

基于电磁散射模型的宽带雷达海杂波特性的分析

刘万萌, 童创明, 王 童, 彭 鹏

(空军工程大学防空反导学院, 西安, 710051)

摘要 宽带雷达在抗干扰、目标识别与跟踪等方面具有独特优势。基于粗糙面电磁散射模型对宽带雷达海杂波特性的进行了分析。首先利用 PM 谱函数建立二维海洋粗糙面, 引入锥形入射波来克服粗糙面的边缘衍射; 然后利用物理光学电磁散射模型, 并结合子带合成法, 得到宽带条件下散射单元的杂波幅度; 最后对宽带雷达杂波回波信号进行建模与仿真, 得到海面环境杂波的频谱特性和一维距离像, 进而分析了雷达工作带宽、入射擦地角和海面风速对海杂波特性的影响。仿真结果表明: 雷达工作带宽增加, 入射擦地角减小, 海杂波回波幅值均有明显下降, 而海面风速对海杂波幅值影响不太明显。

关键词 宽带雷达; 电磁散射模型; 子带合成; 杂波特性

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2017.06.010

中图分类号 TN011 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2017)06-0058-06

Research on the Characteristics of Wideband Radar Sea Clutter Based on the Scattering Model

LIU Wanmeng, TONG Chuangming, WANG Tong, PENG Peng

(Air Defense and Anti-Missile College, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China)

Abstract: Wideband radars have particular advantages in aspects of anti-jamming, object identification and tracking. In this paper, the characteristics of wideband radar sea clutter are analyzed based on the rough surface scattering model. Firstly, the two-dimensional ocean rough surface is built by using PM spectral function, and the tapered incident wave is applied to eliminate the edge diffraction. Afterwards, the wideband radar clutter amplitude of scattering cell can be obtained by using the physical optics (PO) scattering model and sub-band synthesis. Finally, the wideband radar clutter echoes are modeled and simulated. The spectrum characteristic and high resolution range profile (HRRP) of the sea clutter are achieved. The impacts of bandwidth, grazing angle and wind speed on the characteristics of sea clutter are analyzed respectively. The simulation results show that radar band width increase and the grazing angle decrease while the echoes amplitude of sea clutter have a significant decline. Meanwhile the impact of wind speed is not obvious.

Key words: wideband radar; scattering model; sub-band synthesis; characteristics of clutter

宽带雷达具有较高的距离分辨能力, 在精确探测与成像、高精度跟踪与识别等方面具有独特优

势^[1]。随着雷达技术的发展, 弹载雷达和机载雷达逐渐采用宽带技术, 针对弹载宽带雷达体制, 文献

收稿日期: 2017-06-21

基金项目: 国家自然科学基金(61372033)

作者简介: 刘万萌(1993—), 男, 山东菏泽人, 硕士生, 主要从事目标与环境散射研究. E-mail: lwmm18905408097@163.com

引用格式: 刘万萌, 童创明, 王童, 等. 基于电磁散射模型的宽带雷达海杂波特性的分析 [J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2017, 18(6): 58-63. LIU Wanmeng, TONG Chuangming, WANG Tong, et al. Research on the Characteristics of Wideband Radar Sea Clutter Based on the Scattering Model [J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2017, 18(6): 58-63.

[2]研究了一种抑制杂波、有效改善检测性能的目标检测新方法。文献[3]以机载雷达为背景,对超宽带条件下的信杂比和杂波谱进行了分析。

杂波是在雷达探测目标时接收到的海面等干扰回波信号^[4],具有较强的随机性,通常利用统计特性来描述杂波的特征^[5-6]。文献[7]采用 4 种分布模型对海杂波幅度统计分布特性进行分析,通过与实测数据的拟合对比,分析了在不同分辨率、不同擦地角等情况下海杂波所满足的分布模型。文献[8]对杂波模拟生成方法进行研究,分析了采用零记忆非线性变换法和基于独立采样的方法产生杂波的过程。但是杂波的统计模型不具有物理特性,不能反映环境的起伏和尺寸等特征。文献[9]采用广义平板物理模型和子带合成法对超宽带雷达地杂波进行建模和仿真,将地面测量区视作由许多方向不同的平板组合而成。其对杂波的仿真采用了能够反映地面变化特征的物理建模方法,但是利用平板模型来模拟地面环境比较粗糙。

本文基于粗糙面电磁散射理论对宽带雷达海杂波进行建模和分析。

1 基于三角面元的物理光学电磁散射模型

1.1 海面几何建模

本文应用 PM 海谱函数结合蒙特卡洛法生成海洋粗糙面。二维 PM 海洋谱表达式为^[10]:

$$W_{PM}(k, \phi) = \frac{\alpha}{2k^4} \exp\left(-\frac{\beta g^2}{k^2 U_{19.5}^4}\right) \Phi(\phi) \quad (1)$$

式中: α 和 β 是经验常数, $\alpha = 8.1 \times 10^{-3}$, $\beta = 0.74$; g 是重力加速度; $U_{19.5}$ 是海面上方 19.5 m 处的风速; $\Phi(\phi)$ 为扩散函数。图 1 为二维海洋粗糙面轮廓,粗糙面大小为 $L_x \times L_y = 20 \times 20 (\text{m}^2)$ 。

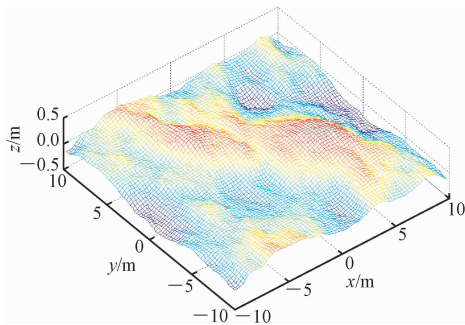


图 1 $U_{19.5} = 5 \text{ m/s}$ 的海洋粗糙面

Fig. 1 Ocean surface at the wind speed $U_{19.5} = 5 \text{ m/s}$

1.2 锥形入射波

在实际计算中生成的粗糙面都是有限的,在其边缘会发生绕射,引入锥形波可以消除人为截断

所引起的边缘衍射。

若入射波为 TE 波,则入射电磁场为:

$$\mathbf{E}_{\text{inc}}(\mathbf{r}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(jk_x x + jk_y y - jk_z z) \cdot E(k_x, k_y) \mathbf{h}_i(-k_z) dk_x dk_y \quad (2)$$

$$\mathbf{H}_{\text{inc}}(\mathbf{r}) = -\frac{1}{\eta_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(jk_x x + jk_y y - jk_z z) \cdot E(k_x, k_y) \mathbf{v}_i(-k_z) dk_x dk_y \quad (3)$$

式中: \mathbf{v}_i 和 \mathbf{h}_i 分别表示垂直极化和水平极化方向, $E(k_x, k_y)$ 表示入射波对应的谱函数^[11],其表达式为:

$$E(k_x, k_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} dx \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-jk_x x - jk_y y) \cdot \exp((jk_x x + jk_y y)(1 + \omega)) \exp(-t) dy \quad (4)$$

$$\begin{aligned} t &= t_x + t_y = (x^2 + y^2)/g_0^2 \\ t_x &= \frac{(\cos\theta_i \cos\varphi_i x + \cos\theta_i \sin\varphi_i y)^2}{g_0^2 \cos^2\theta_i} \\ t_y &= \frac{(-\sin\varphi_i x + y \cos\varphi_i)^2}{g_0^2} \\ \omega &= \frac{1}{k_0^2} \left[\frac{(2t_x - 1)}{g_0^2 \cos^2\theta_i} + \frac{(2t_y - 1)}{g_0^2} \right] \end{aligned}$$

式中: g_0 表示锥形波的波束宽度,当 g_0 取值合适时,才能保证计算的效率和准确性, g_0 和粗糙面尺寸 L 应满足如下关系^[12]:

$$g_0 \geq \frac{6}{(\cos\theta_i)^{1.5}}, L = 4g_0 \quad (5)$$

1.3 电磁散射计算方法

1.3.1 面元物理光学法

在高频条件下,物理光学法认为目标的散射场是由散射体表面的感应电流进行二次辐射产生的,依据 Stratton-Chu 方程,散射体表面的远区散射场可计算为^[13]:

$$\mathbf{E}_s(\mathbf{r}) = \frac{ik}{4\pi} \frac{e^{-ik_0 r}}{r} \int_S \mathbf{s} \times (\mathbf{M}_s(\mathbf{r}') + \eta_0 \mathbf{s} \times \mathbf{J}_s(\mathbf{r}')) \cdot \exp[ik_0 \mathbf{r}' \cdot (\mathbf{s} - \hat{\mathbf{i}})] d\mathbf{s}' \quad (6)$$

式中: $\mathbf{M}_s(\mathbf{r}')$ 和 $\mathbf{J}_s(\mathbf{r}')$ 分别表示 S 上的磁流与电流矢量幅度,并且其中的相位因子已被分离出来,并包含在指数项中。 η_0 表示自由空间波阻抗, k_0 表示自由空间波数,其它参数的定义见图 2。

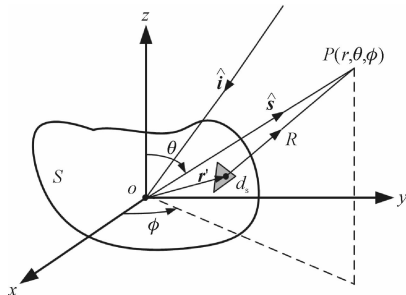


图 2 物体表面电磁散射示意图

Fig. 2 Object scattering sketch map

$\mathbf{J}_s(\mathbf{r}')$ 和 $\mathbf{M}_s(\mathbf{r}')$ 在切平面近似和远场近似的条件下,根据等效原理可得:

$$\mathbf{M}_s(\mathbf{r}') = \mathbf{E}(\mathbf{r}') \times \hat{\mathbf{n}}, \mathbf{J}_s(\mathbf{r}') = \hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}(\mathbf{r}') \quad (7)$$

式中: $\mathbf{E}(\mathbf{r}')$ 和 $\mathbf{H}(\mathbf{r}')$ 分别表示 S 上的总电场和总磁场。在物理光学近似的条件下,散射体表面的总场可以认为是入射场和几何光学反射场之和,即:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}') = \mathbf{E}_i(\mathbf{r}') + \mathbf{E}_r(\mathbf{r}'), \mathbf{H}(\mathbf{r}') = \mathbf{H}_i(\mathbf{r}') + \mathbf{H}_r(\mathbf{r}') \quad (8)$$

式中: $\mathbf{E}_r(\mathbf{r}')$, $\mathbf{H}_r(\mathbf{r}')$ 和 $\mathbf{E}_i(\mathbf{r}')$, $\mathbf{H}_i(\mathbf{r}')$ 分别表示几何光学反射场矢量和入射场矢量。利用图2中定义的矢量表达^[14]:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_i(\mathbf{r}') &= E_{e\perp} \hat{\mathbf{e}}_{\perp} + E_{e\parallel} \hat{\mathbf{e}}_{\parallel} \\ \mathbf{E}_r(\mathbf{r}') &= R_E E_{e\perp} \hat{\mathbf{e}}_{\perp} + R_H E_{e\parallel} \hat{\mathbf{e}}_{\parallel} \\ \mathbf{H}_i(\mathbf{r}') &= -E_{e\parallel} \hat{\mathbf{e}}_{\perp} + E_{e\perp} \hat{\mathbf{e}}_{\parallel} \\ \mathbf{H}_r(\mathbf{r}') &= -R_H E_{e\parallel} \hat{\mathbf{e}}_{\perp} + R_E E_{e\perp} \hat{\mathbf{e}}_{\parallel} \end{aligned} \quad (9)$$

将式(9)代入到式(8)即可得到照明部分的总电场和总磁场。式中, R_H 和 R_E 分别为水平极化(H极化)和垂直极化(V极化)时的反射系数,具体定义见图3。

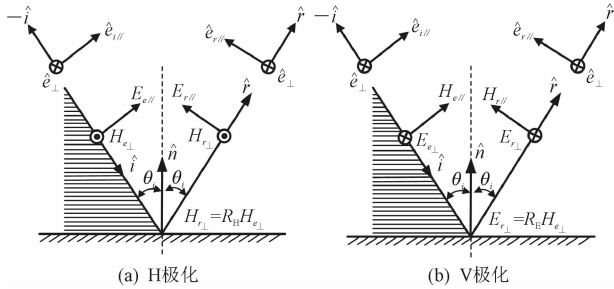


图3 电磁波反射时场分量和单位矢量的定义示意图

Fig. 3 The definition of the field component and unit component of electromagnetic wave reflection

在电磁散射计算问题中,粗糙面等散射体模型表面一般被剖分成三角面元,因此要利用物理光学法来计算各三角面元的散射场。如图2所示,物理光学积分是在照明区域 S 上的三角面元 s_d 上进行的,因此积分式可以近似表达为:

$$\mathbf{E}^s \approx \frac{ik_0}{4\pi} \varphi_0 \{ \mathbf{s} \times [\mathbf{s} \times (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{H}_i)] \} \Delta A \cdot \mathbf{I} \quad (10)$$

式中: φ_0 为自由空间格林函数; ΔA 表示三角面元 s_d 的面积,且有:

$$\mathbf{I} = \frac{1}{\Delta A} \int_S \exp[ik_0 \mathbf{r}' \cdot (\mathbf{s} - \hat{\mathbf{i}})] ds' \quad (11)$$

式中 \mathbf{I} 满足Gardon方法^[13]所要求的形式,可以将积分转化成如下近似求和的形式:

$$\mathbf{I} = \frac{1}{jk_0 |\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{w}| \Delta A} \sum_{m=1}^3 (\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{w}) \cdot \mathbf{a}_m \exp(jk_0 \mathbf{r}_m \cdot \mathbf{w}) \operatorname{sinc} \left(\frac{1}{2} k_0 \mathbf{a}_m \cdot \mathbf{w} \right) \quad (12)$$

式中: $\mathbf{w} = \mathbf{s} - \hat{\mathbf{i}}$; \mathbf{a}_m 为三角面元第 m 条边的长度矢量; \mathbf{r}_m 为第 m 条边的中点位置矢量。

同时考虑计算精度和计算量的要求,通常会按照入射波长的 $1/8 \sim 1/10$ 为线度对散射体模型表面进行剖分^[15]。在本文中,通过编程实现对海面几何模型的三角面元剖分,并将面元编号及其对应的顶点编号、顶点坐标信息输出,具体过程见文献^[16]。

1.3.2 算法有效性验证

本文利用物理光学法计算出了采用蒙特卡洛法生成的海面样本的雷达后向散射截面,并与商业软件FEKO中PO算法的计算结果做比较,结果见图4。其中入射波频率为L频段,即 $f = 1.3 \text{ GHz}$,极化方式为水平极化,海面风速 4.0 m/s ,海水表面温度取平均海水温度 $17.4 \text{ }^\circ\text{C}$,海水含盐度取全球通用平均盐度值 32.54% ,根据双Debye海水介电常数模型^[17]可得海水介电常数为 $(73.27, 57.21)$ 。从仿真结果中可以看出,海面后向散射截面随着入射角的增大而减小,这与文献^[16]中的计算验证结果一致。本文中的物理光学模型与FEKO中的计算结果吻合较好,验证了本文算法的正确性。

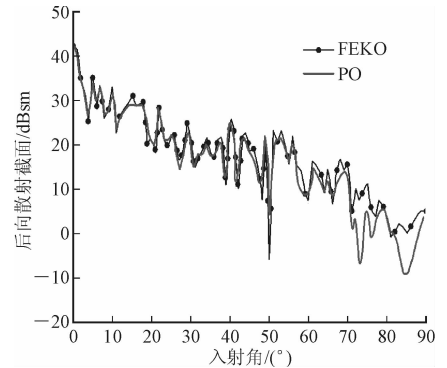


图4 算法有效性验证

Fig. 4 Validation of the physical optics

2 子带合成

要实现宽带条件下海杂波的建模与仿真分析,首先利用面元物理光学法得到单个散射单元在窄带条件下的雷达散射截面,而后引入文献^[9]提出的子带合成法,将一系列子带杂波的贡献通过线性相干叠加实现宽带雷达杂波建模。

宽带雷达带宽为 B ,其距离分辨率为 $\Delta R = c/(2B)$ (c 为光速)。模拟生成的粗糙面大小为 $L_x \times L_y$,其中 L_x 与雷达入射方向一致,粗糙面中心点与雷达平台之间的距离为 R (斜距),则覆盖的距离门的个数 $M = \lfloor L_x / (\Delta R / \cos \theta_c) \rfloor$,其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 代表下取整。以粗糙面中心点为参考点,粗糙面内第 m 个距离分辨单元和雷达之间的距离可表示为如下形式:

$$R_m = R + \left(m - \frac{M+1}{2} \right) \Delta R, m = 1, 2, \dots, M \quad (13)$$

根据文献[9]可得宽带信号下,中心斜距为 R 的粗糙面内散射单元的雷达散射截面为:

$$\sigma_{\text{facet}} = \sum_{i=1}^I \sigma_{\text{facet}}(f_i) \exp(-j2\pi f_i (r_{ij} - R)/c) \quad (14)$$

式(14)实际上是逆傅里叶变换(IFT),其中 I 代表子带的个数, f_i 表示第 i 个子窄带的中心频率, r_{ij} 表示粗糙面内散射面元与雷达之间的距离, $\sigma_{\text{facet}}(f_i)$ 为窄带信号条件下,基于面元物理光学法得到的散射面元的雷达散射截面,相比文献[9]中物理平板模型计算雷达散射截面,该方法更能反映环境的特征,电磁散射模型的计算结果也更加准确。由式(20)可以看出,子带合成考虑了相位的关系,不是简单的相加,而是矢量合成。

本文的宽带雷达信号以研究最早、应用最广泛的线性调频信号(Chirp)为例,时宽为 T ,带宽为 B 的 LFM 信号形式如下^[18]:

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j2\pi(f_0 t + Kt^2/2)} \quad (15)$$

式中: f_0 表示载波中心频率, $K = B/T$ 表示调频斜率,则宽带点目标的回波信号模型为^[19]:

$$s_r(t) = A \cdot s(t - \tau) =$$

$$A \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau}{T}\right) e^{j2\pi(f_0(t - \tau) + K(t - \tau)^2/2)} \quad (16)$$

式中: A 为幅度因子; τ 为收发延时。由于线性调频宽带雷达的分辨率较高,照射到的海面可以划分成许多分辨单元,并以此作为散射单元,把每一个分辨单元当做点目标处理^[19],单个分辨单元的宽带雷达回波信号可以表示为

$$s_r(t) = A_n s(t - \tau_n) =$$

$$A_n \cdot \text{rect}\left(\frac{t - \tau_n}{T}\right) e^{j2\pi(f_0(t - \tau_n) + K(t - \tau_n)^2/2)} \quad (17)$$

式中: A_n 为分辨单元的幅度因子^[18],依据雷达方程,可得:

$$A_n = \left[\frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3 R_n^4 L} \right]^{1/2} \sqrt{\sigma_n^0 S_n} G(\theta) = D \frac{\sqrt{\sigma_n^0 S_n}}{R_n^2} \quad (18)$$

式中: D 为雷达参数,它与散射单元的参数无关; λ 为雷达工作波长; P_t 为雷达发射功率; R_n 为散射单元到雷达之间的距离; σ_n^0 为散射单元的后向散射系数; S_n 为散射单元面积; $\sigma_n^0 S_n$ 即散射单元的雷达散射截面; $G(\theta)$ 为雷达天线方向图函数; L 为雷达系统综合损耗。由此可以得出宽带条件下散射单元的雷达散射截面,代入式(22)即可得到散射单元的杂波幅度。文献[20]利用杂波幅度统计分布模型,仿真生成了一组服从 weibull 分布的杂波幅度,相比而言,本文对杂波幅度的计算更加准确,更能反映不同海面环境的参数特征。

3 海杂波回波信号仿真与分析

仿真示意图见图5,其中通过 PM 海谱函数结合蒙特卡洛法模拟得到的海洋粗糙面的尺寸为 $500 \text{ m} \times 100 \text{ m}$ (500 m 为粗糙面在雷达波入射方向的长度),以环境场景中心为坐标系原点, θ_c 为雷达波入射擦地角,设雷达平台坐标为 $(5000, 0, 5000 \times \tan\theta_c)$,则环境场景中心与雷达平台之间的斜距 $R = 5000/\cos\theta_c$ 。雷达波中心频率取 1 GHz ,根据双 Debye 海水介电常数模型得海水介电常数为 $(73.59, 80.57)$,入射擦地角 $\theta_c = 30^\circ$,海面风速取 5 m/s ,以水平极化波为例,脉宽取 $5 \mu\text{s}$,带宽取 10 MHz 、 100 MHz 和 200 MHz 3 个样点,依据宽带杂波模型得到海杂波回波信号,对海杂波时域回波信号进行傅里叶变换及脉冲压缩等信号方面的处理^[18],得到杂波的频谱和一维距离像(为方便比较带宽对杂波特性的影响,文中在仿真宽带杂波的频谱图时去掉了中心频率),分别对不同带宽海面环境回波的时域序列、频谱特性和一维距离像进行分析,仿真结果见图6。

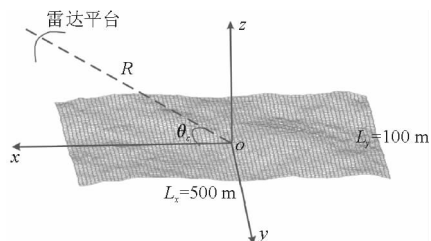


图5 仿真示意图

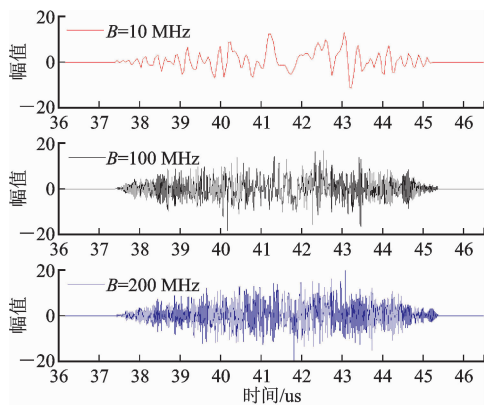
Fig. 5 Simulation sketch map

在图6(b)海杂波频谱图中,明显可见杂波幅值随带宽的增大而减小。图6(c)为海面环境杂波的一维距离像,一维距离像是杂波(海面环境回波)在一维空间域(雷达波径向方向)的幅度分布,从仿真结果中可以看出,一维距离向的分布区间长度约为 430 m ,这与海面环境场景在雷达视线方向的投影 $500 \text{ m} \times \cos\theta_c$ ($\theta_c = 30^\circ$) 基本相符,仿真结果与理论分析相吻合,这说明本文方法生成的回波信号可以较好体现环境场景的外形尺寸特征。可以发现随着带宽增加,杂波幅值明显减小。这是因为带宽增加,雷达距离向的分辨率增加,分辨单元的尺寸减小,相应的单个分辨单元的杂波功率减小。

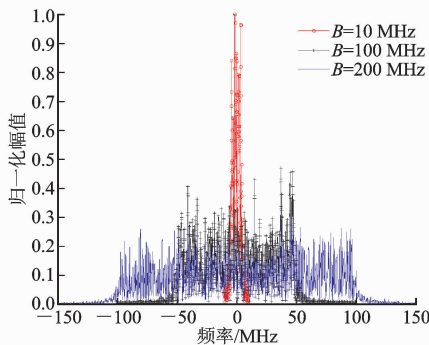
信号带宽取 100 MHz ,其余参数与图6相同,入射擦地角分别取 60° 和 30° ,对海面环境回波的频谱特性和一维距离像进行分析,仿真结果见图7。

可以看出,随着擦地角减小,海杂波幅值明显有所下降,这是因为海面的后向散射随着入射擦地角的减小而减弱,这与图4的仿真结果一致。同时发现小擦地角的一维距离像分布展宽,这是由于仿真中固定了海面环境场景的尺寸,随着擦地角的减小,场景在雷达径向的投影 $500\text{m} \times \cos\theta_c$ 变大。

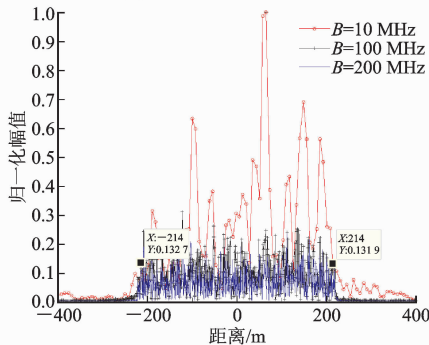
信号带宽取 100 MHz,入射擦地角取 30° ,其余参数与图6相同,对不同风速下海面环境回波的频谱特性和一维距离像进行分析,仿真结果见图8。可以看出,随着海面风速的变化,海杂波幅值变化并不十分明显。



(a) 海面环境杂波时域序列



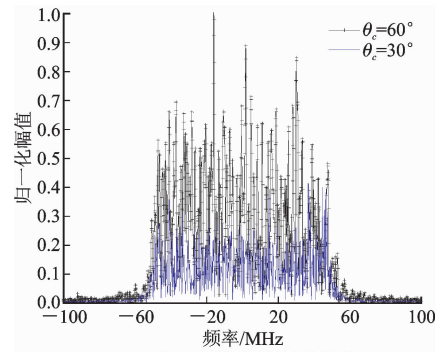
(b) 海面环境杂波频谱特性



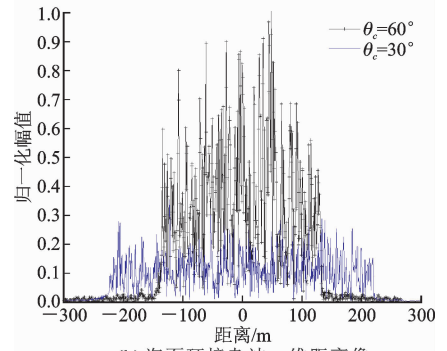
(c) 海面环境杂波一维距离像

图6 不同带宽海杂波特性分析

Fig. 6 Analysis of the characteristics of sea clutter at different bands



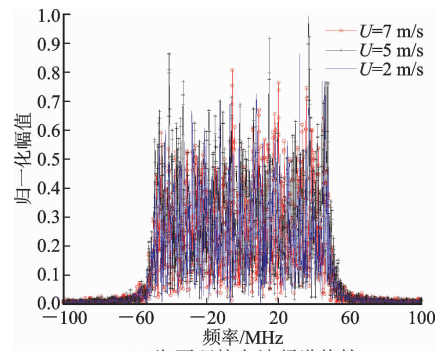
(a) 海面环境杂波频谱特性



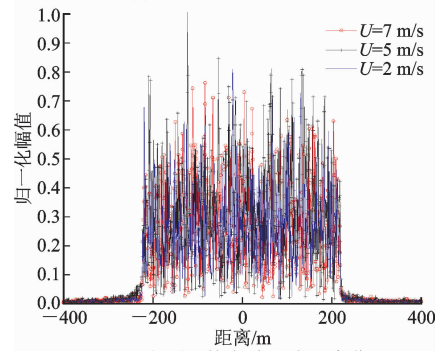
(b) 海面环境杂波一维距离像

图7 不同擦地角海杂波特性分析

Fig. 7 Analysis of the characteristics of sea clutter at different grazing angles



(a) 海面环境杂波频谱特性



(b) 海面环境杂波一维距离像

图8 不同风速下海杂波特性分析

Fig. 8 Analysis of the characteristics of sea clutter at different wind speeds

4 结语

本文基于粗糙面电磁散射模型,并结合子带合成法对宽带雷达海杂波进行建模和分析。文中在建立宽带雷达回波信号模型的基础上,对海杂波回波信号进行脉冲压缩等信号方面的处理,得到杂波的频域特性和一维距离像,研究了带宽、入射擦地角和海面风速等因素对海杂波特性的影响。仿真结果表明,雷达工作带宽增加、入射擦地角减小,海杂波回波幅值均有明显下降,而海面风速对海杂波幅值影响不太明显。研究成果对于采用宽带探测信号的雷达体制,在杂波抑制及目标探测方面具有重要意义。

参考文献(References):

[1] 刘博. 弹载宽带雷达信号处理机关键技术研究 [D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2013.
LIU B. Research on Key Techniques of Missile-borne Wideband Radar Signal Processor [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2013. (in Chinese)

[2] 何松华, 胡霞, 张军. 弹载宽带相控阵雷达高度目标检测的通道级 STAP 方法 [J]. 信号处理, 2016, 32(5): 528-535.
HE S H, HU X, ZHANG J. Channel-level STAP Method for Lofty Target Detection of Missile-borne Wideband Phased-array Radar [J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(5): 528-535. (in Chinese)

[3] 周鹏, 皮亦鸣. 超宽带雷达信杂比及杂波谱研究 [J]. 火控雷达技术, 2008, 37(1): 52-55.
ZHOU P, PI Y M. Study on SCR and Clutter PSD of UWB Radar [J]. Fire Control Radar Technology, 2008, 37(1): 52-55. (in Chinese)

[4] SKOLNIK M I. RADAR Handbook [M]. 3rd Ed. New York, McGraw-Hill, Inc, 2008: 14.

[5] ANASTASSOPOULOS V, LAMPROPOULOS G A, DROSPOULOS A, et al. High resolution radar clutter statistics [J]. IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1999, 35(1): 43-60.

[6] Greco M S and Gini F. Statistical Analysis of High-resolution SAR Groud Clutter Data [J]. IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(3): 556-575.

[7] 宋莹, 姬光荣. 海杂波幅度分布模型的研究 [J]. 现代电子技术, 2015, 38(19): 15-18.
SONG Y, JI G R, Research on Distribution Models of Sea Clutter Amplitude [J]. Modern Electronics Technique, 2015, 38(19): 15-18. (in Chinese)

[8] 张晓丰. 海杂波的建模与仿真 [D]. 合肥: 合肥工业大学, 2004.
ZHANG X F. Modeling and Simulation of Sea Clutter [D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2004. (in Chinese)

[9] 杨利民, 许志勇, 苏卫民, 等. 基于子带合成的超宽带雷达杂波建模与仿真 [J]. 电子与信息学报, 2010, 32(9): 2172-2178.
YANG L M, XU Z Y, SU W M, et al. Ultra-Wideband Radar Clutter Modeling and Simulation Based on Sub-band Synthesis [J]. Journal of Electronics & In-

formation Technology, 2010, 32(9): 2172-2178. (in Chinese)

[10] THORSOS E I. Acoustic Scattering from 'Pierson-Moskowitz' Sea Surface [J]. J. Acoust. Soc. Am., 1990, 88(1): 335-349.

[11] 隋栋训, 童创明, 王童, 等. 基于 UV/SMCG 的土壤上方弹道导弹散射特性研究 [J]. 微波学报, 2015, 31(6): 21-26.
SUI D X, TONG C M, WANG T, et al. Research on Electromagnetic Characteristics of Ballistic Missile above the Earth Surface Using UV/SMCG [J]. Journal of Microwaves, 2015, 31(6): 21-26. (in Chinese)

[12] 叶红霞. 随机粗糙面与目标复合电磁散射的数值计算方法 [D]. 上海: 复旦大学, 2007.
YE H X. Numerical Computation Method for Electromagnetic Scattering from the Composite Model of Target and Rough Surface [D]. Shanghai: Fudan University, 2007. (in Chinese)

[13] GORDON W B. High Frequency Approximations to the Physical Optics Scattering Integral [J]. IEEE Trans. Antennas Propagat., 1994, 42(3): 427-432.

[14] 李昌泽, 童创明, 王童, 等. 非均匀不稳定表面粗糙目标的太赫兹波段散射特性分析 [J]. 红外与毫米波学报, 2016, 35(2): 234-242.
LI C Z, TONG C M, WANG T, et al. Analysis of Terahertz Wave Scattering Characteristics of Non-Uniform Unstable Roughness Surface Target [J]. Journal of Infrared Millim. Waves, 2016, 35(2): 234-242. (in Chinese)

[15] 叶文华. 不同海情海面与目标复合电磁散射理论与实验研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.
YE W H. A Theory and Experiment Study of Composite Electromagnetic Scattering from Target over Different Scale Sea Surface [D]. Xi'an: Xidian University, 2012. (in Chinese)

[16] 刘晓毅. 基于电磁散射机理的雷达海杂波特性和统计特性分析 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2015.
LIU X Y. The Statistical Analysis of Radar Sea Clutter Characteristics Based on Electromagnetic Scattering Mechanism [D]. Xi'an: Xidian University, 2015. (in Chinese)

[17] MEISSNER T, WENTZ J. The Complex Dielectric Constant of Pure and Sea Water from Microwave Satellite Observations [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2004, 42(9): 1836-1849.

[18] 袁菲. 线性调频雷达回波建模与仿真 [D]. 成都: 电子科技大学, 2009.
YUAN F. Linear Frequency Coded Radar Echoes Modeling and Simulation [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2009. (in Chinese)

[19] 李正玉. 宽带杂波信号的半实物仿真 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.
LI Z Y. The Hardware-in-the-Loop Simulation for Wideband Radar Clutter [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2013. (in Chinese)

[20] 张长隆, 王展, 周良柱. 线性调频脉冲压缩雷达杂波统计模型分析 [J]. 电波科学学报, 2004, 19(2): 240-244.
ZHANG C L, WANG Z, ZHOU L Z. Clutter Statistical Analysis for Linear Frequency Modulated Pulse Compression Radar [J]. Chinese Journal of Radar Science, 2004, 19(2): 240-244. (in Chinese)