

岸-舰双基地波超视距雷达图像 域海杂波抑制方法

陈多芳¹,陈伯孝²,秦国栋²

(1. 西安电子科技大学生命科学技术学院, 陕西西安 710071; 2. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 由于双基地体制工作且接收平台运动,岸-舰双基地波超视距雷达接收到的一阶海杂波多普勒谱展宽严重.在分析扩展海杂波空时特性的基础上,提出图像域抑制方法.该方法首先计算检测距离和单元以及左右相邻距离和单元的空时二维谱,将空时二维谱转换成二值图像,再在图像域用相邻距离和单元海杂波对消检测单元海杂波.计算机仿真结果表明,该方法可以有效抑制海杂波.

关键词: 双基地波超视距雷达; 海杂波抑制; 图像域

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 02-0387-06

Sea Clutter Suppression in Image Domain for Coast-Ship Bistatic SWOTHR

CHEN Duo-fang¹, CHEN Bai-xiao², QIN Guo-dong²

(1. School of Life Sciences and Technology, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: The spectrum of the first-order sea clutter received by the coast-ship bistatic Surface Wave Over-The-Horizon Radar (SWOTHR) spreads severely due to the fact that this radar operates in bistatic mode and the receive station is moving. The spatial-temporal characteristics of the sea clutter are analyzed, which is followed by the presentation of the clutter suppression method in image domain. The spatial-temporal spectrum is first calculated, and then transformed to an image, finally the sea clutter at one range-sum bin is eliminated using the images at the adjacent range-sum bins. The computer simulation tells that the sea clutter can be suppressed by using this method.

Key words: bistatic surface wave over-the-horizon radar; surface clutter suppression; image domain

1 引言

岸-舰双基地波超视距雷达工作在高频波段,岸基发射站采用多个天线同时辐射不同载频调频中断连续波(FMICW)信号以保证各向同性照射,即不形成发射方向图,舰载接收站采用一个全向天线接收^[1].该雷达工作在双基地体制下,获得的是目标距离和(即发射站到目标再到接收站的距离)信息;通过在接收端进行的分离-调相-求和处理,得到特定方向的窄脉冲回波,即目标相对发射站的方位信息^[1].根据 Bragg 谐振原理^[2],高频波段电磁波照射海面,与海浪作用产生很强的散射回波即一阶海杂波.一阶海杂波频谱有两个峰,称为正、负 Bragg 峰.双基地体制下,接收平台运动导致海杂波一阶谱扩展.严重时正负部分连成一片,甚至覆盖整个多普勒频率范围,对目标检测形成严重干扰.因此,必须对扩展

的海杂波进行有效抑制.

对于岸基单站地波超视距雷达,文献[3,4]将一阶海杂波视为两个慢时变的窄带正弦信号,通过线性预测(LP)滤波器或基于奇异值分解(SVD)的 Hankel 降秩矩阵方法估计海杂波信号,进而实现海杂波对消.对于舰载单站地波超视距雷达,文献[5~7]利用正交加权的自适应空域滤波(SAP)及空时自适应处理(STAP)抑制扩展海杂波,效果较好;但为保证相干处理周期内一阶海杂波空时分布的一致性,空域滤波类算法对载舰的运动状态提出了较高的要求.岸-舰双基地波超视距雷达中,由于海杂波展宽,利用传统的动目标检测(MTD)方法仅在 Doppler 域检测目标可行性低.时频分析、STAP 等方法已被用于海杂波抑制及目标检测,均有一定效果.时频分析方法需要设计时频核^[8,9],STAP 类方法需要已知接收平台运动状态且对平台运动状态有要求^[10].由于

不同方位上(相对发射站)的海杂波多普勒频率不同,若目标回波在方向和多普勒频率上不同时与海杂波重合,可考虑在空时二维平面进行海杂波抑制和目标检测.双基地雷达中,杂波空时分布随距离变化,难以获得足够多的与检测距离和单元杂波统计特性相同的训练数据,不能直接采用基于数据协方差矩阵的空时二维杂波抑制方法.虽然不同方位和不同距离和单元的海杂波呈现非平稳性,但相邻距离和单元的海杂波在空时平面上具有一定的相似性,可采用相邻距离和单元回波数据抑制海杂波.

本文首先简要分析了岸-舰双基地波超视距雷达中的海杂波空时特性;考虑到相邻距离和单元的海杂波在空时分布相似但空时谱幅度有起伏,提出图像域海杂波抑制方法.该方法首先将空时二维谱转换成图像,再在图像域采用相邻距离和单元海杂波对消检测距离和单元海杂波,计算机仿真结果表明该方法可以有效抑制海杂波.

2 岸-舰双基地地波超视距雷达海杂波特性分析

岸-舰双基地波超视距雷达采用岸基阵列发射,且各阵元辐射不同载频的 FMICW 信号,第 k 路信号的时频关系如图 1 所示.图中,脉冲宽度为 T_e ,脉冲重复周期为 T_r ,频率调制周期为 T_m , $T_m = N_m T_r$, N_m 为一个调制周期内的脉冲数;调频带宽 $B_m = \mu T_m$, μ 为调频斜率.为描述方便,信号均以解析形式表示.理想情况下,第 k 个天线单元在一个调制周期内的发射信号为:

$$s_{ck}(t) = g(t)e^{j2\pi(f_k t - 0.5\mu t^2)}, 0 \leq t < T_m, k = 1, \dots, K \quad (1)$$

其中 $g(t)$ 为脉冲调制信号或称门控信号,

$$g(t) = \sum_{m=0}^{N_m-1} \text{rect}(t - mT_r), \text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_e \\ 0, & T_e \leq t \leq T_r \end{cases};$$

$f_k = f_0 + \Delta f_k = f_0 + p_k \cdot \Delta f$ 为第 k 个天线单元发射信号的载频, p_k 为频率编码,且 $p_k \in \{k - (K+1)/2\}$.

以单目标为例,设回波幅度为 1,不考虑噪声,目标回波可表示为

$$\begin{aligned} r(m, t) &\approx \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_{ik}) e^{j2\pi f_{ik} m T_m} = g(t - \tau_i) \\ &\cdot \sum_{k=1}^K e^{j2\pi [f_k(t + mT_m - \tau_{ik}) - 0.5\mu(t - \tau_{ik})^2]} e^{j2\pi f_{ik} m T_m}, \\ m &= 0, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (2)$$

式中, c 为光速, $\tau_{ik} = \tau_i + \Delta\tau_{ik}$, $\tau_i = R_i/c$, $\Delta\tau_{ik}$ 为目标到发射阵各阵元波程差对应的时延, R_i 为目标距离和, θ_i 为目标相对发射阵的方位角, f_{ik} 为目标回波多普勒频率,与目标速度以及接收平台速度有关.需要注意的是,由于由载频差引起的带宽远小于中心载频,即 $(K-1)\Delta f \ll f_0$,式(2)中忽略了不同载频对应的多普勒频率差异.目标回波信号处理流程为:先对接收信号进行带

通滤波,低噪声放大,再中频正交采样得到同相分量(I)和正交分量(Q),复解析信号与各发射参考信号共轭相乘,所得结果经过低通滤波器实现通道分离,然后进行 FFT 得到距离信息,最后通过发射综合、相干积累等处理得到方位、速度信息.

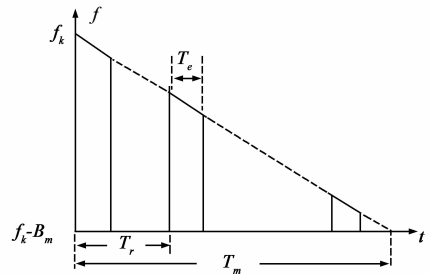


图1 FMICW的时频关系示意图

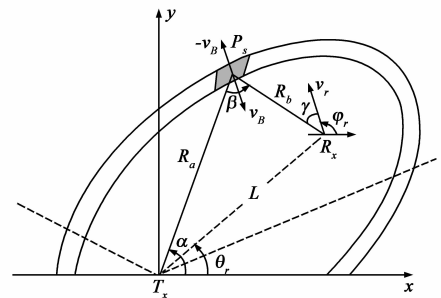


图2 雷达系统几何关系示意图

假设发射阵列为均匀线阵,图 2 所示为该雷达系统某时刻的几何关系^[10]. T_x 代表发射站、 R_x 为接收站,以发射阵列切向为 x 轴, P_s 表示某一海面散射单元. T_x 、 R_x 和 P_s 确定的平面称为双基地平面, β 称为双基地角, L 为基线, R_a 与 R_b 分别为发射站和接收站到散射单元的距离, $R = R_a + R_b$ 为该散射单元距离和.由图示的几何关系可知,回波同时到达接收站的海面散射单元处在同一个以发射和接收站为焦点的椭圆上,称为等距离和椭圆,散射波的传播距离等于该椭圆的长轴.根据一阶海杂波的谐振机理,海面散射单元 P_s 所产生的 Bragg 谐振,以相速 v_B 沿雷达双基地角平分线方向传播.设接收平台的运动速度大小为 v_r ,方向与参考方向即 x 轴夹角为 φ_r .对于给定双基地角的散射单元 P_s ,接收平台运动方向与接收路径方向的夹角确定,设为 γ ,则对应的海杂波一阶峰多普勒频率^[2,11]为:

$$f_d = f_B + f_{dr} \cos \gamma \quad (3)$$

式中, $f_B = \pm \frac{2v_B}{\lambda_0} \cos \frac{\beta}{2} \approx \pm 0.102 \sqrt{f_0 \cos \frac{\beta}{2}}$, f_B 单位为 Hz, f_0 是发射信号载频,单位为 MHz,正负号分别对应朝向和背离雷达运动的海浪; $v_B = \sqrt{\frac{g\lambda_0}{4\pi \cos(\beta/2)}}$ 为波长为 $\frac{\lambda_0}{2}$ 海浪的特性速度, $\lambda_0 = \frac{c}{f_0}$; $f_{dr} = v_r \lambda_0^{-1}$ 为接收平台

运动速度对应的多普勒频率.

根据几何关系有

$$\gamma = \alpha + \beta - \varphi_r, \cos$$

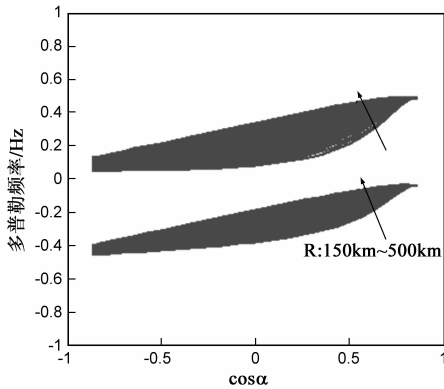
$$\gamma = \cos(\alpha + \beta - \varphi_r)$$

$$R_a = \frac{R^2 - L^2}{2[R - L\cos(\alpha - \theta_r)]} R_b = R - R_a$$

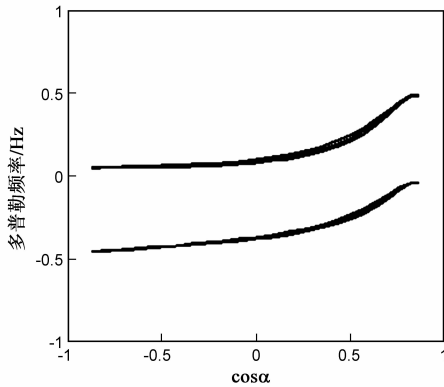
$$= \frac{R^2 - 2RL\cos(\alpha - \theta_r) + L^2}{2[R - L\cos(\alpha - \theta_r)]}$$

$$\cos\beta = \frac{R_a^2 + R_b^2 - L^2}{2R_aR_b} = 1 - \frac{2L^2\sin^2(\alpha - \theta_r)}{R^2 + L^2 - 2RL\cos(\alpha - \theta_r)}$$

$$\cos\frac{\beta}{2} = \sqrt{\frac{1 + \cos\beta}{2}}$$



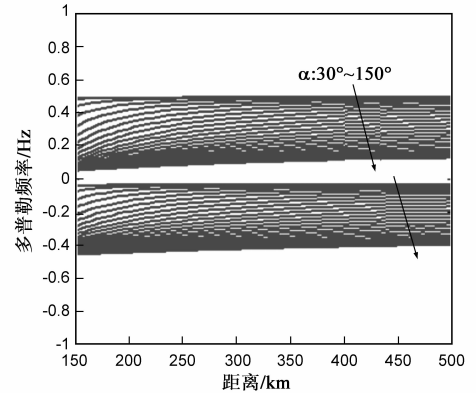
(a) 不同方位海杂波距离和-多普勒特性



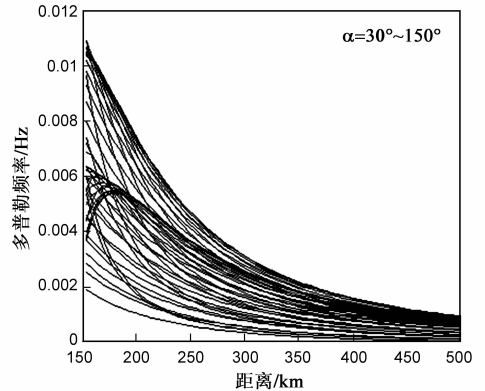
(c) 相邻三个距离和单元的海杂波空时特性

$$\begin{aligned} \text{因此,式(3)所示海杂波一阶峰多普勒频率可写成} \\ f_d(\alpha; R, L, \theta_r, \varphi_r) = f_B(\alpha; R, L, \theta_r) \\ + f_{dr}(\alpha; R, L, \theta_r, \varphi_r) \\ = \pm 0.102\sqrt{f_0\cos\frac{\beta}{2} + \frac{v_r}{\lambda_0}\cos(\alpha + \beta - \varphi_r)} \end{aligned} \quad (4)$$

可以看到,双基体制下,海杂波 Bragg 频率除了与工作频率有关,还与发射站、接收站和散射单元相互间的几何位置关系有关.不同的距离和单元,即使是同一方向的散射单元,其 Bragg 频率也不相同.若接收平台运动,则海杂波一阶峰多普勒频率还与接收平台运动速度有关.



(b) 不同距离和单元海杂波空时特性



(d) 相邻距离和单元海杂波多普勒频率差

图3 接收平台运动时的海杂波一阶峰特性曲线

岸-舰双基地波超视距雷达中的海杂波空时特性随距离变化,但相邻距离和单元海杂波空时特性具有一定相似性.下面简要分析两相邻距离和单元海杂波一阶峰多普勒频率关系.利用泰勒近似,根据式(4),有

$$f_d(\alpha; R + \Delta R, L, \theta_r, \varphi_r) - f_d(\alpha; R, L, \theta_r, \varphi_r) \approx \frac{\partial f_d(\alpha; R, L, \theta_r, \varphi_r)}{\partial R} \Delta R \quad (5)$$

为简洁起见,忽略除距离和以外的其它参数,上式可写成

$$f_d(R + \Delta R) - f_d(R) \approx \frac{\partial f_d(R)}{\partial R} \Delta R \quad (6)$$

根据式(4),可以得到

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_d(R)}{\partial R} = \pm 0.102\sqrt{f_0} \frac{1}{2\sqrt{2(1 + \cos\beta)}} \xi(R) + \\ \frac{v_r}{\lambda_0} \left[\cos(\alpha - \varphi_r) + \sin(\alpha - \varphi_r) \frac{1}{\sqrt{1 - \cos^2\beta}} \cos\beta \right] \xi(R) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{式中, } \xi(R) = (1 - \cos\beta) \frac{2[R - L\cos(\alpha - \theta_r)]}{R^2 + L^2 - 2RL\cos(\alpha - \theta_r)}$$

式(6)和(7)比较复杂,通过计算机仿真对其进行分析.仿真参数取: $f_0 = 6.75\text{MHz}$, 基线 $L = 100\text{km}$, $\alpha = 30^\circ \sim 150^\circ$, 距离和 $R = 150\text{km} \sim 500\text{km}$, 接收站方位 $\theta_r = 30^\circ$, 接收平台速度 $v_r = 10\text{m/s}$, 速度方向 $\varphi_r = 40^\circ$. 图 3 所示

为海杂波一阶峰空时特性曲线. 图 3(a)为 α 由 30° 到 150° 时的距离和-多普勒曲线. 可以看到, 不同方位的海杂波距离和-多普勒曲线差异较大, 任一距离和单元海杂波一阶谱均覆盖较宽的多普勒频率范围. 图 3(b)所示为不同距离和单元海杂波空时特性曲线. 可以看到接收平台运动时, 海杂波一阶峰空时特性随距离和变化而变化. 图 3(c)为相邻三个距离和单元的海杂波一阶峰空时特性, 有一定的相似性. 图 3(d)所示为方位 $\alpha = 30^\circ \sim 150^\circ$ 时, 不同距离和处的相邻距离和单元多普勒频率差. 可以看到, 相邻距离和单元海杂波多普勒频率差异较小, 空时分布具有一定的相似性.

3 图像域海杂波抑制方法

由上小节知, 相邻距离单元海杂波空时特性有相似性. 若同一方位、相邻距离和单元海杂波多普勒频率差异小于一到两个多普勒分辨单元(多普勒分辨率取决于计算空时谱所采用的调频周期数), 可采用相邻距离单元回波数据抑制海杂波. 由于训练数据样本不足以及相邻距离单元海杂波在空时平面上具有一定的相似性, 故在图像域抑制海杂波.

根据海杂波的统计特性, 可以把同一距离和单元的海面看作是许多“点”散射体的组合^[2, 12]. 海杂波就是这些不同幅度、不同相位的“点”散射体回波叠加合成, 而“点”散射体的大小可以根据方位分辨力以及满足的随机分布来确定^[2, 12]. 设第 l 个距离单元由 N 个“点”散射体, 第 i 个“点”散射体的多普勒频率分别为 f_{dpi} 和 f_{dni} , 则经过混频、低通滤波以及距离维 FFT 后, 第 k 个通道、第 m 个调频周期的海杂波信号可以表示为:

$$c_l(k, m) = \sum_{i=1}^N \alpha_i(k, m) \exp(j2\pi f_{dpi} m T_m) \exp(j\varphi_{ki}) + \sum_{i=1}^N \rho_i(k, m) \exp(j2\pi f_{dni} m T_m) \exp(j\varphi_{ki}),$$

$$k = 1, \dots, K, m = 0, \dots, M - 1 \quad (8)$$

式中, $\alpha_i(k, m)$ 和 $\rho_i(k, m)$ 分别为朝向和背离雷达运动的海杂波幅度, φ_{ki} 为第 i 个“点”散射体到第 k 个发射阵元波程(以发射阵中心为参考)引起的相位差.

设雷达发射阵线由 K 个阵元组成, 一次相干处理周时间为 M 个调频周期, 则根据第二节分析, 对接收信号进行混频、低通滤波, 再进行距离维 FFT, 第 l 个距离单元对应的空时采样矩阵可表示为

$$\mathbf{X}_l = [\mathbf{x}_1 \quad \mathbf{x}_2 \quad \dots \quad \mathbf{x}_M] = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \dots & x_{1,M} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \dots & x_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x_{K,1} & x_{K,2} & \dots & x_{K,M} \end{bmatrix}_{K \times M} \quad (9)$$

在二元假设 H_0 (无目标)和 H_1 (有目标)中, 假设各

种已经抑制干扰, 则空时采样矩阵 \mathbf{X}_l 可以简单表示为如下形式:

$$H_0: \mathbf{X}_l = \mathbf{C}_l + \mathbf{N}_l \quad (10)$$

$$H_1: \mathbf{X}_l = \mathbf{C}_l + \mathbf{S}_l + \mathbf{N}_l$$

式中, \mathbf{C}_l 、 \mathbf{N}_l 和 \mathbf{S}_l 分别为海杂波、噪声和目标对应的空时采样矩阵.

第 l 个距离和单元的空时谱可由下式计算得到:

$$h_l(\alpha, f_d) = |\mathbf{w}_s^H(R_l, \alpha) \mathbf{X}_l \mathbf{w}_i^*(f_d)| \quad (11)$$

式中, R_l 为第 l 个距离和单元对应距离; $|\cdot|$ 表示取模; \mathbf{H} 表示共轭转置; $*$ 表示共轭; $\mathbf{w}_s(R_l, \alpha) = [e^{-j2\pi f_s(R_l - d_k \cos \alpha)/c} \dots e^{-j2\pi f_s(R_l - d_k \cos \alpha)/c}]^T$ 为空域导向矢量; $\mathbf{w}_i(f_d) = [1, e^{j2\pi f_d T_m}, \dots, e^{j2\pi f_d (M-1)T_m}]^T$ 为时域导向矢量.

将式(11)中的 (α, f_d) 看成像素点, $h_l(\alpha, f_d)$ 看成该点颜色值, 则对 (α, f_d) 的所有取值, $h_l(\alpha, f_d)$ 可看成一幅图像. 由于接收天线全向工作, 各个方向的海杂波都被接收到. 因此, 空时平面上, 海杂波呈片状, 而目标只占几个像素点. 海杂波抑制的基本处理流程如图 4 所示, 主要包括: 首先计算待检测距离和单元及其左右相邻单元的空时二维谱, 将空时谱转换成灰度图像, 对图像分割得到二值图像并进行形态学滤波. 用相邻距离和单元灰度图像和二值图像分别对消检测单元灰度图像和二值图像中的海杂波, 最后对残差灰度图像和残差二值图像进行融合. 此处假设各种干扰已经抑制, 空时二维谱只包括海杂波和目标回波, 目标回波在空时二维平面上与海杂波不重合, 且海杂波与目标回波比噪声背景强.

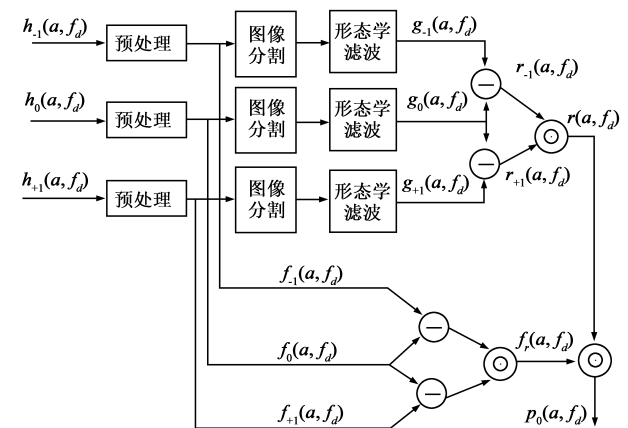


图4 海杂波抑制处理流程

设检测距离和单元有目标, 该单元空时二维谱为 $h_0(\alpha, f_d)$. 取与其左右相邻的距离和单元作参考单元, 空时二维谱分别用 $h_{-1}(\alpha, f_d)$ 和 $h_{+1}(\alpha, f_d)$ 表示. 对三个距离和单元空时二维谱进行预处理, 得到空时二维灰度图像, 分别记为 $f_0(\alpha, f_d)$ 、 $f_{-1}(\alpha, f_d)$ 和 $f_{+1}(\alpha, f_d)$. 预处理用于图像平滑, 以减少噪声背景和目标点(目标点包括指海杂波与目标回波信号)起伏. 利用双峰

法^[13,14]对空时二维图像进行图像分割,得到二值图像.若三个距离和单元的海杂波分布完全一致,则参考距离和单元图像与检测距离和单元图像对消后,残差图像中只包括目标.

实际中,由于邻近距离和单元海杂波分布存在一定差异,对分割后的图像进行形态学滤波^[15],使三个距离单元图像中海杂波结构尽量相似.上述抑制海杂波过程中,我们选择闭运算,以消除三幅图像中片状海杂波可能存在的凹洞和缝隙.所选结构元素尺寸应小于目标图像,以免目标被滤除.三个距离和单元形态学滤波结果分别用 $g_0(\alpha, f_d)$ 、 $g_{-1}(\alpha, f_d)$ 和 $g_{+1}(\alpha, f_d)$ 表示,则用参考单元对检测单元进行对消后得到的残差图像分别为

$$r_{-1}(\alpha, f_d) = |g_0(\alpha, f_d) - g_{-1}(\alpha, f_d)| \quad (12)$$

$$r_{+1}(\alpha, f_d) = |g_0(\alpha, f_d) - g_{+1}(\alpha, f_d)| \quad (13)$$

由于 $g_{-1}(\alpha, f_d)$ 、 $g_{+1}(\alpha, f_d)$ 与 $g_0(\alpha, f_d)$ 中的海杂波分布有一定差异,两幅残差图像中海杂波有剩余,且剩余海杂波也有一定差异,故对两幅残差图像进行点乘操作进一步抑制海杂波,海杂波对消后的图像为

$$r(\alpha, f_d) = r_{-1}(\alpha, f_d) \odot r_{+1}(\alpha, f_d) \quad (14)$$

式中, \odot 表示点乘,即两幅图像各像素对应相乘.

对三个距离和单元的空时二维图像亦进行对消及点乘操作,得到 $f_r(\alpha, f_d)$, 则检测单元海杂波抑制后的空时二维图像以及沿多普勒维的输出可分别表示为

$$p_0(\alpha, f_d) = r(\alpha, f_d) \odot f_r(\alpha, f_d) \quad (15)$$

$$p(f_d) = \sum_{\alpha} p_0(\alpha, f_d) \quad (16)$$

有目标存在时, $p(f_d)$ 在目标多普勒位置处较大,据此可判定目标存在与否并得到目标多普勒信息.

4 计算机仿真

根据海杂波的统计特性,同一距离和单元的海面可看作许多“点”散射体的组合.海杂波就是这些不同幅度、不同相位的“点”散射体回波叠加合成,而“点”散射体的大小可以根据方位分辨率以及满足的随机分布来确定.由于海浪可看作正态平稳随机过程,不妨设“点”散射体回波幅度服从正态分布,而回波相位则服从 $[0, 2\pi]$ 上的均匀随机分布,具体仿真见文献[12].

仿真参数如下: $f_0 = 6\text{MHz}$, 发射阵元数 $K = 16$, 调频带宽 $B_m = 60\text{KHz}$, 载频间隔 $\Delta f = 1\text{KHz}$, 调制周期 $T_m = 0.45\text{s}$, 积累周期数 $M = 256$, 基线 $L = 120\text{km}$, $\alpha = 30^\circ \sim 150^\circ$, 接收站方位 $\theta_r = 30^\circ$. 设 $R = 300\text{km}$ 处有一目标, 方位角 $\theta_t = 90^\circ$, 等效速度 $v_t = 16\text{m/s}$, 空时二维平面上, 信噪比 15dB , 杂噪比为 20dB . 图 5(a) 为目标所在距离和单元二值图像, 图 5(b) 和 5(c) 分别为与 $R = 300\text{km}$ 左右相邻两距离和单元(一个距离和单元为 5km 即一个距离和分辨率)的二值图像. 可以看到, 目标占若干个像素, 海杂波正负部分分别呈连通的片状结构.

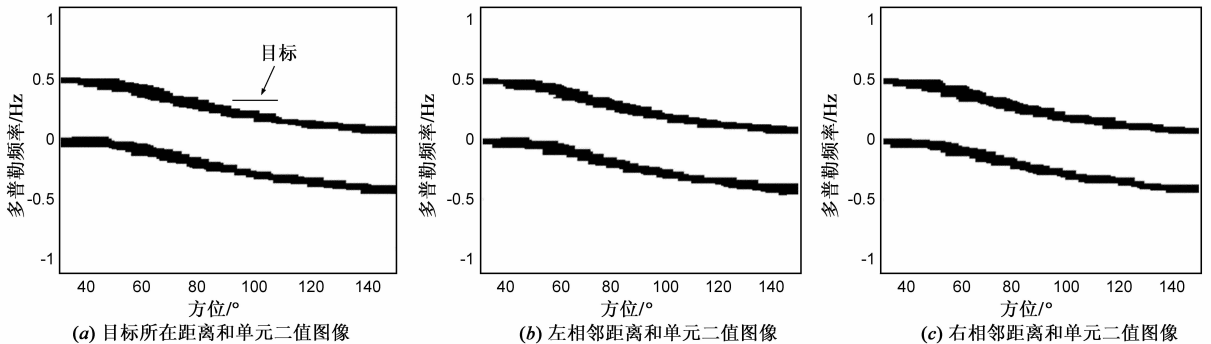


图5 相邻三距离和单元二值图像

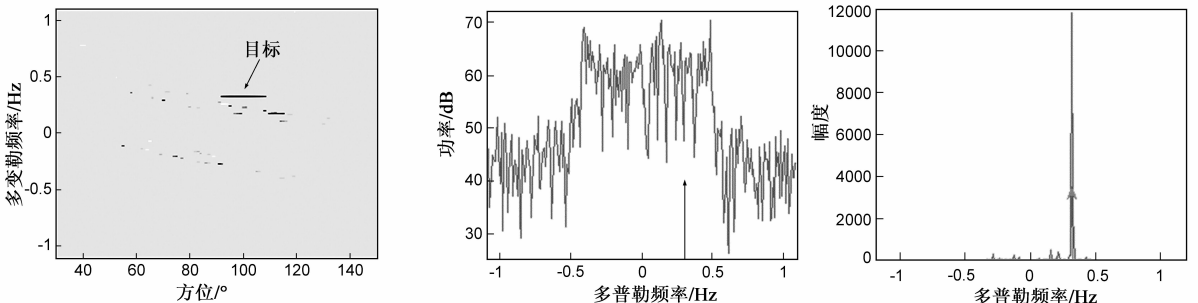


图6 海杂波抑制后目标所在距离和单元灰度图

图7 海杂波抑制前后结果

图 6 所示为海杂波抑制后目标所在单元的空时二

维灰度图,海杂波已被有效抑制.图 7(a)和 7(b)为海

杂波抑制前后结果对比,其中箭头为真实目标位置.图7(a)中,海杂波明显展开,目标完全淹没.图7(b)中,海杂波抑制后目标清晰可见.图7(b)结果根据式(16)得到,目标多普勒频率位置输出最大.但由于海杂波抑制过程中采用了非线性处理(如图像分割、图像点乘等),目标所在距离和单元的多普勒维输出幅度没有明确的物理含义.

5 小结

岸-舰双基地波超视距雷达接收平台运动时海杂波一阶峰频谱展宽,展宽严重时,正负部分连成一片,覆盖绝大部分雷达可检测多普勒频率范围.利用传统的动目标检测(MTD)方法仅在 Doppler 域检测目标可行性低.本文在简要分析海杂波空时分布的基础上,结合海杂波特点,提出图像域海杂波抑制方法.该方法首先计算检测距离和单元以及左右相邻距离和单元的空时二维谱,将空时谱转换成灰度图像,对图像分割得到二值图像并进行形态学滤波.用相邻距离和单元灰度图像和二值图像分别对消检测单元灰度图像和二值图像中的海杂波,最后对残差灰度图像和残差二值图像进行融合.计算机仿真结果表明,该方法在一定条件下可以有效抑制接收平台运动时的扩展海杂波,提高对目标的检测性能.而对图像域海杂波抑制方法的性能分析比较复杂,将是我们下一步工作的重点.

参考文献:

- [1] 陈伯孝,许辉,张守宏.舰载无源综合脉冲孔径雷达及其若干关键问题[J].电子学报,2003,31(12):1776-1779.
Chen Bai-xiao, Xu Hui, Zhang Shou-hong. Ship-based passive synthetic impulse and aperture radar and some key questions [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1776-1779. (in Chinese)
- [2] R H Khan. Ocean-Clutter Model for High-Frequency Radar [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1991, 16(2): 181-188.
- [3] M W Poon, R H Khan, Son Le-Ngoc. A Singular Value Decomposition (SVD) Based Method for Suppressing Oceanic Clutter in High Frequency Radar[J]. IEEE Trans on SP, 1993, 41(3): 1421-1425.
- [4] R H Khan, D Power, J Walsh. Ocean Clutter Suppression for an HF Ground Wave Radar [A]. IEEE CCECE' 97 [C]. Piscataway: IEEE Press, 1997. 512-515.
- [5] J Xie, Y Yuan, Y Liu. Suppression of sea clutter with orthogonal weighting for target detection in shipborne HFSWR[J]. IEE

- Proc. Radar Sonar and Navig. . 2002, 149(1): 39-44.
- [6] J Xie, Y Liu. Experimental analysis of sea clutter in shipborne HFSWR[J]. IEE Proc. Radar, Sonar and Navig. , 2001, 148(2): 67-71.
- [7] J Xie, Y Yuan, Y Liu. Optimum weights of DPCA processing for shipborne HFSWR [A]. Proceeding of ICSP' 98 [C]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 1998. 1544-1547.
- [8] T Thayaparan, S Kennedy. Detection of a Maneuvering Air Target in Sea-Clutter using Joint Time-Frequency Analysis Techniques [J]. IEE Proc. Radar Sonar and Navig. , 2004, 151(1): 19-30.
- [9] 尚海燕. 岸-舰双/多基地地波超视距雷达机动目标检测 [D]. 西安电子科技大学博士论文, 2008. 42-66.
- [10] 刘春波. 岸-舰双基地高频地波 SIAR 系统及其相关技术研究 [D]. 西安电子科技大学博士论文, 2008. 105-122.
- [11] Chunbo Liu, Baixiao Chen, Duofang Chen et al. Analysis of First-order sea clutter in shipborne bistatic HF surface wave radar [A]. Proc. of 2006CIE International Conference on Radar [C]. Piscataway: IEEE Press, 2006. 1656-1659.
- [12] 冀振元. 舰载超视距雷达目标与海杂波特性分析与模拟 [D]. 哈尔滨工业大学博士论文, 2001. 40-60.
- [13] 韩思奇, 王蕾. 图像分割的阈值法综述 [J]. 系统工程与电子技术, 2002, 24(6): 91-94.
Han Si-qi, Wang Lei. A Survey of Thresholding Methods for Image Segmentation [J]. Systems engineering and electronics, 2002, 24(6): 91-94. (in Chinese)
- [14] S Lee, S Chung. A Comparative Performance Study of Several Global Thresholding Techniques for Segmentation [J]. Computer Vision, Graphics and Image Processing, 1990, 52(4): 171-190.
- [15] P Bhattacharya, W Zhu, K Qian. Shape recognition method using morphological hit-or-miss transform [J]. Journal of Optical Engineering, 1995, 34(6): 1718-1725.

作者简介:

陈多芳 女, 1983 年生于安徽, 2009 年获西安电子科技大学博士学位, 博士期间主要研究方向为岸-舰双基地波超视距雷达系统及信号处理方法. 现为西安电子科技大学生命科学技术学院讲师.
E-mail: chenduofang@yahoo.com.cn

陈伯孝 男, 1966 年生于安徽, 1997 年获西安电子科技大学博士学位, 现任西安电子科技大学教授, 博士生导师, 研究方向包括新体制雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等, 发表论文 90 余篇.
E-mail: bxchen@xidian.edu.cn