

星载全极化微波散射计 系统仿真与性能分析

宋忠国^{1,2},董晓龙¹,林文明³,朱 迪¹

(1. 中国科学院微波遥感技术重点实验室中国科学院国家空间科学中心,北京 100190;2. 中国科学院研究生院,北京 100049;
3. 西班牙国家研究委员会海洋科学研究所,巴塞罗那 08003)

摘 要: 本文对全极化微波散射计遥感海面风场的原理及其特点进行研究,建立了星载全极化微波散射计的系统仿真模型.对比了 SeaWinds 散射计参数下全极化与同极化的风场反演质量,结果表明全极化微波散射计在星下点以及刈幅远端的区域有良好的风场反演性能,并可提升高风速条件下的风场反演精度.最后分析了极化通道隔离度对全极化散射计系统性能的影响.

关键词: 全极化; 散射计; 海面风场; 极化隔离度;

中图分类号: TP732.1

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2013) 12-2382-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.12.010

Spaceborne Polarimetric Microwave Scatterometer System Simulation and Performance Analysis

SONG Zhong-guo^{1,2}, DONG Xiao-long¹, LIN Wen-ming³, ZHU Di¹

(1. The CAS Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, 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; 3. Institute of Marine Sciences (ICM-CSIC), Barcelona 08003, Spain)

Abstract: The principles and characteristics of fully polarized microwave scatterometer was analyzed and a simulation model for fully polarized microwave scatterometer system was established. Wind retrieval quality of fully polarized and co-polarized system were compared under parameters of the SeaWinds scatterometer. The results show that fully polarized scatterometer has better performance than conventional co-polarized system in the nadir region and outlying region in swath. And it can improve wind inversion accuracy under high wind-speed conditions. Finally, the effects of polarization isolation on the measurement performance of fully polarized scatterometer system were analyzed.

Key words: fully polarized; scatterometer; sea surface wind field; polarization isolation

1 引言

星载微波散射计用于海面风场测量已经有很长的历史.已成功发射的散射计主要有:美国的 SEASAT-A/SASS、ADEOS-1/NSCAT 和 QuikSCAT/SeaWinds; 欧洲的 ERS-1/AMI、ERS-2/AMI 和 MetOp/ASCAT; 印度的 OceanSAT-II/SCAT 以及我国的“海洋”二号卫星散射计^[1]. 全极化微波散射计是一种新型微波遥感器,其用于风场测量的研究还处于起步阶段.1999 年, JPL 最先开展机载实验并开发了 Ku 波段(频率 13.9GHz)的全极化散射计系统 POLSCAT^[2].2011 年发射的 Aquarius/SAC-D 海洋观测卫星上载有 L 波段微波散射计用来修正海面量温,

采用了全极化体制^[3].在国内,中国科学院国家空间科学中心最先开展全极化散射计的研究工作,2012 年进行了机载仪器的飞行实验.截至目前,国内外均没有业务化运行的星载全极化海面风场测量微波散射计.

目前在轨运行的风场测量散射计都存在一些缺陷.现有散射计采用单、双极化(HH 和/或 VV)配置,在反演过程中会产生风向解模糊问题;且对于扫描体制微波散射计,星下点附近和刈幅远端区域由于观测角组合或信噪比降低等原因,风场反演性能下降;现有微波散射计在高风速条件下不能保证测量精度,且受降雨影响严重^[4].全极化微波散射计不但测量目标散射回波的同极化分量,并且测量同极化分量与交叉极化分量的相关系

数(σ_{hvv} 和/或 σ_{vhh})。散射理论研究表明,全极化测量具有提高海面风场反演精度的潜在能力^[5]。其实现方式可用一个双极化天线,采用分时发同时收的模式得到不同极化回波。

2 全极化散射计海面风场测量分析

2.1 相关散射系数的定义及特点

散射计分别发射 H 极化信号 $E_H^t(t)$ 和 V 极化信号 $E_V^t(t)$, t 时刻接收到距离 \bar{r} 处散射面元的回波 $E_H^r(t, \bar{r})$ 和 $E_V^r(t, \bar{r})$ 为:

$$\begin{bmatrix} E_H^r(t, \bar{r}) \\ E_V^r(t, \bar{r}) \end{bmatrix} = \frac{\lambda}{(4\pi)^{3/2} |\bar{r}|^2} \cdot \begin{bmatrix} K_{hh}^r(\bar{r}) & K_{hv}^r(\bar{r}) \\ K_{vh}^r(\bar{r}) & K_{vv}^r(\bar{r}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{hh}(\bar{r}) & S_{hv}(\bar{r}) \\ S_{vh}(\bar{r}) & S_{vv}(\bar{r}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_{hh}^t(\bar{r}) & K_{hv}^t(\bar{r}) \\ K_{vh}^t(\bar{r}) & K_{vv}^t(\bar{r}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_H^t\left(t - \frac{2|\bar{r}|}{c}\right) e^{jw_d(\bar{r})t} \\ E_V^t\left(t - \frac{2|\bar{r}|}{c}\right) e^{jw_d(\bar{r})t} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: $2|\bar{r}|/c$ 为信号回波时延, c 为光速。 $w_d(\bar{r})$ 为回波信号的多普勒频率。下标和 h 和 v 表示极化方式。矩阵元素 $K_{hh}^t(\bar{r})$ 和 $K_{vv}^t(\bar{r})$ 表示同极化发射信道增益, $K_{hh}^r(\bar{r})$ 和 $K_{vv}^r(\bar{r})$ 表示接收时的串扰; $S_{\alpha\beta}(\bar{r})$ 表示入射为 β 极化, 散射为 α 极化时的散射系数($\alpha, \beta = h$ 或 v); $K_{hh}^r(\bar{r})$ 和 $K_{hh}^t(\bar{r})$ 表示同极化接收信道增益, $K_{hv}^r(\bar{r})$ 和 $K_{vh}^r(\bar{r})$ 表示接收时的串扰。对于上式确定的入射场和散射场, 相关散射系数定义为:

$$\langle S_{\mu\tau}(\bar{r}) S_{\nu\kappa}^*(\bar{r}') \rangle = \sigma_{\mu\tau\nu\kappa} \delta(\bar{r} - \bar{r}') \quad (2)$$

下标 μ, τ, ν 和 κ 可以分别为 h 或 v 。在互易定理下, 相关矩阵 C 表示为埃尔米特阵:

$$C = \begin{bmatrix} \sigma_{hhhh} & \sigma_{vhhh} & \sigma_{hhvv} \\ \sigma_{vhhh}^* & \sigma_{hhvv} & \sigma_{hvvv} \\ \sigma_{hhvv}^* & \sigma_{hvvv} & \sigma_{vvvv} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中, $\sigma_{hhhh}/\sigma_{vvvv}$ 为传统散射计测量的同极化后向散射系数, 简记为 σ_{VV}/σ_{HH} , σ_{hhvv} 为交叉极化散射系数, 简记为 σ_{HV} , $\sigma_{hvvv}/\sigma_{hhhh}$ 为相关散射系数。

同极化后向散射系数 σ_{HH} 和 σ_{VV} 是观测方位角的偶函数, 如图 1(a), (b)。其方位向调制特性可用二次谐波函数来近似^[5]:

$$\sigma_{PP}(U, \varphi, \theta) = A_0(U, \theta, PP) + A_1(U, \theta, PP) \cos(\varphi) + A_2(U, \theta, PP) \cos(2\varphi) \quad (4)$$

其中, PP 为 HH 或 VV , θ 为入射角, U 是海面指定高度的风速, φ 为相对于迎风方向的方位角, A_0, A_1 和 A_2 为与入射角, 极化方式和风速相关的系数。相关散射系数 σ_{hvvv} 和 σ_{vhhh} 是观测方位角的奇函数, 如图 1(c), (d), 该

特性在风场反演中有重要的作用。用谐波奇函数表示为^[5]:

$$\sigma_{\mu\nu\tau\kappa}(U, \varphi, \theta) = \alpha_1(U, \theta, \mu\nu\tau\kappa) \sin(\varphi) + \alpha_2(U, \theta, \mu\nu\tau\kappa) \sin(2\varphi) \quad (5)$$

其中 $\mu\nu\tau\kappa = hvvv$ 或 $vhhh$ 。

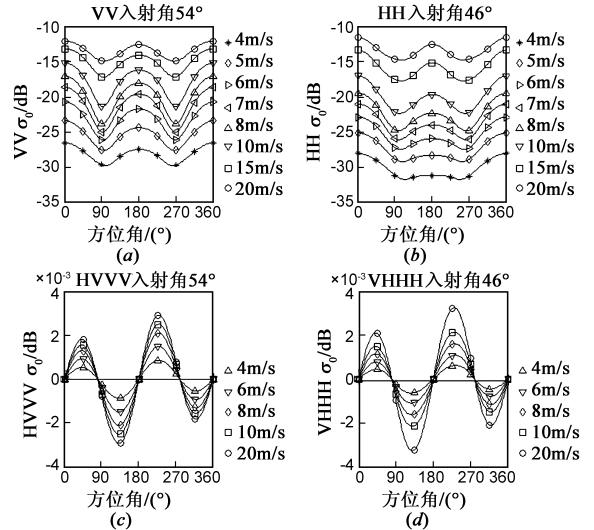


图1 全极化后向散射系数的地球物理模型。(a),(b)同极化后向散射系数;(c),(d)相关后向散射系数

2.2 相关散射系数的估计和测量方差

各通道测量的回波信号 $E_H(t)$ 和 $E_V(t)$ 是对式(1)中散射面元在照射区域内积分的结果:

$$E_H(t) = \int d^2\bar{r} E_H^r(t, \bar{r}) + n_h(t) \quad (6)$$

$$E_V(t) = \int d^2\bar{r} E_V^r(t, \bar{r}) + n_v(t)$$

式中 $n_h(t)$ 和 $n_v(t)$ 分别是极化 H 通道和 V 通道的噪声电压。

对于同极化测量, 以 σ_{VV} 为例。由于 $\sigma_{VV} \geq \sigma_{HV}$, 因此忽略交叉极化项的影响, 同时假设信号与噪声不相关, 得到 σ_{VV} 的估计:

$$\sigma_{VV} = \frac{\langle |E_V(t)|^2 \rangle - \langle |n_v(t)|^2 \rangle}{X} \quad (7)$$

定标因子 $X = \lambda^2 / (4\pi)^3 \int d^2\bar{r} |K_w^r(\bar{r})|^2 / |\bar{r}|^4$ 。当 $B_s T_p \gg 1$ 时, σ_{VV} 的方差为:

$$\text{Var}[\bar{\sigma}_{VV}] = \frac{\sigma_{VV}}{T_p B_s} \left(1 + \frac{2}{\text{SNR}_{VV}} + \frac{1}{\text{SNR}_{VV}^2} \right) \quad (8)$$

其中信噪比 $\text{SNR}_{VV} = \frac{X \sigma_{VV}}{[|n_v|^2]}$ 。

相关散射系数以 σ_{hvvv} 为例, 由式(6):

$$\langle E_V(t) E_H^*(t) \rangle = X_1 \sigma_{hvvv} + X_2 \sigma_{vvvv} + \dots + \langle n_v(t) n_h^*(t) \rangle \quad (9)$$

参数 X_1, X_2 分别定义为:

$$X_1 = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \int d^2\bar{r} \frac{|K_{vv}^t(\bar{r})|^2 K_{vv}^r(\bar{r}) K_{hh}^{*r}(\bar{r})}{|\bar{r}|^4} \quad (10)$$

$$X_2 = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \int d^2\bar{r} \frac{|K_{vv}^t(\bar{r})|^2 K_{vv}^r(\bar{r}) K_{hv}^{*r}(\bar{r})}{|\bar{r}|^4} \quad (11)$$

该式共包含 15 个串扰项,其中 $X_2\sigma_{vvvv}$ 是最大的串扰项。 $\langle n_{v,n_h}^* \rangle$ 是两信道串扰引起的噪声。得到 σ_{vhhh} 的估计如下:

$$\sigma_{hvvv} = \frac{\langle E_V(t) E_H^*(t) \rangle - (X_2\sigma_{vvvv} + \dots + \langle n_v(t) n_h^*(t) \rangle)}{X_1} \quad (12)$$

在理想情况下, H、V 通道是完全隔离的,且各通道的噪声项是相互独立的,即 $\langle n_{v,n_h}^* \rangle = 0$, 于是可得 σ_{hvvv} 的测量方差:

$$\text{var}[\sigma_{hvvv}] = \frac{\text{var}[\langle E_V(t) E_H^*(t) \rangle]}{X} \quad (13)$$

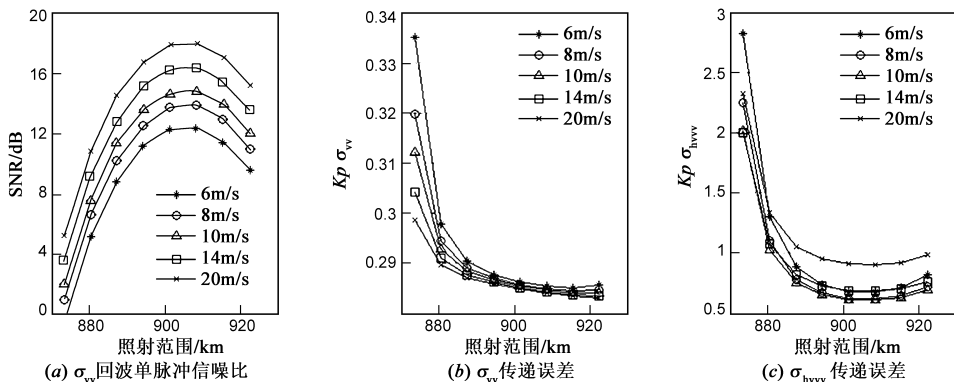


图2 SeaWinds系统参数下, 当方位角为135°时,各参数曲线

3 全极化散射计系统仿真模型

仿真流程如图 3 示:首先,通过轨道及天线姿态等参数计算卫星绕地球旋转时星下点轨迹并在刈幅内以星下点为中心划分风单元(WVC, Wind Vector Cell);结合观测几何、天线及仪器参数计算得到脉冲匹配到各 WVC 后,各次观测的定标因子及传递误差等;仿真不同尺度的风场作为输入,并附加各种误差因素得到用于反演的仿真数据;再通过反演得到风场模糊解,最后通过一定评价准则进行评估。

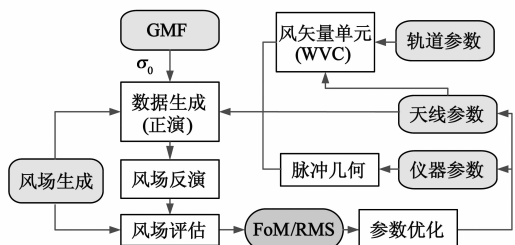


图3 星载全极化微波散射计系统仿真流程

假定信号与两通道的噪声均不相关,且收发通道幅相特性相同: $K_{hh}^r(\bar{r}) = K_{vv}^r(\bar{r}) = K_{vv}^t(\bar{r})$, 经推导得:

$$\text{Var}[\sigma_{hvvv}] = \frac{1}{2T_p B_s} \left[\sigma_{hvvv}^2 + \sigma_{VV}\sigma_{HV} \cdot \left(1 + \frac{1}{\text{SNR}_{VV}}\right) \left(1 + \frac{1}{\text{SNR}_{HV}}\right) \right] \quad (14)$$

同理可获得 σ_{vhhh} 的估计和方差^[5]。可见,交叉极化散射系数的测量方差取决于同极化和交叉极化回波的信噪比,由于 $\text{SNR}_{VV} \gg \text{SNR}_{HV}$, 所以该方差大小主要决定于交叉极化通道^[6]。

图 2 中,输入风速增大,同极化回波的信噪比因受风场调制作用增强而提高,后向散射系数的传递误差减小;相关后向散射系数的传递误差通常远大于同极化通道,在很多情况下将大于 1(100%)。

3.1 全极化地球物理模型(PGMF)

地球物理模型方程(GMF, Geophysical Model Function)可以描述海面风场与后向散射系数之间的关系。目前还没有经过验证的、成熟的全极化地球物理模型(PGMF, Polarimetric GMF)。文献[5]中 W. Y. Tsai 等人以 NSCAT-2 模型方位向调制特性为基础,建立了半理论半经验模型。简述如下,式(6)中参数 $\alpha_1(U, \theta, hvvv)$ 和 $\alpha_2(U, \theta, hvvv)$ 可表示成:

$$\alpha_1(U, \theta, hvvv) = -\xi\delta\alpha(U, \theta) \quad (15)$$

$$\alpha_2(U, \theta, hvvv) = \xi(1 + \delta)\alpha(U, \theta) \quad (16)$$

其中 ξ 表示信号的衰减。这里假定 $\xi = 1$ 。 $\alpha(U, \theta)$ 为相关散射系数 $\rho_{hvvv} = \frac{\sigma_{hvvv}}{\sqrt{\sigma_{HV}\sigma_{VV}}}$ 和 $\rho_{vhhh} = \frac{\sigma_{vhhh}}{\sqrt{\sigma_{HV}\sigma_{HH}}}$ 的幅度因子:

$$\alpha(U, \theta) = \frac{\sqrt{e_V}\rho(U, \theta)\sigma_{VV}(U, \varphi = 60^\circ, \theta)}{(1 + \delta)\sin(120^\circ) - \delta\sin(60^\circ)} \quad (17)$$

其中, $\rho(U, \theta) = 0.5\rho_0(1 + \theta/30)$, δ 代表迎风向与逆风向的不对称性, $\sigma_{VV}(U, \varphi = 60^\circ, \theta)$ 为 $\alpha(U, \theta)$ 的本地最小值。通过拟合 NSCAT-2 方位向的调制曲线得到 5 阶

多项式 ρ_0 :

$$\begin{aligned} \rho_0 = & 5.234187 \times 10^{-2} U - 4.635087 \times 10^{-3} U^2 \\ & + 1.5992 \times 10^{-4} U^3 - 2.4191 \times 10^{-6} U^4 \\ & + 1.3440 \times 10^{-8} U^5 \end{aligned} \quad (18)$$

根据以往机载实验结果,交叉极化后向散射比同极化后向散射弱 15dB 以上^[5],即 $e_V = -15\text{dB}$.将 NSCAT-2 的 GMF 及上述各参数带入即可得到 σ_{hv}^0 的模型方程.再假设 $|\rho_{\text{vh}}| = |\rho_{\text{hv}}|$, $\angle\rho_{\text{vh}} = -\angle\rho_{\text{hv}}$ 即可得到 σ_{vh}^0 的模型方程.由图 1(c),(d)可见相关散射系数的幅度随风速的增大而增大,且当风速大于 20m/s 左右时不再随风速的增大而显著改变.

3.2 相关后向散射系数误差模型

微波散射计的测量误差主要来自传递误差(K_{pc})和模型误差(K_{pm}).传递误差是雷达固有的衰落效应和接收机热噪声引起的,与后向散射系数的测量方差有关:

$$K_{pc} = \frac{\sqrt{\text{Var}[\sigma^0]}}{\varepsilon[\sigma^0]} \quad (19)$$

同极化及相关散射系数的传递误差可分别由式(8)和式(14)带入式(19)得到.

Porteballe 和 Stoffelen 的研究指出,模型误差可看作

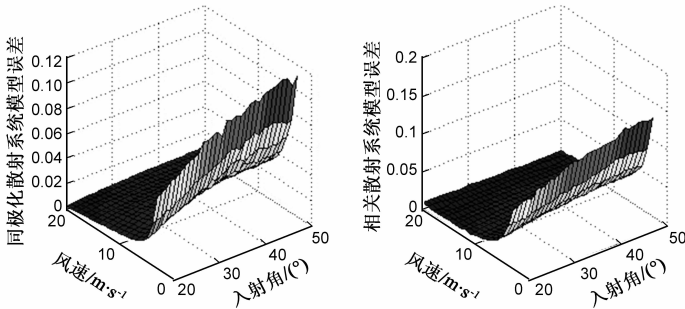


图4 与风向夹角为45°时,PGMF的模型误差

仿真中用于风场反演的后向散射系数 σ_M^0 由输入风场对应的真实 σ_G^0 (通过 PGMF 得到) 附加上传递误差和模型误差得到:

$$\sigma_M^0 = (1 + K_{pc}\xi_2)(1 + K_{pm}\xi_1)\sigma_G^0 \quad (21)$$

3.3 风场反演

散射计风场反演算法目前已趋于成熟,各种新算法层出不穷^[8].本文采用目前使用最广泛的极大似然估计算法(MLE)^[9].其过程为寻找一组风场使其通过 σ_{tried}^0 代入式(23)使得 MLE 的值为最小,其中 σ_M^0 表示实测后向散射系数.

$$\text{MLE} = \sum_{\text{views}} \frac{(\sigma_M^0 - \sigma_{\text{tried}}^0)^2}{(K_{pc} \cdot \sigma_M^0)^2} \quad (22)$$

对于全极化散射计,采用极大似然估计进行风场反演时,只需在计算同极化 MLE_c 时加入相关散射系数对应的 MLE_p 分量,即:

是一个独立的噪声源叠加在系统噪声之上^[7].分辨率为 50km 的风单元,风场差异服从均值 0,方差 0.55m/s 的正态分布,且仿真平均的样本数为 8 时得到的结果与真实模型误差最为接近.本文使用的模型误差是基于上述方法,并在 NSCAT-2 模型的基础上得到的. Ku 波段的同极化模型误差随着方位角变化很小(多数情况下变化不大于 1.5%),图 4 描述了同极化传递误差随着入射角和风速的变化情况.由于模型误差随风速变化最为剧烈,因此拟合为:

$$\begin{cases} K_{pm} = (0.0004942v^2 - 0.01554v + 0.1292)\sqrt{\frac{r}{50}}, v < 16 \\ K_{pm} = 0.01, v > 16 \end{cases} \quad (20)$$

其中 v 表示风速, r 表示风矢量单元的空间分辨率.风速 $v > 16\text{m/s}$ 时,模型误差设为 1%.这是由于风速越大模型误差的值越小且趋于稳定.而相关散射系数除在过零点附近随方位角变化剧烈外,在其他角度下趋于平稳,且小于 20%.且远小于传递误差 K_{pc} (比值不超过 2%),见图 5.因此粗略仿真时可只考虑 K_{pc} 的影响.

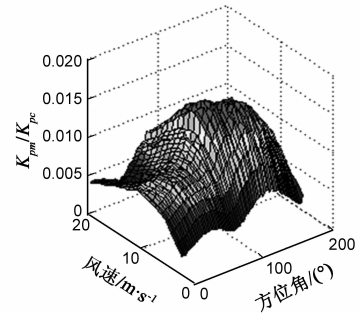


图5 相关散射系数的模型误差 K_{pm} 与传递误差 K_{pc} 的比较

$$\text{MLE} = \text{MLE}_c + \text{MLE}_p \quad (23)$$

3.4 风场反演精度评估方法

本文采用相对评价和绝对评价两种评价标准.其中,将 KNMI 提出的品质因素(FoM)作为风场反演精度的相对评价方法^[10].本文采用的是 KNMI 四种 FoM 定义中的第一种.为定量描述风速和风向的误差范围,常使用偏差、绝对误差和均方根误差等指标作为系统的绝对评价标准,本文使用的是均方根误差(RMS, Root Mean Square).

3.5 星载全极化散射计系统性能验证

由于交叉极化通道回波通常很弱,全极化散射计不适合采用信噪比较低的扇形波束体制^[11].本文的仿真均在笔形波束体制下进行.且由于全极化散射计与同极化散射计的系统仿真处理流程一致.这里在同极化情况下,用实测数据对仿真模型进行验证.表 1 列出

SeaWinds 散射计的主要参数.

表 1 QuikSCAT/SeaWinds 的系统参数如下表^[12]:

系统参数	内波束 H/外波束 V	
	HH	VV
极化方式	HH	VV
-3dB 方位向/俯仰向波束宽度(°)	1.8/1.6	1.7/1.4
俯仰/入射角(°)	40/47	46/55
天线最大增益(dB)	38.5	39.0
刈幅(km)	1400	1800
轨道参数		
天线旋转速率(rpm)	18	
发射功率(W)	110	
发射频率(GHz)	13.4	
脉冲重复频率(Hz)	185	
脉冲时宽(ms)	1.5	
接收窗宽度(ms)	2.0	
回波延迟(ms)	7.3/8.3	
脉冲信号带宽(kHz)	375	
总的系统损耗(dB)	6.0	
轨道高度(km)	803	
偏心率	0.00014	
轨道倾角(°)	98.616	
升交点赤经(°)	178.47	
近地点角距(°)	47.4	

实测数据采用 2003 年 6 月 SeaWinds 的 L2B 数据产品, 仿真模型反演的风场数据由参考风场经图 3 的流程后得到, 参考风场使用的是相同时间段由美国国家环境预报中心(NCEP)提供的数值天气预报.

图 6 对比了仿真模型和 SeaWinds 反演风场的 FoM, H 和 V 波束均照射到的 750km 以内均方根误差较小, 约为 0.0376; 只被外波束观测到的刈幅远端风场反演结果相差较大, 均方根误差约为 0.113. 可以看出, 仿真模型反演结果与 SeaWinds 真实反演结果基本一致, 可以用来衡量散射计系统风场测量的性能.

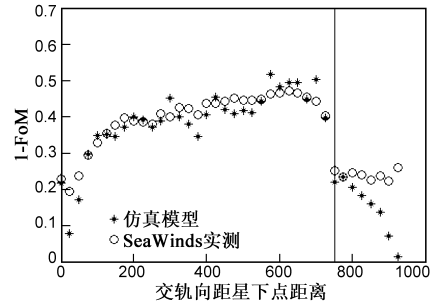
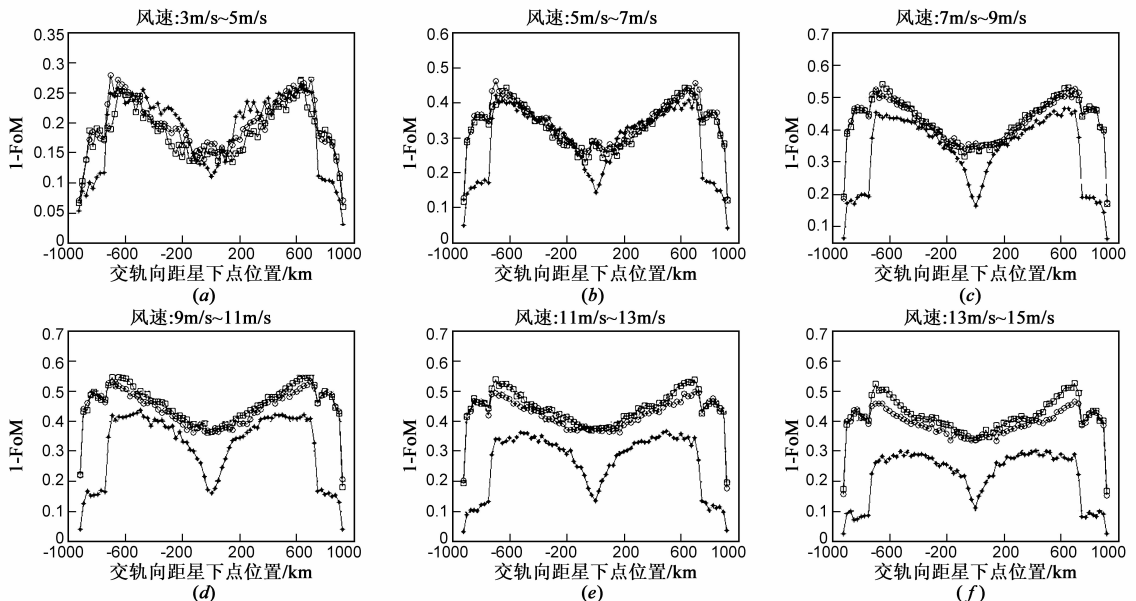


图 6 仿真模型风场反演结果与 SeaWinds 实测数据的对比

4 星载全极化散射计系统仿真与性能评估

4.1 理想系统性能仿真与性能评估

仿真中分别对比了采用传统双极化(HH + VV, POL2)、引入 σ_{hvv} 的配置(HH + VV + HVVV, POL3)及引入 σ_{hvv} 和 σ_{vhhh} 的配置(HH + VV + HVVV + VHHH, POL4)三种情况下的风场反演性能, 输入风场为分段随机风场. 由图 7 可见引入交叉极化测量可显著改善海面风场的反演精度, 尤其是星下点和刈幅远端的风场反演性能. 低风速下, 相关散射系数的传递误差很大, 引入交叉极化测量并没有提高风场反演的性能; 风速增大, 星下点和刈幅远端反演能力开始提高; 随着风速继续增大, 整个刈幅内的反演性能均得到提高. 采用 POL4 比 POL3 只在高风速下性能略好, 这是因为 σ_{hvv} 和 σ_{vhhh} 风向对称特性一致导致.



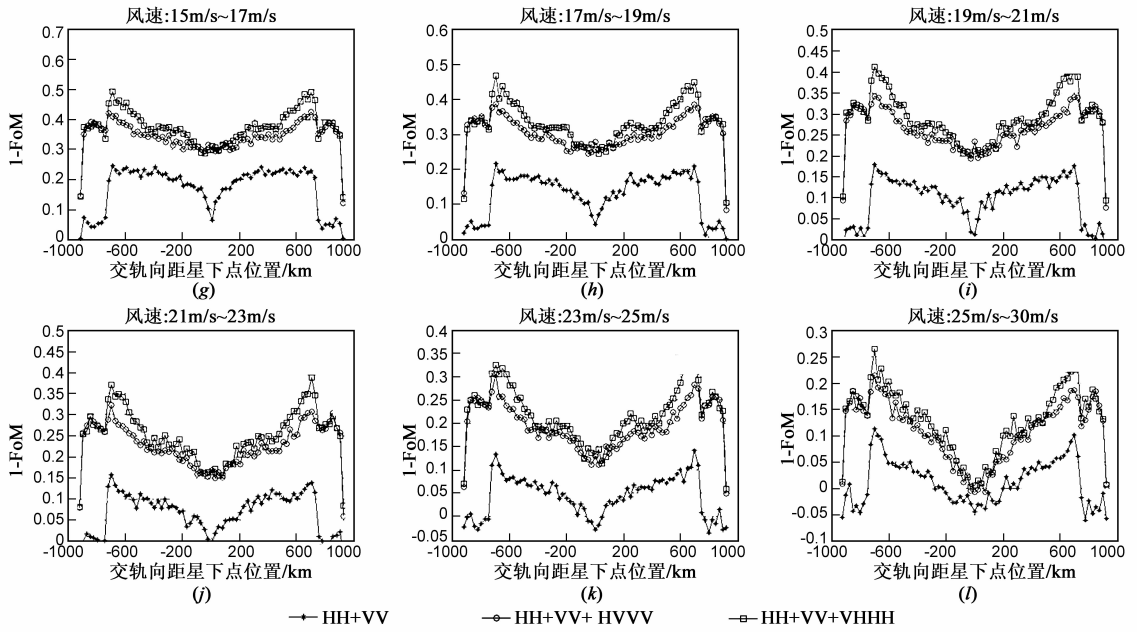


图7 不同极化配置下全极化散射计的相对评价FoM

图8表明,采用全极化测量可以显著提高不同风速下风场反演的质量,尤其是高风速下的风场反演精度.该参数下,全极化散射计在风速为9m/s~13m/s左右时,可获得最好的风场反演效果.风速增大,虽然性能有所下降,但仍比同极化有明显优势.

图9可看出全极化体制对于风场测量能力的改善主要体现在风向上,风向反演精度普遍可以低于10°,而对于风速测量精度改善并不显著.这主要是由于后向散射系数幅度大小主要受风速的影响,相关散射系数计算过程中引入低信噪比的交叉极化数据并不利于风速的反演.

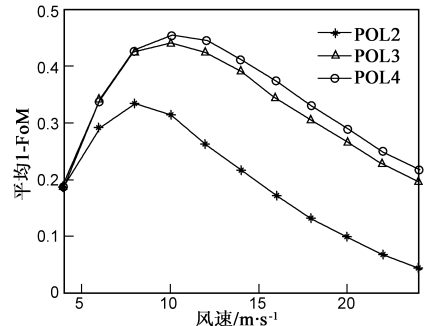
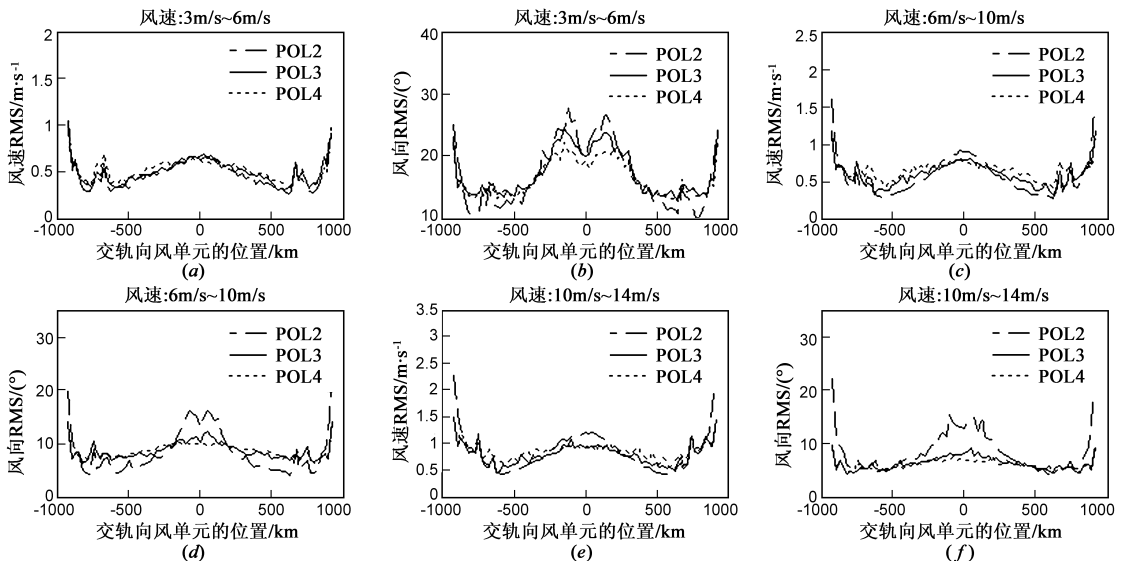


图8 刈幅内平均FoM随风速的变化



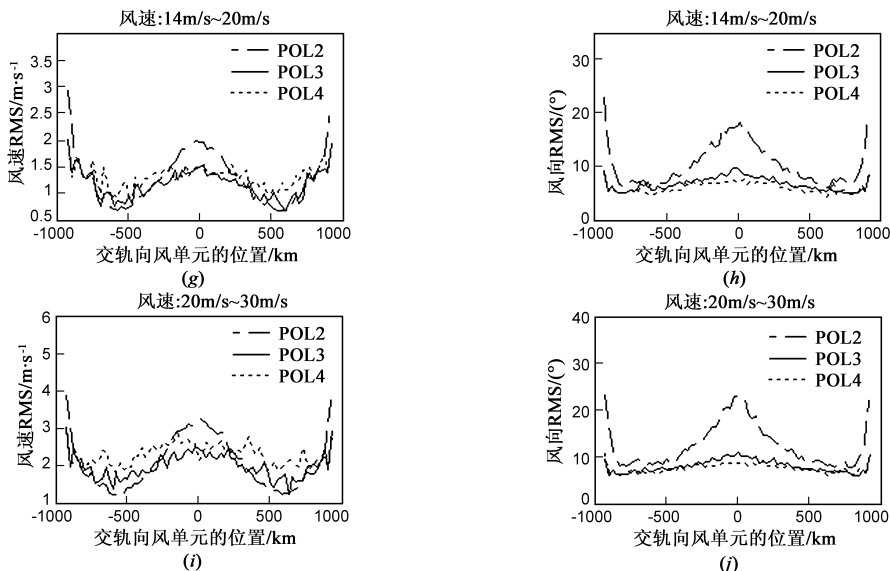


图9 风速区间为:3~6m/s,6~10m/s,10~14m/s,14~20m/s,20~30m/s时,采用不同极化配置方式下RMS对比

4.2 通道间串扰的影响

全极化散射计系统的一个重要指标是极化隔离度.现以接收V极化信号为例分析其对系统的影响.将通道回波信号改写为:

$$E_H(t) = \int d^2r E_H^r(t, \vec{r}) + \alpha \int d^2r E_V^r(t, \vec{r}) + n_h(t)$$

$$E_V(t) = \int d^2r E_V^r(t, \vec{r}) + n_v(t) \quad (24)$$

$$\text{var}(\sigma_{hvv}) = \frac{\text{var}[\langle E_V E_H^* \rangle]}{X^2} + \alpha^2 \text{var}[\sigma_{vv}] + \frac{2\alpha}{X} (\epsilon[\langle E_V E_H^* \rangle] \epsilon[\langle \sigma_{vv} \rangle] - \epsilon[\langle E_V E_H^* \rangle \langle \sigma_{vv} \rangle])$$

$$= \frac{1}{2N} \left(\sigma_{vv} \sigma_{hv} + \sigma_{hvv}^2 + \frac{\sigma_{vv} \sigma_{hv}}{\text{SNR}_{hv}} + \frac{\sigma_{vv} \sigma_{hv}}{\text{SNR}_{vv}} - \frac{2\alpha \sigma_{vv} \sigma_{hvv}}{\text{SNR}_{vv}} - \frac{3\alpha^2 \sigma_{vv}^2}{\text{SNR}_{vv}} + \frac{4\alpha^2 \sigma_{vv}}{\text{SNR}_{vv}} + \frac{2\alpha^2 \sigma_{vv}}{\text{SNR}_{vv}^2} \right)$$

$$+ \frac{1}{2N} \left(\frac{2\eta \sigma_{hvv} \sqrt{\sigma_{vv} \sigma_{hv}}}{\sqrt{\text{SNR}_{vv} \text{SNR}_{hv}}} - \frac{2\eta \alpha \sigma_{vv} \sqrt{\sigma_{vv} \sigma_{hv}}}{\sqrt{\text{SNR}_{vv} \text{SNR}_{hv}}} + \frac{\sigma_{vv} \sigma_{hv}}{\text{SNR}_{vv} \text{SNR}_{hv}} + \frac{\eta^2 \sigma_{vv} \sigma_{hv}}{\text{SNR}_{vv} \text{SNR}_{hv}} - \frac{4\eta \alpha \sigma_{vv} \sqrt{\sigma_{vv} \sigma_{hv}}}{\text{SNR}_{vv} \sqrt{\text{SNR}_{vv} \text{SNR}_{hv}}} \right) \quad (26)$$

其中,系数 $\eta = \frac{\epsilon[n_v n_h]}{\sqrt{\epsilon[n_v^2] \epsilon[n_h^2]}}$.当 α 较小时, $\eta \approx 2\alpha$.

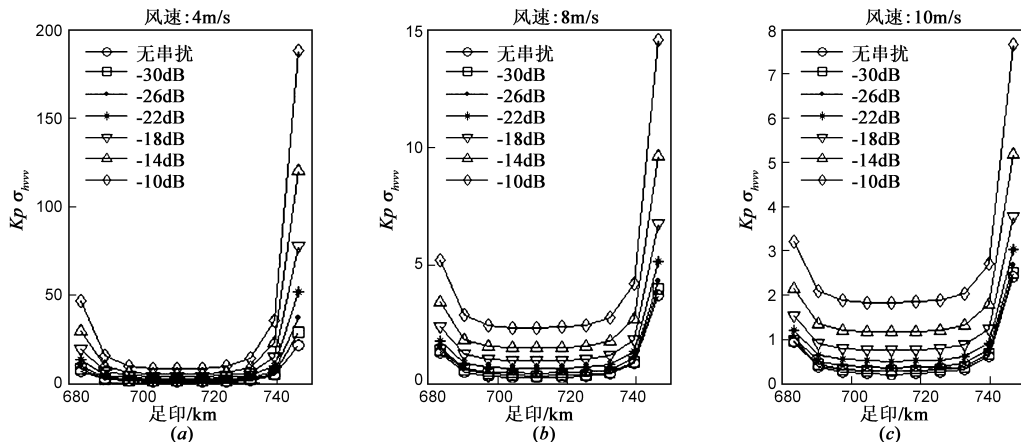
由图 10(a)~(e),串扰导致了相关散射系数传递

α 为通道间的串扰(极化隔离度 = $20\log_{10} \alpha$).只考虑最大串扰项的影响,有:

$$\text{var}(\sigma_{hvv}) = \text{var}\left(\frac{\langle E_V E_H^* \rangle}{X} - \alpha \sigma_{vv} + \frac{\langle n_v n_h^* \rangle}{X}\right) \quad (25)$$

通道间存在串扰时 $\langle n_v n_h^* \rangle \neq 0$,但噪声测量通道带宽足够大时,噪声的方差项 $\text{var}[\langle n_v n_h^* \rangle]$ 可忽略,经推导得到:

误差增大,对信噪比较高的足印中部区域,仍然有很大的影响.图 10(f)表明风速越低,交叉通道的回波信号越弱,串扰对系统的影响也越明显.



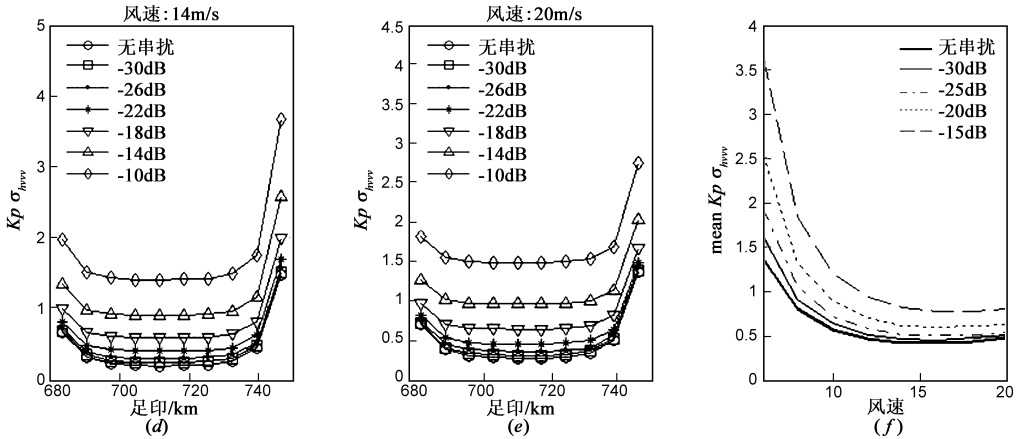


图10 (a)~(e)风速分别为4m/s、8m/s、10m/s、14m/s和20m/s时,方位角为135°的相关散射系数传递误差随隔离度的变化;(f)不同风速及隔离度下,足印内平均传递误差

图 11 可看出,在低风速下回波信号弱,本身的风场反演效果较差,串扰对系统性能影响较小;随着风速的增大,风场反演性能随之提高,串扰对系统的影响也随之增大。

由图 12 可见极化隔离度较差会极大的影响风向的测量精度,而对风速影响相对较小。风速达到 12m/s 时,整个刈幅范围内的风向精度都受到了影响,而对风速的影响只集中在天底点附近。因此,全极化散射计设计过程中,应根据风速和风向的测量精度需求(尤其是风向)来考察极化隔离度是否满足设计要求。如:在该系统中要求风速 12m/s 时,风向精度高于 10°,则需要极化隔离度高于 -30dB;若风向精度高于 15°,则只需要极

化隔离度高于 -21dB。

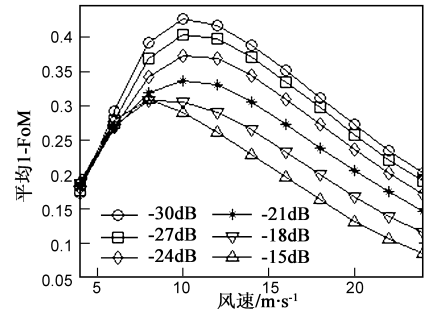


图11 不同极化隔离度下刈幅内平均FoM

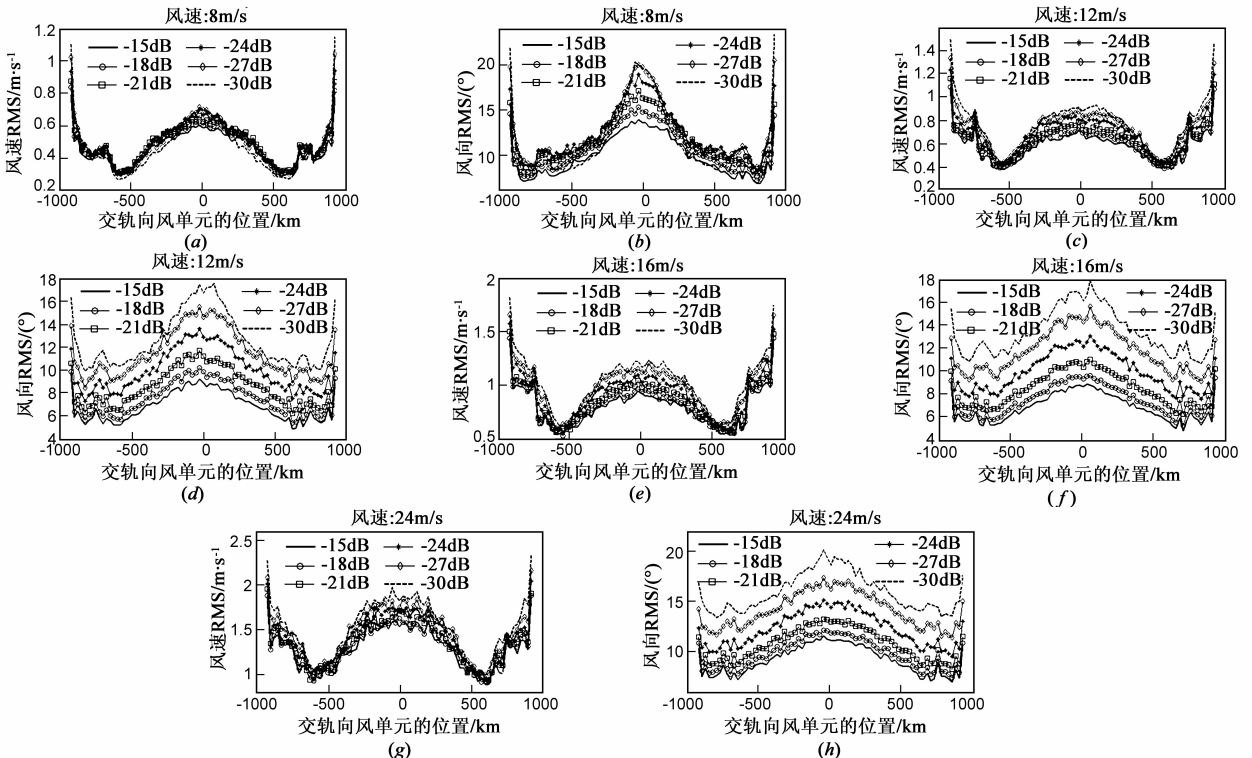


图12 (a)~(h)为风速8m/s、12m/s、16m/s和24m/s时,不同极化隔离度下,风速和风向测量精度的绝对评价RMS

5 结论

本文介绍了用全极化微波散射计遥感海面风场的方法,分析了相关散射系数的传递误差并在半经验 PGMF 模型基础上分析了模型误差;建立了全极化微波散射计的系统仿真模型,并验证了其有效性。在 SeaWinds 系统参数下进行仿真,比较了不同输入风场下的系统性能,得出以下结论:(1)全极化微波散射计具有更好的风场测量性能,能够解决传统散射计天底点及刈幅远端风场反演性能差的问题;(2)它能显著提高大风速天气下的风场测量精度;(3)全极化微波散射计测量性能的提高主要的体现在风向上。最后讨论了极化通道隔离度对系统测量性能的影响。

参考文献

- [1] W T Liu. Progress in scatterometer application[J]. Journal of Oceanography, 2002, 38: 121 - 136.
- [2] Yueh S H, Wilson W J, Dinardo S. Polarimetric radar remote sensing of ocean surface wind[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2002, 40(4): 793 - 800.
- [3] Le Vine D M, Lagerloef G S E, Colomb F R, et al. Aquarius: An instrument to monitor sea surface salinity from space[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(7): 2040 - 2050.
- [4] 李佳美, TJUATJA Saibun, 董晓龙, 朱迪. 降雨对 Ku 波段旋转扇形波束散射计影响[J]. 遥感学报, 2013, 17(1): 98 - 106.
LI Jiamei, TJUATJA Saibun, DONG Xiaolong, ZHU Di. Impact of rainfall on a Ku-band rotating fan-beam scatterometer[J]. Journal of Remote Sensing, 2013, 17(1): 98 - 106. (in Chinese)
- [5] W Tsai, S V Nghiem, J N Huddleston. Polarimetric scatterometry: A promising technique for Improving ocean Surface wind measurements from space[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2000, 38(4): 1903 - 1921.
- [6] M W Spencer. A methodology for the design of spaceborne pencil-beam scatterometer systems[D]. Brigham Young University, Provo, Utah, USA, 2001. 141 - 146.
- [7] Portabella M, Stoffelen A. Scatterometer backscatter uncertainty due to wind variability[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2006, 44(11): 3356 - 3362.
- [8] 钟剑, 黄思训, 张亮. 星载微波散射计资料反演海面风场进展研究[J]. 气象科学. 2010, 30(1): 137 - 142.

Zhong Jian, Huang Sixun, Zhang Liang. Research on the development of surface wind retrieval from microwave scatterometer [J]. Journal of the Meteorological Sciences, 2010, 30(1): 137 - 142. (in Chinese)

- [9] 解学通, 方裕, 陈晓翔, 等. 基于最大似然估计的海面风场反演算法研究[J]. 地理与地理信息科学, 2005, 21(1): 30 - 33.
XIE Xue-Tong, FANG Yu, CHEN Xiao-Xiang, et al. Research on numerical wind vector retrieval algorithm based on maximum likelihood estimation[J]. Geography and Geo-Information Science, 2005, 21(1): 30 - 33. (in Chinese)
- [10] J de Kloe, A Stoffelen. Optimisation of rotating, range - gated, fanbeam scatterometer for wind retrieval: task3a report. FoM definition and validation[R/OL]. <http://www.knmi.nl/scat-terometer/rfscat/>, 2008.
- [11] 林文明, 董晓龙. 不同增益天线旋转扫描扇形波束散射计的风场反演仿真[J]. 电子学报, 2009, 37(3): 494 - 499.
LIN Wen-ming, DONG Xiao-long. Wind retrieval simulation of a rotating rangeGate-d fanbeam scatterometer with antennas of different gain pattern[J]. Acta Electronica Sinica. 2009, 37(3): 494 - 499. (in Chinese)
- [12] M W Spencer, C Wu, D G Long, et al. Improved resolution backscatter measurements with the seaWinds pencil-beam scatterometer[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2000, 38(1): 89 - 104.

作者简介



宋忠国 男, 1982 年 5 月出生, 出生于吉林延吉。现为中国科学院国家空间科学中心、中国科学院研究生院博士研究生, 主要研究方向为星载全极化微波遥感器系统。

E-mail: szg0505@163.com



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

E-mail: dongxiaolong@mirslab.cn