适应方向图保形方法的研究[J]. 现代雷达, 2002, 24(3): 50 - 53. (Li R F, Wang Y L, Wan S H. Research of reshaping adapted pattern under main-lobe interference conditions[J]. *Modern Radar*, 2002, 24(3): 50 - 53.)