

星载真实孔径雷达波谱仪的海浪谱反演仿真

林文明^{1,2}, 董晓龙¹, 周玉驰^{1,2}

(1. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 北京 100190; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

摘要: 本文概述了星载雷达测量海浪方向谱的原理及相应的系统配置, 并介绍一种端到端的系统仿真方法, 分析系统在不同配置和海况下的波谱反演性能. 仿真结果表明, 星载雷达波谱仪能够以较高精度测量有效波高大于 2.0m 的风浪和中低风速条件下的涌浪(有效波高大于 0.8m). 最小可检测波长为 40m, 波长为 200m 时测量精度优于 20m; 平均之后波谱测量的方向精度优于 20°. 同时证明, 10° 入射角的波束配置优于 6° 入射角.

关键词: 真实孔径雷达; 波谱仪; 方向谱; 调制谱; 相关系数

中图分类号: TP732.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 12-2867-08

Performance Simulation of a Space-Borne Real Aperture Radar Spectrometer for Ocean Wave Spectra Retrieval

LIN Wen-ming^{1,2}, DONG Xiao-long¹, ZHOU Yu-chi^{1,2}

(1. Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: This paper introduces the measurements of ocean wave directional spectra from a space-borne radar. It also presents the radar spectrometer instruments. Then an End-to-End simulation method is adopted to analyze the performances of the system, taking into account data processing parameters and ocean surface conditions. The simulations show that the proposed radar can measure spectra of fully developed waves with significant wave heights (SWH) over approximately 2.0m and spectra of swell surface under low wind conditions (SWH > 0.8m), in high precision. The minimum detectable wavelength in this study is about 40m. The wavelength resolution for a wavelength of 200m is better than 20m, and the directional resolution after averaging is better than 20°. Finally, it is proved that a beam configured with an incidence of 10° performs better on spectra retrieval than the one with an incidence of 6°.

Key words: real aperture radar; spectrometer; directional spectrum; modulation spectrum; correlation coefficient

1 引言

海浪谱是随机海浪的重要统计性质, 在海洋工程和航海中有重要的应用, 它也是海浪研究的核心问题之一. 近年来, 基于微波遥感的海浪谱研究受到越来越多的关注^[1]. 从 20 世纪 80 年代初期开始, 国际上不少学者就提出利用窄脉冲波束扫描的真实孔径雷达测量海浪谱, 并进行了探测机理的研究和机载实验系统的研制及校验. 其中美国 NASA 的 Jackson 和法国 CNRS 的 Hauser 等人的成果最为显著. Jackson 分析了星载真实孔径雷达利用窄脉冲和双频技术测量海浪谱的各自特点, 说明只有窄脉冲雷达才能获取足够的测量信噪比^[2]. 他系统地总结了真实孔径雷达测量海浪谱的原理、数据处理流程, 简要规划了一种 Ku 波段星载雷达波谱仪系统

的相关参数, 并利用机载雷达 CV-990 (1978) 和 ROWS (Radar Ocean Wave Spectrometer, 1990) 对相关的理论进行验证. Hauser 等人则利用 C 波段的调频连续波雷达 RESSEC 进行海浪谱测量的实验. 她还提出利用卫星进行表面波研究和监测的 SWIMSAT (Surface Waves Investigation and Monitoring from SATellite) 计划, 并建立一种星载真实孔径雷达测量海浪方向谱的仿真模型^[3]. 理论、仿真以及工程经验均表明, 窄脉冲波束扫描的真实孔径雷达是一种能有效测量海浪方向谱的工具.

本文在 SWIMSAT 的基础上, 首先简要介绍了星载雷达波谱仪的系统组成和海浪谱测量原理. 然后阐明了仿真模型及其流程, 并详细分析、对比不同海况和入射角条件下系统的海浪谱反演性能. 最后, 文章讨论了后向散射系数测量精度对海浪谱反演的影响.

2 雷达波谱仪系统

雷达波谱仪以星载雷达高度计为基础,增加一个或数个斜视观测的HH极化波束,以实现海浪坡度调制效应的测量.斜视波束具有旋转功能,通过多个方向调制效应的测量获得海浪谱的方向信息.天底方向的VV极化波束与高度计一样,主要用来获取海面的风速和有效波高等信息.本文主要研究斜视观测波束在海浪方向谱反演中的应用.

雷达波谱仪的观测几何如图1所示. ox 平行于卫星运动方向, oy 垂直于星下点轨迹; OX 为斜视波束的视向在地面的投影, OY 与 OX 垂直并指向天线旋转的方向.其中 o 、 O 分别是天底点和斜视波束的中心.

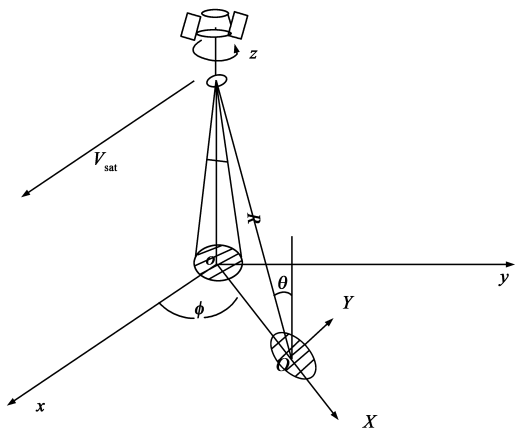


图1 雷达波谱仪的观测几何

考虑卫星的寿命、重复覆盖以及功率的限制,选择500km的太阳同步轨道.波谱仪的主要系统参数配置见表1.

表1 雷达波谱仪的主要系统参数

卫星		
高度	500km	
轨道	极轨、太阳同步	
天线		
入射角(极化方式)	0°(VV)	6~10°(HH)
-3dB波束宽度(极化方式)	4°×4°(VV)	2°×2°(HH)
斜视波束天线旋转速度	6rpm	
斜视波束天线最大增益	39dB	
斜视波束		
载频	Ku波段(13.525GHz)	
脉冲时宽	50μs	
脉冲带宽	320MHz	
脉冲重复频率(PRF)	~6 kHz	
峰值功率	120W	
距离分辨率	0.47m	

3 海浪谱反演原理和仿真模型

雷达波谱仪的波束以准镜面散射机制的低入射角($\theta \leq 15^\circ$)观测海面.波束足迹 L_y 应该足够宽,保证能分析到最长波;单个波束足迹应尽量覆盖相同的海面状态;电磁波前的弯曲度应该小于波浪的方向伸展^[1-2,4].星载系统的波束入射角一般设计为 $6^\circ \sim 10^\circ$ 左右,在500km的轨道高度,该入射角范围的波束最大扫描半径为87km,可以认为大多数情况下这个范围内的海面状态是相同的.

由于波束入射角较低,流体力学调制可以当成二阶项忽略不计;波浪的倾斜调制占信号调制的主要部分.假设单个反射元的雷达散射截面的相对变化为 $\frac{\delta\sigma}{\sigma}$, OXY 坐标系下方位方向天线的增益形式为 $G(Y)$,那么 X 处分辨单元的雷达信号调制是方位方向各散射单元雷达散射截面变化的积分平均^[1-4],即

$$m(X, \phi) = \frac{\delta I}{I} = \frac{\int G^2(Y) \frac{\delta\sigma}{\sigma} dY}{\int G^2(Y) dY} \quad (1)$$

其中, $\frac{\delta I}{I}$ 表示接收功率的相对变化, ϕ 为观测方位角.

准镜面反射时,雷达平均后向散射系数 σ° 是^[3]

$$\sigma^\circ = \frac{\rho\pi}{\cos^4\theta} p(\tan\theta, 0) \quad (2)$$

上式 ρ 为菲涅尔系数, $p(\tan\theta, 0)$ 是照射面上与探测方向相垂直的倾斜波面出现的概率密度.假设分辨单元的面积 A ,那么相应的雷达散射截面为 $\sigma = \sigma^\circ A$,且有 $\frac{\delta\sigma}{\sigma} = \frac{\delta\sigma^\circ}{\sigma^\circ} + \frac{\delta A}{A}$.定义波束指向与倾斜波面法向的夹角为 θ' , ξ 为坐标 (X, Y) 处的波高,则该点波面斜率的距离向分量为 $\frac{\partial \xi}{\partial X}$,那么 $\theta' \sim \theta - \frac{\partial \xi}{\partial X}$.由于面元 A 是距离向长度 $c\Delta\tau/2$ (c 表示光速, $\Delta\tau$ 为采样间隔)和方位长度 Δy 的乘积在倾斜波面的投影,即 $A = \Delta y (c\Delta\tau/2) \csc\theta'$,

从而 $\frac{\delta A}{A} \approx \cot\theta \frac{\partial \xi}{\partial X}$;故由式(2)容易得到^[4]

$$\frac{\delta\sigma^\circ}{\sigma^\circ} = -\frac{1}{p} \frac{\partial p}{\partial \tan\theta} \frac{\partial \xi}{\partial X} + o(\delta^2) \quad (3)$$

忽略高阶小项 $o(\delta^2)$,易知雷达后向散射系数的变化是距离向波面斜率的线性函数.记海表面某散射点 OX 、

OY 方向的斜率分别为 ξ_X 、 ξ_Y ,那么 $\frac{\partial \sigma}{\sigma} = \alpha \xi_X$.系数 α 是

入射角的函数,即 $\alpha(\theta) = \cot\theta - \frac{1}{p} \frac{\partial p}{\partial \tan\theta}$ (4)

通常假设波面斜率的概率密度函数 p 为高斯分布, $p(\tan\theta, 0) = \frac{1}{2\pi\sigma_u\sigma_v} \exp(-\frac{\tan^2\theta}{v})$.其中, σ_u 、 σ_v 分别是迎风 and 侧风方向上的均方斜率;Jackson 等人的分析指出,

Ku 波段的观测时海面均方斜率是风速 U 的线性函数, $v = 0.0028 U + 0.009$. 因此式(4)可转化成

$$\alpha(\theta) = \cot\theta + \frac{2\tan\theta}{v} \quad (5)$$

观测方位 ϕ 下波数域的调制谱定义为信号调制的自相关函数的傅立叶变换,

$$P_m(k, \phi) = (2\pi)^{-1} \int \langle m(X, \phi) m(X + \zeta, \phi) \rangle \cdot \exp(-ik\zeta) d\zeta \quad (6)$$

进一步假设天线方位方向的增益形式为 $G(Y) = \exp(-Y^2/(2L_y^2))$, 结合式(1)、(5)、(6)可得^[3]:

$$P_m(k, \phi) = \frac{\sqrt{2\pi}}{L_y} \Delta\alpha(\theta)^2 k^2 F(k, \phi) \quad (7)$$

因此, 调制谱是关于 $k^2 F(k, \phi)$ 的线性函数. 式(7)中 F 是极坐标下的双边波高谱. 分析波长较长时 $\Delta = \exp[-(kH_s \cot\theta/4)^2]$ (H_s 是有效波高) 约等于 1; 成熟风浪时 Δ 对调制谱高频部分有影响, 对中、低频则影响不大, 涌浪时 Δ 对调制谱几乎没有影响.

利用真实孔径雷达测得特定方向下的调制谱, 结合 $\alpha(\theta)$ 就可以根据式(7)反演出该方向下海浪的波高谱. 通过雷达波束在 360° 方位角范围内的扫描, 就可以得到各个方向上的海洋波浪的波高谱. 然而, 实际由于波面斜率的概率密度函数受海面风速的影响^[3], α 值不能被直接测量. 因此, 要利用式(7)反演海浪谱首先要估计系数 α 的值. 星载系统可以通过测量有效波高 H_s 来估计 α . 即根据^[5]

$$H_s = 4\sqrt{\iint F(k, \phi) k dk d\phi} \quad (8)$$

对式(7)两边同时求关于 k, ϕ 的双重积分并化简

$$\alpha(\theta)^2 = \frac{L_y}{\sqrt{2\pi}} \left(\frac{4}{H_s}\right)^2 \frac{1}{\Delta} \iint \frac{P_m(k, \phi)}{k^2} dk d\phi \quad (9)$$

这就要求系统应该还有一个向天底点照射的波束, 用来测量海面的有效波高.

最后海洋波浪的波高谱通过式(10)反演得到

$$F(k, \phi) = \frac{L_y P_m(k, \phi)}{\sqrt{2\pi} \Delta\alpha(\theta)^2 k^2} \quad (10)$$

表 2 典型的海浪方向谱及文中仿真的海面风速

	P-M 谱, 成熟的风浪 ^[9]	涌浪 ^[10]	JONSWAP 谱 ^[5]
波高谱	$F(k) = \frac{0.0081}{2} k^{-4} \exp[-\frac{5}{4} (\frac{k_{\text{peak}}}{k})^2]$ $k_{\text{peak}} = 0.7694 g / U^2$	$F(k) = \frac{H_s^2}{32\pi\sigma_s^2} \exp[-\frac{1}{2} (\frac{k - k_{\text{peak}}}{\sigma_s})^2]$	$F(k) = \frac{\alpha}{2} k^{-4} \exp[-\frac{5}{4} (\frac{k_{\text{peak}}}{k})^2]$ $[\frac{k}{k_{\text{peak}}}]^{0.5} - 1]^2$ $\cdot \gamma \exp[-\frac{k_{\text{peak}}}{2\sigma_s^2}]$
角度分布	$D(\phi) = \frac{4}{3\pi} \cos^4(\phi - \phi_0)$	$D(\phi) = \frac{\cos^{14}(\phi - \phi_0)}{\int \cos^{14}(\phi - \phi_0) d\phi}$ ^[3]	同 P-M 谱
风速条件 / 海况	$U = 13\text{ms}^{-1}$ 对应: $H_s = 3.6\text{m}, k_{\text{peak}} = 2\pi/140\text{m}$	$\sigma_s = 0.006\text{rad m}^{-1}, H_s = 4\text{m}$ 或 $H_s = 0.8\text{m}, k_{\text{peak}} = 2\pi/200\text{m}$	$U = 8 - 12\text{ms}^{-1}, \chi = 60\text{km}$ (风区), $a = 0.076 (g\chi / U^2)^{-0.22}, \gamma = 3.3$

3.1 海浪模型

线性海浪理论指出, 某一时刻海面 (x, y) 处的波高的积分形式为^[5]:

$$\zeta(x, y) = \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \sin[\frac{\omega^2}{g}(x \cos\psi + y \sin\psi) + \epsilon(\omega, \psi)] \sqrt{F(\omega, \psi)} d\omega d\psi \quad (11)$$

它是频率为 ω , 波相为 ψ , 振幅为 $\sqrt{F(\omega, \psi)} d\omega d\psi$ 的组成波的叠加; 式中波高谱 F 表示成频率域的形式, ϵ 为均匀分布的随机相位, g 是地球表面的重力加速度. 式(11)在 ox, oy 方向分别求导, 即可得到波面斜率方程 ξ_x 和 ξ_y ; 通过坐标变换可计算 ξ_x 和 ξ_y . 该方程进一步由频率域转换成波数域, 并离散化后可得:

$$\xi_i(n_1\Delta x, n_2\Delta y) = \sqrt{\Delta k_x \Delta k_y} \text{Real} \left\{ \sum_{k_1=1}^M \sum_{k_2=2}^N \sqrt{F(k_1\Delta k_x, k_2\Delta k_y)} \right. \\ \left. (k_1\Delta k_i) \exp(j\epsilon_1\epsilon_2) \exp[j2\pi(\frac{k_1 n_1}{M} + \frac{k_2 n_2}{N})] \right\} \quad (i = x \text{ 或 } y) \quad (12)$$

若仿真 $L_a \text{ km} \times L_b \text{ km}$ 大小的波面斜率分布, 在 ox 和 oy 方向的取样间隔是 $\Delta x, \Delta y \text{ m}$, 那么 $M = \frac{L_a}{\Delta x}, N = \frac{L_b}{\Delta y}$; 分析海浪 ox, oy 方向的最大波数分别为 $2 \cdot k_{x\text{max}} = \frac{2\pi}{\Delta x}, 2 \cdot k_{y\text{max}} = \frac{2\pi}{\Delta y}$; 波数间隔分别为 $\Delta k_x = \frac{2\pi}{L_a}, \Delta k_y = \frac{2\pi}{L_b}$. 式(12)右边第二项是二维傅立叶变换的形式, 因此知道了波高谱 $F(k, \phi)$ 就可以利用 FFT 快速计算出波面斜率的分布, 进而利用式(1)、(3)、(5)计算信号的调制 $m(X, \phi)$.

表 2 给出三种典型海面状况的二维波高谱及仿真的风速/海况. 波高谱 $F(k, \phi) = F(k) D(\phi)$, 存在 180° 的方向模糊^[6-8]. 需要注意的是, P-M 谱中的风速指的是海面 19.5m 处的风速; JONSWAP 谱的风速指的是海面 10m 处的风速. 表中 ϕ_0 表示海浪的传播方向, k_{peak} 为谱峰对应的波数, σ_s 为常数. 对于 JONSWAP 谱, $k > k_{\text{peak}}$ 时, $\sigma_s = 0.09$, 否则 $\sigma_s = 0.07$.

3.2 雷达后向散射功率和噪声

无噪情况下,雷达的接收功率是发射功率 P_t 和目标的距离 R 的函数,可以由雷达方程直接计算,

$$I(R) = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \iint G_e^2(\theta) G_a^2(\varphi) \sigma^\circ dA \quad (13)$$

这里天线的双程增益定义为俯仰向增益 G_e 和方位向增益 G_a 的乘积; φ 为方位向的角度, $\varphi = 0^\circ$ 对应方位向的最大增益.为了进一步阐述波面斜率对信号调制的影响,式(13)中的 σ° 写成^[3]

$$\sigma^\circ = \bar{\sigma}^\circ \left(1 + \frac{\partial \sigma}{\sigma}\right) \quad (14)$$

$\bar{\sigma}^\circ$ 表示波面没有斜率时雷达的后向散射系数.散射元的面积 dA 近似等于长宽分别为 dx, dy 的矩形的面积. $dx = c\Delta\tau/2\sin\theta, dy = R\beta_\varphi d\varphi; \beta_\varphi$ 为天线方位方向的 -3dB 孔径大小.将式(14)带入式(13),

$$I(R) = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} G_e^2(\theta) \frac{c\Delta\tau}{2\sin\theta} \beta_\varphi R \bar{\sigma}^\circ \int G_a^2(\varphi) \left(1 + \frac{\partial \sigma}{\sigma}\right) d\varphi \quad (15)$$

以 $C(R)$ 代替式(15)右边积分项以外的定标因子,那么式(15)可以化简如下^[3]:

$$I(R) = C(R) \int G_a^2(\varphi) d\varphi [1 + m(R)] \quad (16)$$

$m(R)$ 为信号调制,这里表示成雷达与目标距离 R 的函数,将其投影到海平面坐标系即为式(1).

实际系统的接收功率 $I(R)$ 主要受到两种噪声——斑点噪声和热噪声的影响^[3,4].斑点噪声是雷达遥测的固有特性,直接作用于信号调制 $m(R)$;热噪声作为加性噪声直接作用在式(16).因此,雷达实际的接收功率为:

$$I(R) = C(R) \int G_a^2(\varphi) d\varphi \{1 + f[m(R)]\} + h(B_T) \quad (17)$$

函数 f 表示斑点噪声的影响;函数 h 表示热噪声的影响,它是发射脉冲带宽的函数.

如果雷达接收机采用功率检波,那么回波信号的幅度的衰落特性为指数分布.采用多视处理技术降低斑点噪声,即同一回波距离门相邻的 N 个采样作统计平均,那么可以利用均值为 $[1 + m(R)]$ 的 N 视 Gamma 方程对信号的斑点噪声进行建模.同样,利用 N 视 Gamma 方程对热噪声 B_T 建模.若回波的平均功率为 I_0 ,那么 N 视 Gamma 分布的回波功率的概率密度函数为^[11]

$$p(I) = \frac{N}{I_0 \Gamma(N)} \left(\frac{N \cdot I}{I_0}\right)^{N-1} \exp\left(-\frac{N \cdot I}{I_0}\right) \quad (18)$$

例如,入射角为 6° 时,波谱仪距离分辨率在地面的投影,即距离向的地面分辨率为 4.5m ;入射角为 10° 时,距离向的地面分辨率为 2.7m .由于用来进行海浪谱估

计的 σ° 分辨率只需要 20m 的量级即可,因此可以对距离向 6 个(6° 入射时)或 10 个(10° 入射时)固有分辨单元进行平均,得到一个较低分辨率的 σ° 值.

信号的功率由回波功率减去估计的热噪声功率 B_T 得到.信号的调制从信号功率提取,并通过谱估计得到调制谱.具体分析如下:对某一方向 ϕ 的信号调制 $m(X)$ 做谱估计便可得到它的功率谱,即信号调制谱 $P_m^c(k, \phi)$.谱估计的方法有周期图法, Welch 法等多种方法^[12].本研究直接利用周期图法计算 $P_m^c(k, \phi)$,离散的计算式如(19);并利用 $P_m^c(k, \phi)$ 和式(7)理论分析的调制谱 $P_m^a(k, \phi)$ 的相关系数分析系统的敏感性.

$$P_m^c(k, \phi) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{N} \cdot |\text{FFT}(m(X, \phi), N)|^2 \cdot \Delta X \quad (19)$$

其中 ΔX 表示雷达距离向的地面固有分辨率.

由于斑点噪声的存在,实际信号谱的解析形式如式(20)^[2,3]:

$$P_r(k) = d_r(k) + R(k)P_m(k) + P_s(k) + \zeta(k) \quad (20)$$

$d_r(k)$ 为信号的直流分量, $R(k)$ 为雷达的脉冲响应, $P_m(k)$ 为信号调制谱, $P_s(k)$ 是斑点噪声的谱, $\zeta(k)$ 为高阶项.星载系统, $R(k)$ 对于波长为 $20\text{m} \sim 1\text{km}$ 的海浪值约等于 1 ;直流分量可以通过滤波去除.因此

$$P_r(k) \approx P_m(k) + P_s(k) + \zeta(k) \quad (21)$$

其中^[3]:

$$P_s(k) = \frac{1}{N_{\text{in}} \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \frac{\Delta X}{2 \sqrt{2 \ln 2}} \quad (22)$$

N_{in} 为一次谱估计对应的后向散射系数测量的独立样本数.实际调制谱约等于谱估计得到的调制谱减去斑点噪声的谱得到的值.由于忽略了高阶小项的影响,直接相减后调制谱有可能在某些波数点上小于 0 .

3.3 仿真流程

综合前面各节的分析,将仿真流程归纳为正演和反演两部分.正演时,首先根据表 2 和式(12)仿真波面斜率分布^[3,13,14] ξ_x 和 ξ_y ;然后,由式(1)计算信号的调制 $m(R, \phi)$,它是平台与目标的斜距 R 和观测方位 ϕ 的函数;接着,考虑平均 10 个相邻距离门的回波的斑点噪声和热噪声(6° 入射角平均 6 个相邻距离门的回波),并由表 1 中的波谱仪参数仿真雷达接收功率 $I(R, \phi)$.

反演时要计算信号的调制,并通过谱估计得到调制谱.首先,每个脉冲回波功率减去热噪声的平均功率,校正热噪声的影响;其次,对积分时间内的 N_{in} 脉冲进行累加平均,累加的时候要注意校正卫星平台位移的影响;然后,平均后的信号能量除去式(16)右边的常数项,得到估计的信号调制 $m(R, \phi)$;接着,将上一步得到的信号调制投影到海面上,并通过谱估计得到单次积分时间估计的调制谱;最后,平均 0.45s 内的所有估

计的调制谱,得到方位分辨率小于 20° 调制谱。

对比反演的调制谱和理论计算的调制谱,可研究模型的灵敏度,探讨由调制谱反演海浪方向谱的可能性。

4 结果讨论

文章首先仿真了在中等风速条件,不同海况下(完全成熟的风浪和涌浪)的方向调制谱,通过与理论的调制谱进行对比,分析波谱仪能够有效测量海浪谱的海面风速或有效波高条件。然后,以 JONSWAP 海浪谱为基础,对比不同入射角以及不同风速条件下的调制谱反演精度,接着给出特定风速条件下的二维波高谱反演实例,并说明反演谱相对于真实谱的能量误差。最后,文章仿真分析了雷达后向散射系数(NRCS)测量误差对海浪谱反演的影响。

4.1 不同海况下的调制谱反演

图 2 分别给出不同风速条件下,波谱仪反演成熟风浪和涌浪的海浪调制谱的情况。从表 2 可知,涌浪的波高谱和风速无关,但由于式(5)中敏感系数 α 是风速的函数,因此也需要分析涌浪条件下反演调制谱和风速的关系。仿真中假定斜视扫描波束的起始视线与海浪的传播方向一致。

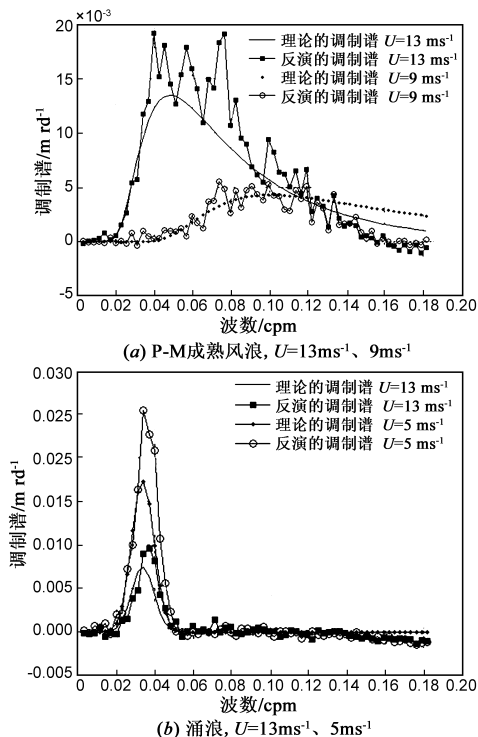


图2 不同风速条件下反演海浪的调制谱

图中反演的调制谱有相对强烈的波动,尤其是在谱峰处。这主要是因为数值仿真时,只考虑了波束 -3dB 范围内的积分,计算存在截断效应;并且,将信号

的调制投影到海表面时进行了近似运算。当波数大于 0.15 时,反演谱与理论谱有较大的偏差。

对于完全成熟的风浪(P-M谱),风速 13ms^{-1} 和 9ms^{-1} 对应的有效波高分别是 3.6m 和 1.7m 。风速越大调制谱密度越大,谱峰值对应的波数越小。两种风速条件下,反演调制谱和理论调制谱的相关系数分别是 0.95 和 0.53 。可见,风速减小会降低系统反演海浪谱的性能。对于单纯的涌浪,风速越大调制谱的密度越小。风速 13ms^{-1} 和 5ms^{-1} 对应反演调制谱和理论调制谱的相关系数分别是 0.84 、 0.93 ,风速增大时波谱仪反演海浪谱的性能略会降低。波谱仪观测涌浪时对风速的敏感性要明显小于观测风浪的情况。

4.2 不同入射角下的调制谱反演

入射角对海浪谱反演精度的影响如下:首先,入射角越大,相同带宽的信号对应的地面固有分辨率越小,根据式(22)斑点噪声的影响也越小;其次, 6° 、 10° 入射角的积分脉冲个数分别为 146 和 230 ^[3],因此 10° 入射角的波束有更多的积分脉冲,可以进一步减小斑点噪声的影响。根据式(22)计算, 6° 、 10° 入射角对应的斑点噪声调制谱的值分别为 0.005 和 0.002 ;再次,入射角越大,斜距越大,但在本研究中,卫星高度只有 500km ,因此斜距差别的影响不明显;最后,入射角越大同等海况雷达的后向散射系数越小,因此大入射角的波束受到热噪声的影响也较大。Hauser 的研究指出信号功率 $> 30\text{W}$ 时,一般海况下 SWIM 即可获得足够的信噪比。波谱仪的反射功率为 120W ,所以可认为热噪声不是入射角选择的主导因素。

图 3 给出不同风速条件下的 JONSWAP 谱对应海况的仿真结果。风速为 8 、 10 和 12ms^{-1} 时,表 2 中 JONSWAP 谱对应的有效波高分别是 1.9 、 3.1 和 4.6m 。仿真中仍假定斜视扫描波束的起始视线与海浪的传播方向一致。

可以看出相同风速条件下, 10° 入射波束反演的调制谱和理论调制谱的相关程度要比 6° 波束的好。风速越大、有效波高越大,信号受海面的调制越强,最大可检测波数越大、越有利于反演海浪谱。 6° 波束的波谱反演性能比 10° 波束的对风速更敏感。

4.3 二维海浪谱的反演

当波束视线与海浪传播方向超过一定角度时,由式(7)可知调制谱的理论值可能小于斑点噪声的幅度,因此无法从回波信号中有效估计该方向的海浪谱。为了研究波谱仪测量海浪方向谱的能力,有必要探讨波束扫描 360° 反演的海浪方向谱的谱峰、能量等分布情况。

图 4(a) 是风速为 10ms^{-1} 时的 JONSWAP 谱,图 4(b) 是与之对应的反演的波浪谱。

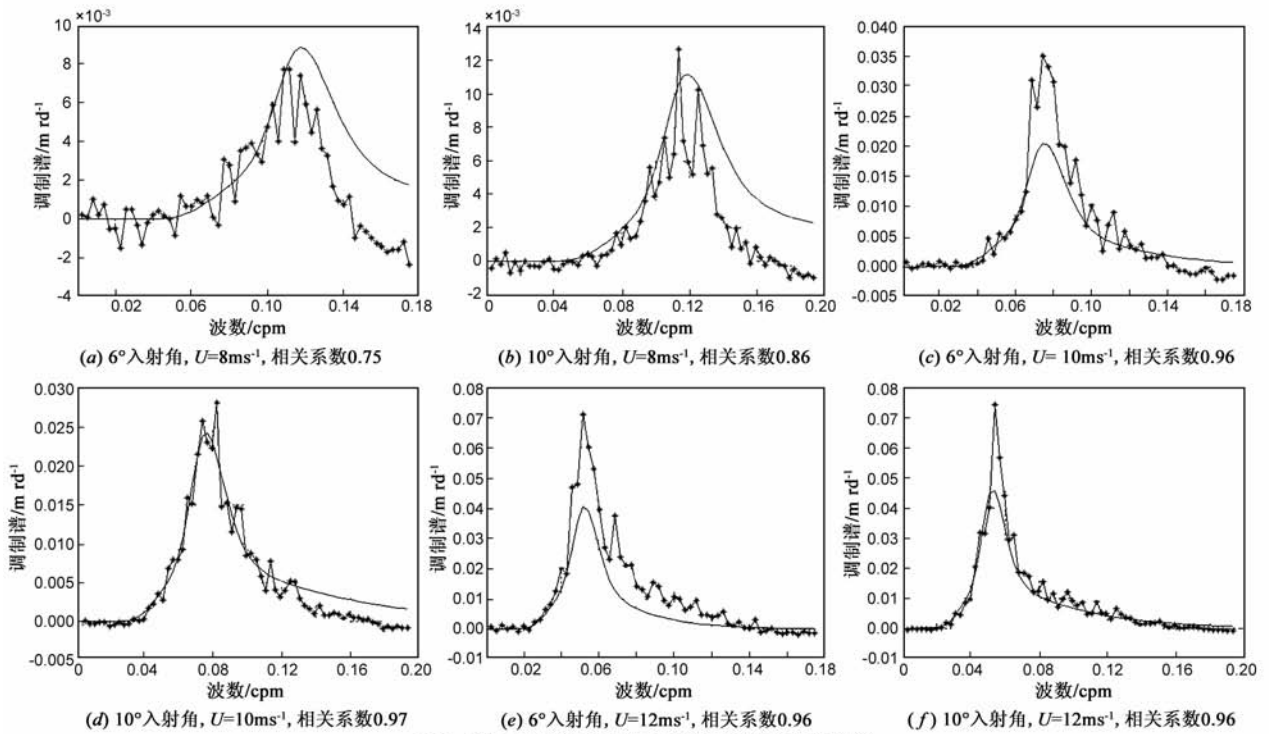
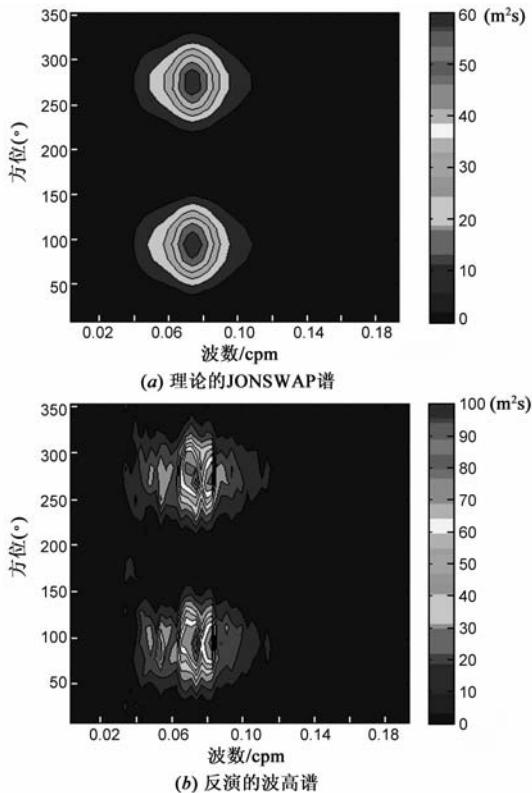


图3 不同入射角下反演JONSWAP海浪的调制谱

图4 理论二维波高谱与反演波高谱的对比
对比两幅图可以发现:

(1) 两图谱峰对应的纵轴位置一致,说明波谱仪能有效估计海浪的传播方向,进而估计风向;结合天底点观测波束(高度计)反演的风速,可以得到整个观测区

域的风场信息;

(2) 两图谱峰对应的横轴位置一致,说明波谱仪能有效估计海浪谱极值对应的波数(频率);

(3) 反演海浪方向谱和理论方向谱的二维分布有很强的相关性,而且谱峰能量(橙色部分)与理论谱谱峰能量(红色部分)基本相当;

(4) 由于仿真时雷达足迹的截断效应以及仿真中存在数值计算的其它影响,反演海浪谱的在波数域有较强的波动,但它不影响对图像的判读。

从图4(b)还可以看出,当波束指向与海浪传播方向超过一定角度时,波谱仪已经无法有效反演海浪谱,因此图4(b)没有图4(a)那么圆滑.图5给出波束大致迎着(或逆着)波浪传播方向观测时反演谱和理论谱的能量误差,大约为20%.横坐标为能量误差 ΔE ,即

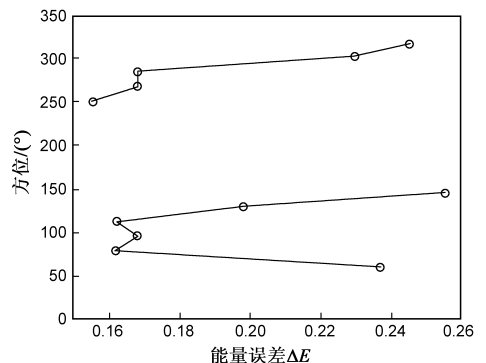


图5 反演谱的能量误差

$\Delta E = \frac{|E_c - E_a|}{E_a}$, 其中 E_c 表示反演谱的能量, E_a 表示理论谱的能量; 纵坐标为观测方位角。

4.4 NRCS 测量误差的影响

以上章节的仿真均假设系统能准确测量海面各分辨单元的后向散射系数. 实际上由于仪器噪声、海面的随机波动, 波谱仪测量雷达后向散射系数 σ° 总带有一定的误差. 本节分析 σ° 估计不准对海浪谱反演的影响.

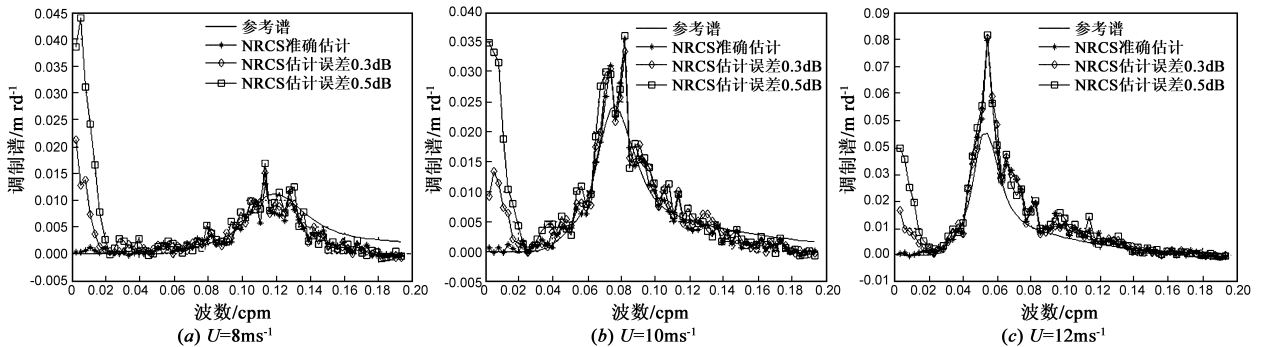


图6 σ° 误差对不同风速下 JONSWAP 反演调制谱的影响

5 总结

文章通过端到端的仿真分析了波谱仪在完全成熟风浪和涌浪下的调制谱反演性能. 同时, 详细分析了在 JONSWAP 谱的海况下, 不同风速、以及不同入射角情况下的海浪谱反演性能. 仿真及分析表明, 10° 入射角的波束比 6° 入射角的波束更有利于海浪谱的反演. 对于风浪, 有效波高大于 2m 时, 波谱仪可有效测量海浪调制谱(反演谱和理论谱的相关系数 > 0.6); 对于涌浪, 有效波高大于 0.8 时, 在大部分风速条件下波谱仪都能有效反演海浪调制谱, 如图 2(b). 10° 入射角波束的脉冲积分时间为 37.8ms, 6° 入射角波束的积分时间为 22.7ms^[3]. 仿真中, 每 0.45s 进行一次反演调制谱的平均处理, 因此 10° 入射角和 6° 入射角的最大平均积分次数分别为 12 和 20; 平均后波浪谱的方位向分辨率约为 17 度.

由图 2、3、6 所示, 风速大于 10ms^{-1} 时, 最大可检测波数约为 0.15, 对应最小可检测波长约 40m. 入射角为 10° 时, 足迹的长度约为 17.7km; 入射角为 6° 时, 足迹的长度约为 17.5km. 因此, 分析的波数分辨率最高分别为 $3.55\text{E}-4$ 、 $3.59\text{E}-4 \text{ rad m}^{-1}$. 波数域的多视处理(调制谱的 8 个相邻波数进行平均)之后, 波数分辨率分别为 $2.84\text{E}-3$ 、 $2.87\text{E}-3 \text{ rad m}^{-1}$, 因此 200m 波长的波长分辨率约 20m (优于 20%). 总之, 文中提出的系统能够满足 SWIMSAT 海浪观测的任务需求.

文中还仿真了海浪方向谱的反演. 反演的谱和真实谱有很强的相关性, 可以从反演谱中清晰地得到波浪传播方向, 波浪谱最大值对应的波数以及波谱能量的信息. 在迎波浪传播方向和逆波浪传播方向观测时,

仿真过程中, 引入的 σ° 误差建模成均值为 0、均方差为 0.3dB (或 0.5dB) 的高斯噪声.

图 6 给出 10° 波束的调制谱反演结果. 从上图可以看出, σ° 估计不准主要影响反演调制谱的低频 ($k < 0.025$) 部分. σ° 误差越大, 反演调制谱的低频部分抬高越多. $k > 0.03$ 时, σ° 误差几乎不影响调制谱的反演. 这与 Jackson 的机载实验结论一致^[2,4].

反演谱相对真实谱的能量误差约为 20%. 最后, 文章指出 σ° 测量误差为 0.3dB、0.5dB 时均只影响反演波浪谱的低频部分, 因此有效的波谱观测容许雷达波谱仪存在一定程度的 NRCS 测量误差.

参考文献:

- [1] Jackson F C. An analysis of short pulse and dual frequency radar techniques for measuring ocean wave spectra from satellites[J]. Radio Science, 1981, 16(6): 1385 - 1400.
 - [2] Jackson F C, Walton T W. A comparison of in situ and airborne radar observations of ocean wave directionality[J]. Journal of Geophysical Research, 1985, 90 (C1): 1005 - 1018.
 - [3] Hauser D, Soussi E, Thouvenot E, et al. SWIMSAT: A real-aperture radar to measure directional spectra of ocean waves from space-main characteristics and performance simulation [J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 2001, 18 (3): 421 - 437.
 - [4] Jackson F C, Walton T W, Baker P L. Aircraft and satellite measurement of ocean wave directional spectra using scanning beam microwave radars[J]. Journal of Geophysical Research, 1985, 90 (C1): 987 - 1004.
 - [5] 文圣常, 宇宙文. 海浪理论与计算原理[M]. 北京: 科学出版社, 1984. 142 - 194; 276 - 291.
 - [6] Liu Y G, Yan X H, Su M Y. Directional spectrum of wind waves: Part II - comparison and confirmation[J]. Journal of Ocean University of Qingdao, 2003, 2(1): 13 - 23.
 - [7] 陈汉宝, 陈波, 刘海源. 中国海浪方向谱的分析研究[J]. 水道港口, 2006, 27(2): 69 - 73.
- Chen Han-bao, Chen Bo, Liu Hai-yuan. Analysis of directional spectrum of sea waves in China[J]. Journal of Waterway and

- Harbour, 2006, 27(2): 69 – 73. (in Chinese)
- [8] 王爱方. 均方斜率与风速及波龄关系的研究[J]. 海洋湖沼通报, 2007, (1): 1 – 6.
Wang Ai-fang. A study of the relationship between the mean square slope and wind speed and wave age[J]. Transactions of Oceanology and Limnology, 2007, (1): 1 – 6. (in Chinese)
- [9] Pierson W J, Moskowitz L. A proposed spectral form for fully developed wind sea based on the similarity theory of S. A. Kitaigorodskii [J]. Journal of Geophysical Research, 1964, 69 (24): 5181 – 5190.
- [10] Durden S L, Vesecky J F. A physical radar cross-section model for a wind-driven sea with swell [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1985, 10(4): 445 – 451.
- [11] 盛骤, 谢式千, 潘承毅. 概率论与数理统计[M]. 北京: 高等教育出版社, 2001. 162 – 170.
- [12] 赵栋梁, 管长龙, 吴克俭, 等. 海浪方向谱估计方法的比较[J]. 海洋学报, 1999, 21(3): 119 – 125.
Zhao Dong-liang, Guan Chang-long, Wu Ke-jian, et al. Comparisons on estimating method of directional spectrum [J]. Acta Oceanologica Sinica, 1999, 21(3): 119 – 125. (in Chinese)
- [13] 徐利明, 姜昱明. 基于谱分析的实时海浪模拟[J]. 系统仿真学报, 2005, 17(9): 2092 – 2095.
Xu Li-ming, Jiang Yu-ming. Real-time waves simulation based on spectrum analysis [J]. Journal of System Simulation, 2005, 17(9): 2092 – 2095. (in Chinese)
- [14] Karaev V Y, Kanevsky M B, Balandina G N, et al. The concept of a microwave radar with an asymmetric knifelike beam for the remote sensing of ocean waves [J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 2005, 22(11): 1809 – 1820.
- [15] Alpers W R, Ross R D, Rufenach C L. On the detectability of ocean surface waves by real and synthetic aperture radar [J]. Journal of Geophysical Research, 1981, 86 (C7): 6481 – 6498.
- [16] Liu Y G, Su M Y, Yan X H, et al. The mean-square slope of ocean surface waves and its effects on radar backscatter [J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 2000, 17 (8): 1092 – 1105.

作者简介:



林文明 男, 1984 年 4 月出生于福建省仙游县. 现为中国科学院空间科学与应用研究中心、中国科学院研究生院博士研究生, 主要研究方向为星载雷达散射计信号处理及微波遥感技术.

E-mail: linwenzi1984@163.com

董晓龙 男, 1969 年 9 月出生于陕西. 工学博士, 中国科学院空间科学与应用研究中心研究员、博士生导师. 主要研究方向: 微波遥感理论, 微波传感器系统研究、设计与研制, 微波传感器定标理论、技术与方法, 电磁理论及其应用, 信号分析与处理等.

E-mail: ddxl@nmrs.ac.cn