

# L 波段散射计系统仿真研究

陈仔豪<sup>1</sup>, 林文明<sup>1</sup>, 马剑英<sup>2</sup>, 云日升<sup>2</sup>, 朱 迪<sup>2</sup>, 董晓龙<sup>2,3</sup>, 何宜军<sup>1,4</sup>

(1. 南京信息工程大学海洋科学学院, 江苏南京 210044; 2. 中国科学院国家空间科学中心, 北京 100190;  
3. 中国科学院大学, 北京 100049; 4. 自然资源部空间海洋遥感与应用重点实验室, 北京 100081)

**摘 要:** 对于海表盐度微波遥感, 海面粗糙度引起的辐射亮度温度变化与海表盐度的贡献相当甚至更大. 因此, 海表盐度遥感不仅要利用对盐度敏感的 L 波段微波频率进行高精度的辐射亮温测量, 还要利用同步搭载的 L 波段散射计获取海面粗糙度信息并进行矫正. 这对提高海表盐度测量精度具有重要作用. 本文针对我国首个海面盐度遥感卫星主被动微波盐度计的 L 波段散射计开展研究, 建立了一种多波束推帚式星载微波散射计的系统仿真模型; 对比分析了雷达脉冲参数对该系统测量精度的影响, 并进行了信号带宽和不同极化方式脉冲数配置的优化设计. 研究表明, 在 L 波段散射计的基线参数下, 脉冲带宽为 1.5 MHz、脉冲重复频率为 100 Hz 时, 可实现同极化后向散射测量精度优于 0.1 dB 的指标.

**关键词:** L 波段; 散射计; 系统仿真; 测量精度; 传递误差

**基金项目:** 中国科学院微波遥感技术重点实验室基金(No.WX-N21-05-04)

**中图分类号:** TP732.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2023)11-3215-10

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

**DOI:** 10.12263/DZXB.20220564

## Simulation Research on L Band Scatterometer System

CHEN Zi-hao<sup>1</sup>, LIN Wen-ming<sup>1</sup>, MA Jian-ying<sup>2</sup>, YUN Ri-sheng<sup>2</sup>, ZHU Di<sup>2</sup>, DONG Xiao-long<sup>2,3</sup>, HE Yi-jun<sup>1,4</sup>

(1. School of Marine Sciences, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210044, China;

2. National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China;

4. Key Laboratory of Space Ocean Remote Sensing and Applications, Ministry of Natural Resources of the People's Republic of China, Beijing 100081, China)

**Abstract:** For the microwave remote sensing of sea surface salinity (SSS), the brightness temperature changes induced by the sea surface roughness are equivalent or even larger than those caused by the sea surface salinity. Consequently, the remote sensing of sea surface salinity should not only use L band microwave frequency, which is sensitive to SSS, for accurate brightness temperature measurement, but also use L-band scatterometer to estimate the sea surface roughness simultaneously. This plays a major role in improving the accuracy of sea surface salinity measurement. This paper studies the L band microwave scatterometer onboard the first Chinese ocean salinity mission. A simulation model is developed for the L-band multiple-beam push-brooming microwave scatterometer system. With the simulation model, the impact of radar pulse parameters, including the signal bandwidth and the pulse configuration of different polarizations on the system performance, is analyzed, and the design is optimized accordingly. The results show that under the baseline parameters of the L band scatterometer, the co-polarized backscattering measurement accuracy can be better than 0.1 dB when the pulse bandwidth is 1.5 MHz and the pulse repetition frequency is 100 Hz.

**Key words:** L band; scatterometer; system simulation; measurement accuracy; communication error

**Foundation Item(s):** Key Laboratory Foundation of Microwave Remote Sensing Technology, Chinese Academy of Sciences (No.WX-N21-05-04)

## 1 引言

海表盐度通过改变海洋密度场, 从而影响海洋环流

和海水垂直混合过程. 由于海洋中的蒸发与降水驱动着海表盐度的变化, 因此海表盐度还对全球水文循环

有着重要的指示作用. 研究表明, 热带太平洋的海表面盐度异常与厄尔尼诺和南方涛动(El Niño-Southern Oscillation, ENSO)发展的强弱有着很大关联<sup>[1]</sup>. 发展卫星遥感技术有助于对海表盐度进行全球范围内高分辨率、高时空均匀的连续快速实时观测, 对进一步认识海洋动力环境和研究全球气候变化规律具有重要意义.

卫星海表盐度遥感观测主要利用L波段微波辐射计, 其原理是海水盐度会影响海水本身的介电常数, 进而影响海表的微波辐射亮温. 实际上, 微波辐射计测量的海面辐射亮温不仅与海表盐度有关, 还会受到海面粗糙度、海温、电离层法拉第旋转以及来自空间和地球表面的射频干扰等因素的影响<sup>[2-4]</sup>. 其中, 海面粗糙度变化对海面亮温不确定度的贡献最大, 可达到1~2 K, 若不加以校正最终会产生2~3 psu的盐度误差<sup>[5]</sup>, 使海表盐度的反演精度大大降低. 2009年, 欧洲空间局发射了SMOS(Soil Moisture and Ocean Salinity)卫星, 它是首颗针对全球海表盐度遥感探测的卫星. SMOS卫星仅搭载了二维综合孔径微波辐射计作为唯一有效载荷, 缺乏海面粗糙度信息的同步观测手段, 这使其最终的盐度反演精度难以满足目标需求, 在开阔海域100 km×100 km范围内, 10天的平均反演精度为0.3~0.5 psu<sup>[6]</sup>. 之后, NASA于2011年发射的Aquarius/SAC-D卫星, 采用主被动联合观测体制, 即在真实孔径辐射计的基础上, 利用同步搭载的散射计获取海面粗糙度信息. 为了确保反演盐度的精度满足应用需求, 即空间分辨率为150 km时, 月平均盐度测量精度达到0.2 psu<sup>[7]</sup>, Aquarius散射计定标之后测量精度要求优于0.1 dB<sup>[8]</sup>. 2015年, NASA发射的SMAP卫星同样采用了主被动联合观测体制, 在其主动观测雷达失效前, SMAP在100 km空间分辨率下, 月平均反演盐度的精度亦可达到0.2 psu<sup>[9]</sup>. 总之, 为确保海表盐度的反演精度, 当前海表盐度遥感普遍采用主被动联合观测技术. 目前, Aquarius已经停止工作, SMAP的主动观测子系统也由于供电问题失效. 为获取高精度的全球海表盐度遥感产品, 我国于2015年首次提出了国产海洋盐度观测卫星计划, 其中中国科学院国家空间科学中心提出的一种新型主被动联合观测系统MICAP(Microwave Imager Combined Active/Passive)入选成为有效载荷之一<sup>[10,11]</sup>. 该载荷的被动观测设备是L/C/K多频段一维综合孔径微波辐射计, 主动设备为L波段相控阵数字波束形成散射计, 两者均采用推帚式观测体制. 其中, 散射计即为本文的研究对象.

目前, 国内外研究学者针对不同的星载散射计系统分别提出了各自的研究方法, 例如: 1997年, Spencer等人<sup>[12]</sup>提出了关于笔形波束扫描散射计的系统仿真方法; 2007年, 杨斌利等人<sup>[13]</sup>利用MATLAB/Simulink软件

对该观测体制的散射计进行了系统模型的构建及仿真分析; 2006年, Portabella等人<sup>[14]</sup>基于欧洲遥感卫星搭载的散射计, 提出了构建其地球物理噪声模型的方法, 这有利于更好地评估散射计测量过程中的不确定性; 2019年, Lin等人<sup>[15]</sup>同时考虑仪器及地球物理噪声对系统测量的影响, 提出了扇形波束扫描体制散射计的全链路仿真方法. 此外, 为进一步提高海面风场反演的性能, 宋忠国等人<sup>[16]</sup>和杨晟等人<sup>[17]</sup>分别对星载全极化散射计开展了系统仿真研究. 然而, 由于MICAP的主被动系统共用一个抛物柱面天线, 因此其主动设备L波段散射计采用一维相控阵推帚式的全新观测体制, 这与以往的散射计有所不同, 需对其观测几何、脉冲时序及信号处理方法等进行重新考量. 本文在该L波段散射计设计方案的基线参数(主要是天线参数)下开展系统仿真研究与脉冲设计优化. 借鉴以上国内外已有的星载散射计经验, 开发了一种推帚式观测微波散射计的系统仿真模型, 在此基础上对比分析了不同脉冲参数对系统性能的影响, 并优化确定了实现0.1 dB测量精度指标对应的详细系统参数.

## 2 L波段散射计系统

与Aquarius卫星微波散射计类似, 本文研究的L波段散射计作为微波辐射计的同步观测手段, 其主要目标不在于测量海面风场, 而是提供同步的海面粗糙度信息. 根据微波散射计的观测原理, 海面粗糙度可使用后向散射回波强度来表征. 散射计对该后向散射回波强度的测量精度主要通过仪器噪声和地球物理噪声进行评价<sup>[18]</sup>, 前者又被称为传递误差, 是直接反映散射计系统测量性能的指标. 因此, 后续系统仿真暂不考虑地球物理噪声的影响.

L波段散射计系统主要由微波前端单元、频率单元、发射机单元、接收机单元以及数字处理单元组成, 具体如图1所示. 本文研究的重点在于系统中的数字处理单元, 该单元负责脉冲时序的控制以及星上接收信号的实时处理, 其与L波段散射计的观测几何及脉冲时序的设计有着很大关联.

### 2.1 观测几何

L波段散射计采用相控阵推扫的观测体制, 即在辐射计稀疏阵列之间嵌入散射计的等距线阵, 利用数字波束形成技术(10单元馈源阵列)实现交轨方向多波束覆盖. 随着卫星平台向前运动, 散射计在地面形成一定刈幅宽度的观测条带, 图2展示了该散射计的扫描几何.

斜视波束观测几何计算的核心问题在于求解其相对于天底方向的俯仰角 $\gamma$ , 即

$$\gamma = \arccos[\cos(\gamma_0)\cos(\varphi)] \quad (1)$$

其中,  $\varphi$ 为波束阵面上的方位角,  $\gamma_0$ 为正前视波束的俯

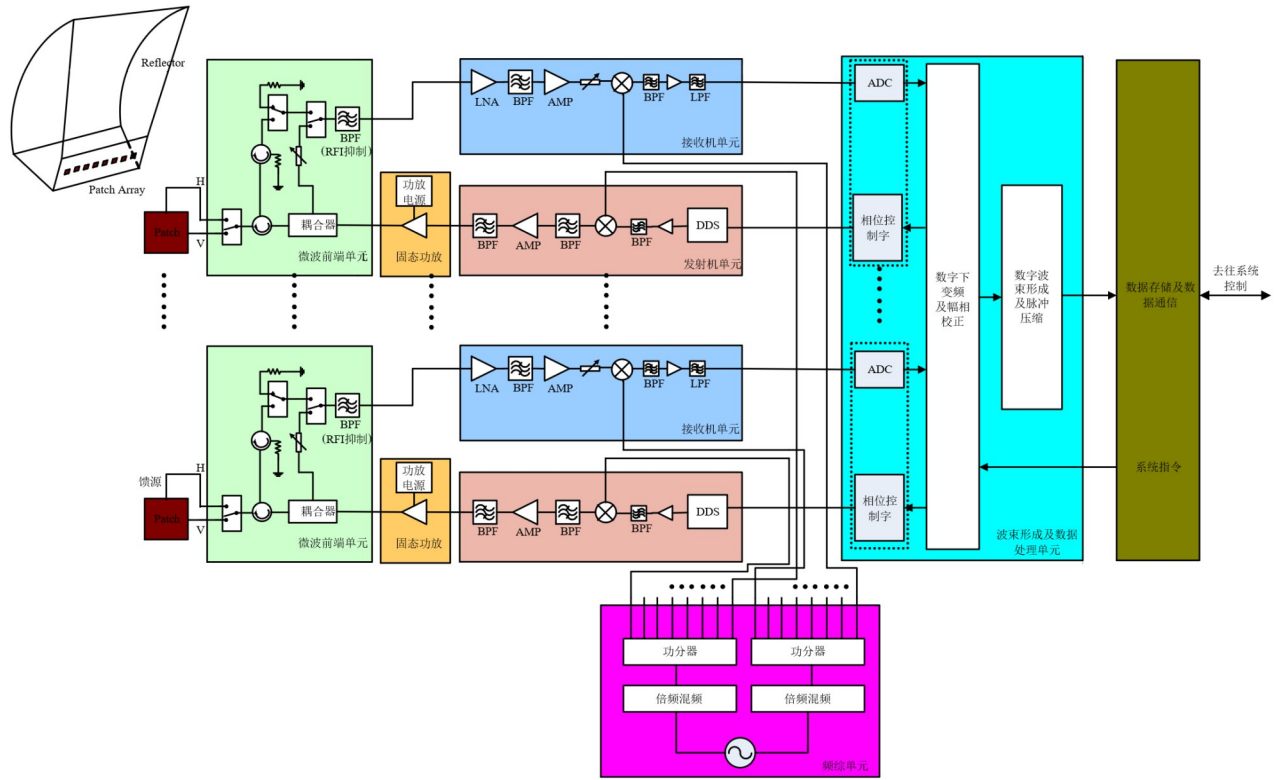


图1 L波段散射计系统组成

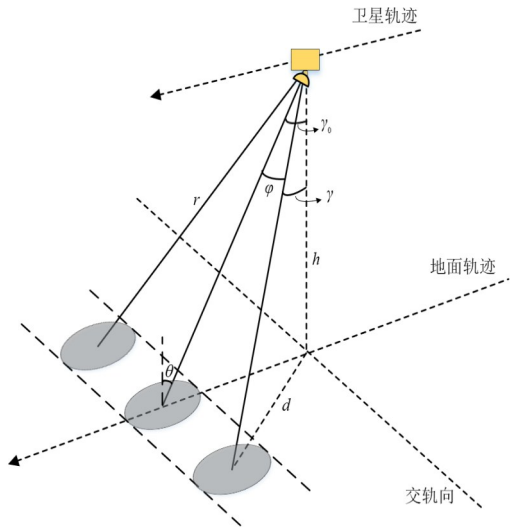


图2 散射计扫描几何示意图

仰角.

若假设卫星运行轨道高度为  $h$ , 其值等于  $657 \text{ km}$ , 地球半径为  $R$ , 且地球表面在观测区域内近似为圆面,

则可利用式(2)进一步计算得到观测的入射角  $\theta$ .

$$\sin \theta = \frac{R+h}{R} \sin \gamma \quad (2)$$

对于天线扫描波位的设计, 存在以下两个原则: 第一, 需满足  $950 \text{ km}$  的观测刈幅需求; 第二, 相邻波位之间的距离应大致相等, 且重复覆盖率约为  $50\%$ . 本文首先将天线的最大观测方位角  $\varphi$  设置为  $29^\circ$ , 此时不同纬度下的平均刈幅为  $1000 \text{ km}$ , 符合观测刈幅的设计要求; 其次, 根据抛物柱形反射面及馈源的初步设计方案, 估计L波段双程  $-3 \text{ dB}$  波束宽度为  $4.5^\circ \times 5.8^\circ$  (俯仰向  $\times$  方位向), 则天线地面足迹的尺寸约为  $93.3 \text{ km} \times 87.3 \text{ km}$ . 因此, 若要满足波束足迹对观测刈幅的连续覆盖要求, 相邻两个推扫周期的波束足迹应存在约  $46 \text{ km}$  的重叠. 结合卫星的飞行速率, 可推算得到天线的的一个推扫周期约为  $\frac{46 \text{ km}}{6.9 \text{ km/s}} = 6.72 \text{ s}$ . 假定天线在一个推扫

周期内产生的波位数为  $21$  个, 为保证相邻波位间的间隔均匀, 将各斜视波束方位角以正前视波位 ( $\varphi = 0^\circ$ ) 为基准, 分别往两侧偏置, 如表1所示.

表1 等间距地面足迹波束方位角

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$\varphi / (^\circ)$	-29.00	-26.83	-24.63	-21.77	-18.85	-15.88	-12.88	-9.86	-6.81	-3.75	0
序号	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	
$\varphi / (^\circ)$	3.75	6.81	9.86	12.88	15.88	18.85	21.77	24.63	26.83	29.00	

## 2.2 脉冲时序

L波段散射计在 HH, VV, HV 和 VH 这 4 种极化方式下交替工作, 从而获取不同极化方式下的海面回波信号, 其脉冲时序如图 3 所示. 图中, 矩形代表发射脉冲, 半圆形代表回波信号. 根据距离模糊和足迹重复覆盖的要求, 散射计脉冲收发时序应满足

$$\frac{2r_{\min}}{c} \geq (n-1) \cdot \text{PRI} + \tau_p + \Delta\tau \quad (3)$$

$$\frac{2r_{\max}}{c} \leq n \cdot \text{PRI} - \tau_p - \Delta\tau \quad (4)$$

其中,  $r_{\min}$  和  $r_{\max}$  分别代表足迹近端和足迹远端到雷

达的斜距;  $\tau_p$  为脉冲时宽; 脉冲重复周期记作 PRI, 它等于脉冲重复频率 (Pulse Repetition Frequency, PRF) 的倒数;  $\Delta\tau$  表示距离不确定性带来的回波延时.

根据式(3)和式(4)可得到  $\tau_p$  与 PRF 之间的约束关系, 如图 4 所示. 图中, 从左至右依次代表发射脉冲数  $n=1, 2, 3$ , 红色标记区域为两者的约束范围. 现设定  $\tau_p$  为 1 ms, 由该图可知 PRF 可设置为 100 Hz. 结合脉冲驻留时间可得, 天线在每个波位上发射的脉冲个数为 32 个, 其中将 2 个脉冲用于定标处理, 其余脉冲分别用于 4 种极化信号测量.

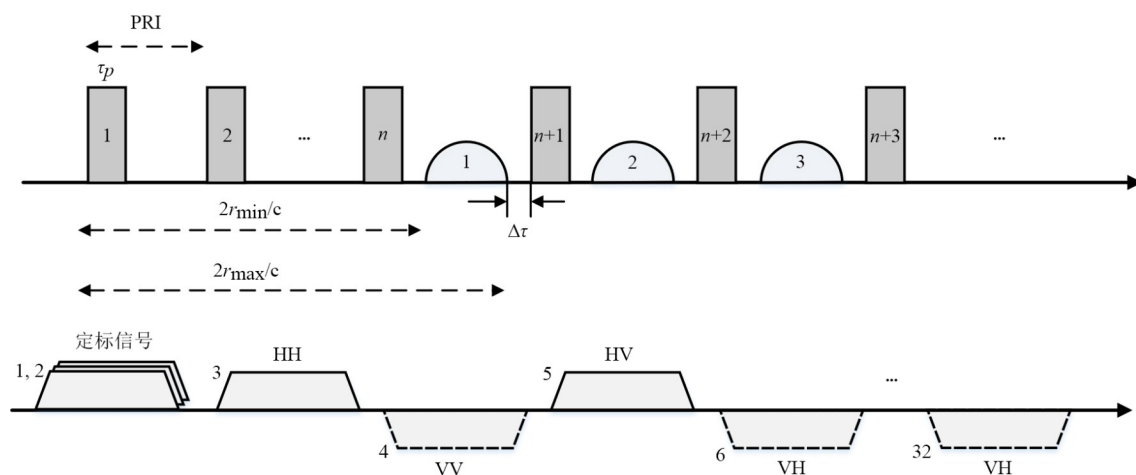


图 3 L波段散射计脉冲时序

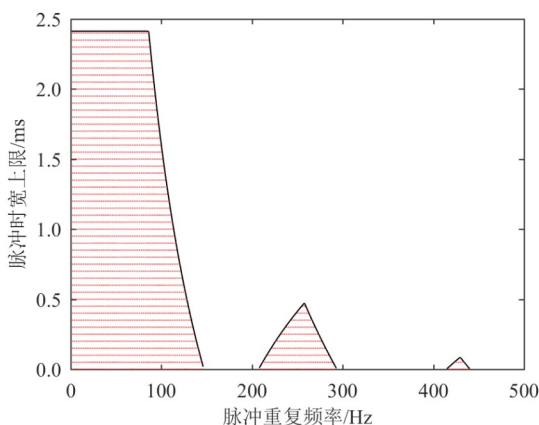


图 4 脉冲时宽与脉冲重复频率约束关系

综合以上分析, 最终确定 L 波段散射计系统参数如表 2 所示, 其中脉冲带宽的设计将根据第 4 节中后向散射系数测量精度的评估进行优化.

## 3 系统仿真流程及模型

本文基于 FORTRAN 及 MATLAB 语言对 L 波段散射计展开系统仿真, 其具体流程如图 5 所示. 首先, 基

表 2 L波段散射计系统仿真参数

参数	设定值
轨道高度	657 km
中心波束天线俯仰角	38.4°
观测刈幅	950 km
峰值天线增益	26 dB
-3 dB 波束宽度(俯仰向×方位向)	4.5°×5.8°
系统损耗	5 dB
噪声系数	4.2 dB
脉冲时宽	1 ms
脉冲带宽	待优化
脉冲重复频率	100 Hz
后向散射系数测量精度指标	<0.1 dB

于卫星轨道参数及表 2 中的脉冲参数, 利用信号分析模型对雷达接收回波进行处理, 获得各足迹切片的定标因子. 其次, 利用地球物理模式函数, 通过输入不同的海面十米处风场值, 计算出相应足迹切片的后向散射系数. 最后, 结合误差分析模型, 得到各波束足迹的回波信噪比以及传递误差, 从而实现对该系统后向散射测量精度的评估.

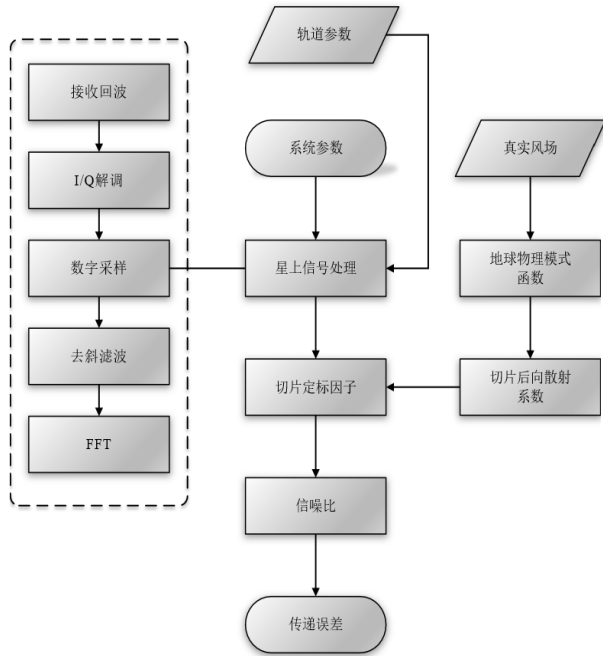


图5 L波段散射计系统仿真流程

### 3.1 散射计信号分析模型

本文针对星上信号进行处理的过程具体参考中法海洋卫星散射计<sup>[19]</sup>,主要是采用“线性调频+脉冲压缩(全去斜)”的方法,精确计算接收回波信号的能量.L波段散射计发射的线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM)可表示为

$$S_i(t) = \sqrt{E_i} m(t) \exp \left[ j2\pi \left( f_c t + \frac{1}{2} \mu t^2 \right) \right] \quad (5)$$

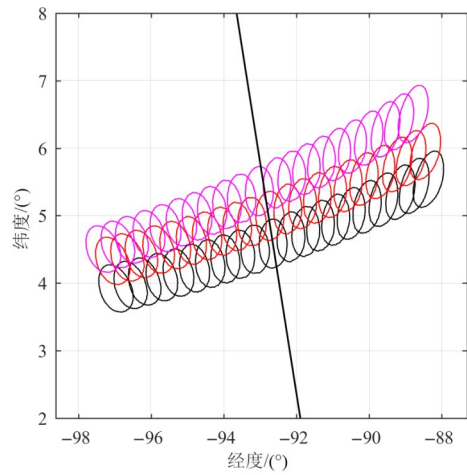
其中,  $E_i$  为发射单个脉冲的能量,  $m(t)$  为发射脉冲的能量包络,  $f_c$  为载波频率,  $\mu$  为调频斜率.

该发射信号到达海面后,会向后反射一部分信号,这部分信号被天线截获后进入到雷达接收机.雷达接收机会对其进行以下处理:首先,对回波信号进行正交解调,下变频到基带;然后,进行数字采样,利用数字脉冲压缩技术(或全去斜技术),结合滤波方法将回波延时与频率偏移联系起来;最后,对去斜信号进行傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT),并计算输出幅度的平方,可以得到各切片贡献的回波能量,进而得到其定标因子  $X^q$ ,具体形式为

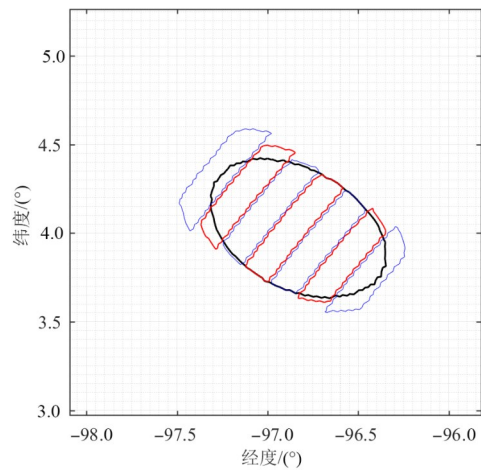
$$X^q = \frac{P_i G_p^2 G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 L} \sum_{i \in F} \left\{ \left( \frac{\Delta A_i g_i^2}{r_i^4} \right) \sum_{k=k_s}^{k_e} \left[ \frac{\sin^2 \left[ \pi N_i \left( f_{b,i} T_s - \frac{k}{N} \right) \right]}{\sin^2 \left[ \pi \left( f_{b,i} T_s - \frac{k}{N} \right) \right]} \right] \right\} \quad (6)$$

式(6)累加项之外的部分中,  $P_i$  为发射功率,  $\lambda$  为发射波长,  $G_p$  和  $G_r$  分别代表天线峰值增益和接收增益,  $L$  为系

统损耗.累加项中包含了第  $i$  个面元的面积  $\Delta A_i$ 、天线增益  $g_i$ 、斜距  $r_i$ 、回波频率  $f_{b,i}$  以及回波窗口截获的采样点数  $N_i$ .  $F$  表示波束照射视场,  $N$  为 FFT 点数,  $k_s$  和  $k_e$  分别代表组合成第  $q$  个切片的 FFT 抽头的起始和终止序号.利用以上步骤对回波信号进行处理后,可以得到3个推扫周期内的-3 dB 波束足迹分布,如图6(a)所示.其中,对于单个波束足迹而言,可利用不同的距离门将其沿俯仰向划分为多个切片,每个切片的距离分辨率为20 km,如图6(b)所示.此外,为方便第3.2节计算各切片对应的后向散射系数,此处给出不同波位上的切片中心入射角分布,如图7所示.



(a) 三个电扫描周期内的波束地面足迹



(b) 单个波束足迹及其切片分布

图6 天线足迹及其切片分布示意图

### 3.2 L波段地球物理模型

地球物理模式函数(Geophysical Model Function, GMF)是后向散射系数与海面风场之间的依赖关系.由

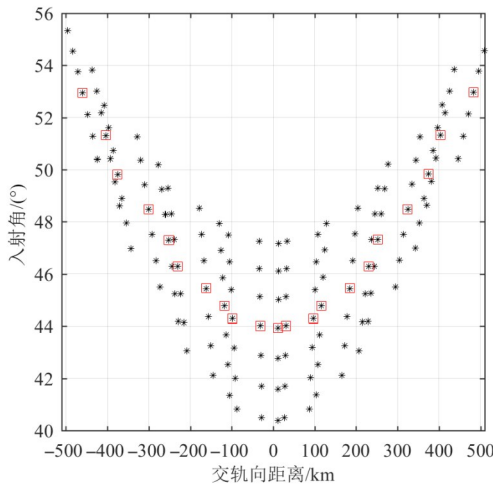


图7 L波段散射计波束入射角与交轨向距离之间的关系

注:红色方框为波束中心入射角,黑色散点是20 km切片中心入射角.

于目前还没有普遍适用于L波段的GMF,因此本文选取Yueh等人<sup>[20]</sup>利用Aquarius数据集构建的L波段散射计GMF,用于后向散射系数的计算.该GMF表达式为

$$\sigma_p^0(W, \phi) = A_{0,p}(W) + A_{1,p}(W) \cdot \cos \phi + A_{2,p}(W) \cdot \cos 2\phi \quad (7)$$

其中, $\sigma^0$ 为后向散射系数, $W$ 为海表面风速, $\phi$ 为相对风向(风向与雷达观测方位角之差).各谐波系数 $A_{k,p}$ 利用五阶多项式拟合来计算,具体形式为

$$A_{k,p}(W) = \sum_{i=1}^5 \alpha_{ki,p} \cdot W^i \quad (8)$$

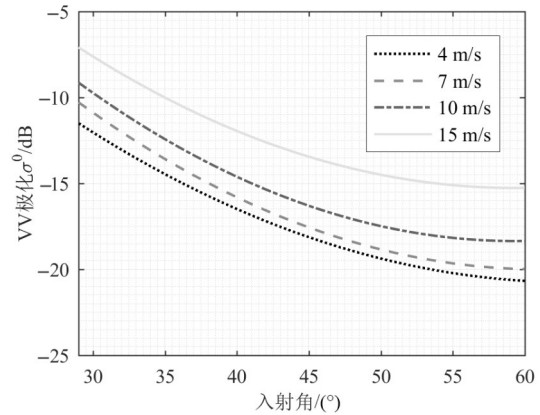
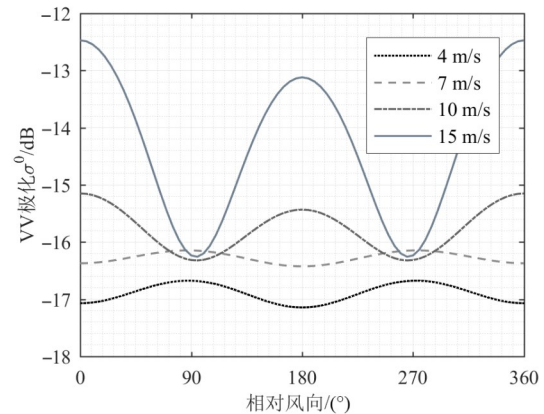
其中,下标 $k(k=0,1,2)$ 分别对应Aquarius散射计 $29^\circ$ , $38^\circ$ , $46^\circ$ 这三个观测入射角; $P$ 表示HH,VV,HV和VH这4种极化方式; $\alpha_{ki,p}$ 以查找表的形式给出<sup>[21]</sup>.根据该地球物理模型函数,结合海面风场,可以计算出L波段散射计 $29^\circ$ , $38^\circ$ 及 $46^\circ$ 入射角下的 $\sigma^0$ .然而由图7可知,L波段散射计波束入射角范围为 $40^\circ \sim 57^\circ$ .若要计算其余入射角条件下的后向散射系数,需通过数据拟合的方式得到.

基于已知的三个入射角下的 $\sigma^0$ ,本文采用二次多项式拟合的方法,得到了其余入射角下的后向散射系数,如图8所示.图9展示了 $43^\circ$ 入射角下采用VV极化方式时 $\sigma^0$ 随相对风向的变化关系.当风速较小,在 $3 \sim 8$  m/s范围内时, $\sigma^0$ 随相对风向的分布会出现逆正-侧风(Negative Upwind-Crosswind, NUC)不对称现象,即其最大值出现在 $90^\circ$ 和 $270^\circ$ ,最小值出现在 $0^\circ$ 和 $180^\circ$ .该情况在C和Ku波段均没有出现,为L波段雷达特有的现象.

### 3.3 传递误差模型

根据雷达方程<sup>[22]</sup>可得

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 A \sigma^0}{(4\pi)^3 r^4 L} \quad (9)$$

图8 VV极化方式下 $\sigma^0$ 随入射角的变化关系图9 VV极化方式、 $43^\circ$ 入射角下 $\sigma^0$ 随方位角的变化关系

其中, $P_t$ 代表天线发射功率, $P_r$ 代表接收功率, $\lambda$ 是发射波长, $G$ 为天线增益, $A$ 为分辨单元面积, $r$ 表示雷达到目标的距离, $L$ 用以描述系统损耗.由于在雷达方程中仅有 $\sigma^0$ 与海面风场有关,其余参数均与散射计系统有关,因此可以用定标因子 $X$ 代表这部分系统参量, $X$ 的计算过程已在第3.1节中详细介绍.此时雷达系统信噪比可写作

$$\text{SNR} = \frac{P_r}{P_n} = \frac{X \sigma^0}{k_b (n_f - 1) T_0 B_s} \quad (10)$$

其中, $k_b$ 为玻尔兹曼常数, $n_f$ 为噪声系数, $B_s$ 为接收带宽, $T_0$ 为参考温度,取为290 K.

$\sigma^0$ 的测量误差包括传递误差 $K_{pc}$ 、定标误差 $K_{pr}$ 以及模型误差 $K_{pm}$ ,三者之间相互独立.其中, $K_{pc}$ 可直接反映散射计系统测量的性能.因此,本文主要通过比较 $K_{pc}$ 的大小来对后向散射测量精度进行评估. $K_{pc}$ 通常用后向散射能量的归一化标准差来表示,即

$$K_{pc} = \frac{\sqrt{\text{var}[E_s]}}{\varepsilon[E_s]} \quad (11)$$

其中, $\text{var}[\cdot]$ 和 $\varepsilon[\cdot]$ 分别表示方差和期望值(真实值).

经过进一步推导,L波段散射计的 $K_{pc}$ 可以表示为以下形式,它是信噪比和独立采样数的函数.

$$K_{pc} = \sqrt{A + \frac{B}{SNR} + \frac{C}{SNR^2}} \quad (12)$$

其中,  $A, B, C$  是测量带宽  $B_s$ 、脉冲时宽  $\tau_p$  和接收窗口  $\tau_g$  的函数, 与散射计测量的独立采样数有关.

由于测量海面风场的低分辨率风矢量单元通常由多个高分辨率的切片组成, 如第 3.1 节中图 6(b) 所示, 因此对于单个风单元而言, 式(12)中各系数需调整为式(13)~(16)所示的形式. 其中,  $E_s^q$  和  $E_n^q$  分别代表第  $q$  个切片的回波能量和噪声能量.

$$A = \frac{\sum (A^q \varepsilon^2 [E_s^q])}{(\sum \varepsilon [E_s^q])^2} \quad (13)$$

$$B = \frac{\sum (B^q \varepsilon [E_s^q] \varepsilon [E_n^q])}{(\sum \varepsilon [E_s^q]) (\sum \varepsilon [E_n^q])} \quad (14)$$

$$C = \frac{\sum (C^q \varepsilon^2 [E_n^q])}{(\sum \varepsilon [E_n^q])^2} \quad (15)$$

$$SNR = \frac{\sum \varepsilon [E_s^q]}{\sum \varepsilon [E_n^q]} \quad (16)$$

#### 4 后向散射系数测量精度评估

本节将参照第 3 节中介绍的系统仿真流程及相关模型, 计算 L 波段散射计系统的传递误差, 从而对同极化下后向散射系数的测量精度展开评估分析. 根据分析结果对部分系统参数进行优化, 并确定符合测量精度指标的各极化方式下的后向散射测量时序.

##### 4.1 脉冲带宽对传递误差的影响

依据式(13)~(16)计算中心波束足迹的回波信噪比及传递误差系数, 如图 10 所示. 随着脉冲带宽的增加(减小), 系数  $A, B, C$  逐渐减小(增大), 回波信噪比随之降低(升高). 结合式(12)可知, 仅单一分析脉冲带宽对独立采样数或信噪比的影响, 无法确定  $K_{pc}$  的变化趋势. 因此, 以下将通过分析脉冲信号带宽对  $K_{pc}$  的直接影响, 设计合适的脉冲信号带宽. 图 11 展示了 4 m/s 风速下 VV 极化  $K_{pc}$  (中心波束) 随带宽的变化. 从图 10 中可以看出,  $K_{pc}$  随着信号带宽的增加逐渐减小, 说明此时独立采样数在对整个天线足印  $K_{pc}$  的影响中占主导作用. 当信号带宽达到 1.5 MHz 后, 图中曲线下降趋势逐渐变得平缓,  $K_{pc}$  的改善幅度不再显著. 同时, 考虑到继续增大脉冲带宽会导致采样频率的增大, 从而增加系统负荷, 本文选取 1.5 MHz 作为脉冲带宽.

##### 4.2 发射脉冲个数对传递误差的影响

由于系统传递误差随风速的增大逐渐减小, 因此为有效评估后向散射系数的测量精度, 以下将风速设置为 4 m/s. 表 3 统计了发射单个脉冲情况下, 各扫描波

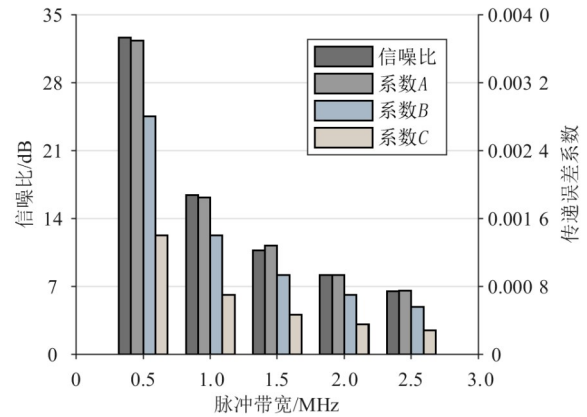


图 10 信噪比及传递误差系数随脉冲带宽的变化(VV 极化, 风速为 4 m/s, 中心波束)

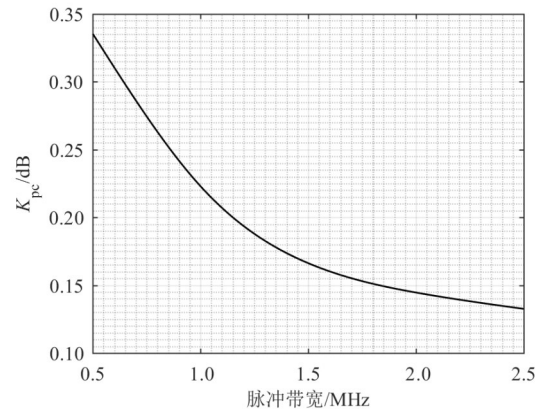


图 11 传递误差随带宽的变化关系(VV 极化, 风速为 4 m/s, 中心波束)

位的后向散射系数测量精度. 从表中可以看出, VV 极化方式下各波位之间的测量精度差异较小, 变化幅度保持在 0.01 dB 以内. 而 HH 极化方式下各波位上的系统传递误差均较 VV 极化更大, 其沿中心波位呈对称分布, 其中刈幅两端与中心波位的  $K_{pc}$  差异约为 0.1 dB. 另外, 从表中可明显看出, 此时两种极化方式下的后向散射系数测量精度均无法达到优于 0.1 dB 的需求. 因此, 为进一步提高系统的测量精度, 以下将考虑在同一个波位发射多个脉冲的情况.

当不改变其他条件时, 在同一观测区域内积累多个脉冲, 可以增加雷达接收回波的独立采样数, 从而有效降低系统的传递误差, 提高后向散射测量精度. 由第 2.2 节分析可知, 天线在每个扫描波位上发射的脉冲总数为 32 个, 其中有 2 个用于定标处理, 其余脉冲均用于极化信号测量. 此时, 这 30 个脉冲在各极化方式下的分配, 需结合单脉冲情况下的  $K_{pc}$  而定. 例如: HH 极化下的  $K_{pc}$  均大于 VV 极化下的  $K_{pc}$ , 因此 HH 极化应分配得到更多的发射脉冲; 靠近刈幅两端波位的  $K_{pc}$  普遍大于中间波位的  $K_{pc}$ , 因此需将更多的发射脉冲分配给刈

表3 不同波位后向散射系数测量精度对比(单脉冲,带宽 1.5 MHz;风速 4 m/s)

波位	1	2	3	4	5	6	7
$K_{pc}(VV)/dB$	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16
$K_{pc}(HH)/dB$	0.36	0.30	0.25	0.22	0.21	0.19	0.18
波位	8	9	10	11	12	13	14
$K_{pc}(VV)/dB$	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16
$K_{pc}(HH)/dB$	0.18	0.17	0.17	0.17	0.17	0.17	0.18
波位	15	16	17	18	19	20	21
$K_{pc}(VV)/dB$	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16	0.16
$K_{pc}(HH)/dB$	0.18	0.19	0.21	0.22	0.25	0.30	0.36

幅两端的波位. 表4左侧栏首先给出同极化方式下各波位满足测量精度所需的最少发射脉冲个数;由于交叉极化情况下不作具体精度要求,且结合单脉冲情况考虑,最终确定多脉冲情况下各极化方式后向散射测量时序,如表4右侧栏所示.

表4 各极化后向散射测量时序

波位	最低需求		建议值			
	VV	HH	VV	HH	HV	VH
1	4	21	7	23	0	0
2	4	14	5	15	5	5
3	4	10	5	13	6	6
4	4	7	6	10	7	7
5	4	5	6	10	7	7
6	4	5	6	10	7	7
7	3	4	6	10	7	7
8	3	4	6	10	7	7
9	3	4	6	10	7	7
10	3	4	6	10	7	7
11	3	4	6	10	7	7
12	3	4	6	10	7	7
13	3	4	6	10	7	7
14	3	4	6	10	7	7
15	3	4	6	10	7	7
16	4	5	6	10	7	7
17	4	5	6	10	7	7
18	4	7	6	10	7	7
19	4	10	5	13	6	6
20	4	14	5	15	5	5
21	4	21	7	23	0	0

根据各波位脉冲个数分配情况,计算得到同极化方式下的 $K_{pc}$ 在不同波位、不同风速下的分布情况,如图12所示. 显而易见的是,多脉冲的积累有效降低了系统的传递误差,使各波位上的测量精度均优于0.1 dB. 另外,从图中可以看出,采用VV极化方式时,系统传递误差随风速的增大而减小,21个波位上的 $K_{pc}$ 差

异较小,低风速情况下靠近刈幅外侧的波位传递误差最大,约为0.07 dB. 采用HH极化方式时,当风速为2~8 m/s时,21个波位上的传递误差近似于“U”字形分布,刈幅两端波位 $K_{pc}$ 较大,其中最大可达到0.09 dB,此时随着风速的增大,系统传递误差逐渐减小,传递误差最

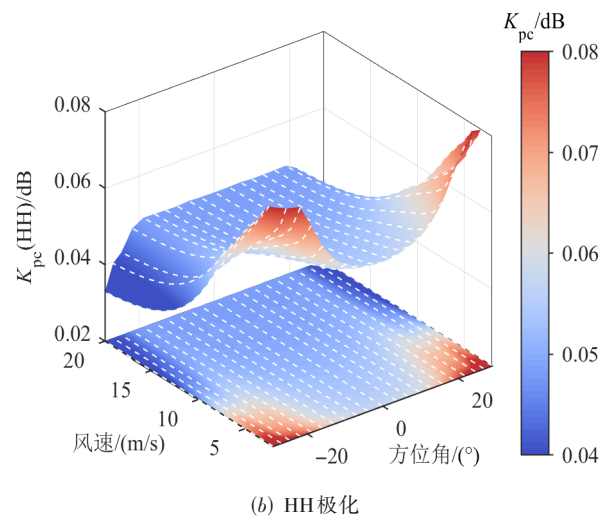
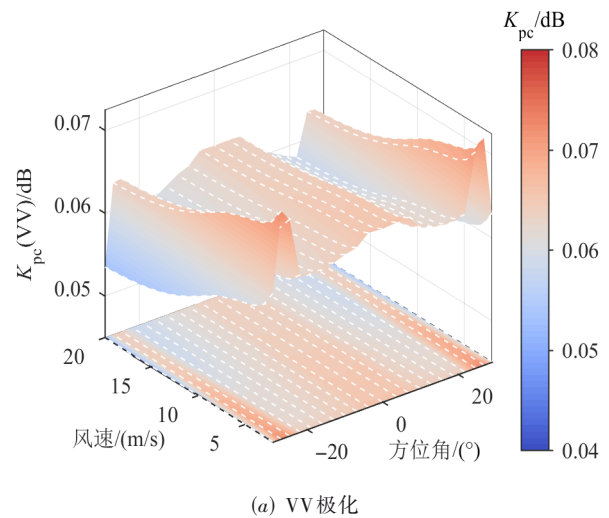


图12 发射多个脉冲情况下不同波位后向散射系数测量精度对比(带宽 1.5 MHz)

大值向中心波位方向移动,最终出现在第5和第16个波位处,其大小约为0.05 dB.

## 5 结论

本文详细介绍了L波段散射计的系统仿真流程及相关模型,通过对其观测几何及脉冲时序的分析,给出了合理的系统参数;并利用星上信号处理模型,精确计算了接收回波的能量,描述了L波段散射计波束足迹俯仰向分辨率的形成方式;最后结合传递误差算法,对不同条件下后向散射系数的测量精度进行了评估,从而对信号带宽和不同极化方式的脉冲数分配进行了优化.结果表明,在L波段散射计基线参数下,脉冲带宽为1.5 MHz,脉冲重复频率为100 Hz时,对同个波位进行多脉冲积累,适当增加HH极化和距离星下点较远的波位上的发射脉冲个数,可有效改善系统后向散射测量的精度,使不同风速条件下同极化系统测量精度始终优于0.1 dB.值得注意的是,在实际处理过程中,每个波位还需保留两个脉冲用于信号收发通道的幅相校正,此时系统测量精度会有所下降,但仍满足0.1 dB的指标要求.本文的研究对我国盐度遥感卫星的散射计系统设计和信号处理具有重要的参考价值.未来将通过结合相控阵天线的信号处理手段,同时考虑地球物理噪声的影响,对L波段散射计系统进行更加全面细致的研究.

## 参考文献

- [1] DU Y, ZHANG Y H, SHI J C. Relationship between sea surface salinity and ocean circulation and climate change[J]. *Science China Earth Sciences*, 2019, 62(5): 771-782.
- [2] BOUTIN J, WALDTEUFEL P, MARTIN N, et al. Surface salinity retrieved from SMOS measurements over the global ocean: Imprecisions due to sea surface roughness and temperature uncertainties[J]. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 2004, 21(9): 1432-1447.
- [3] YUEH S H. Estimates of Faraday rotation with passive microwave polarimetry for microwave remote sensing of Earth surfaces[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2000, 38(5): 2434-2438.
- [4] FREEDMAN A P, FISCHMAN M A, MCWATTERS D A, et al. The detection and mitigation of RFI with the Aquarius L-band scatterometer[C]//IGARSS 2008 - 2008 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Piscataway: IEEE, 2009: II-319-II-322.
- [5] YUEH S H, WEST R, WILSON W J, et al. Error sources and feasibility for microwave remote sensing of ocean surface salinity[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2001, 39(5): 1049-1060.
- [6] BOUTIN J, MARTIN N, YIN X B, et al. First assessment of SMOS data over open ocean: Part II—Sea surface salinity[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(5): 1662-1675.
- [7] KAO H Y, LAGERLOEF G, LEE T, et al. Assessment of Aquarius sea surface salinity[J]. *Remote Sensing*, 2018, 10(9): 1341.
- [8] FREEDMAN A, MCWATTERS D, SPENCER M. The Aquarius scatterometer: An active system for measuring surface roughness for sea-surface brightness temperature correction[C]//2006 IEEE International Symposium on Geoscience and Remote Sensing. Piscataway: IEEE, 2007: 1685-1688.
- [9] FORE A G, YUEH S H, TANG W Q, et al. Combined active/passive retrievals of ocean vector wind and sea surface salinity with SMAP[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2016, 54(12): 7396-7404.
- [10] ZHANG L J, YIN X B, WANG Z Z, et al. Preliminary analysis of the potential and limitations of MICAP for the retrieval of sea surface salinity[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*, 2018, 11(9): 2979-2990.
- [11] LI Y, YIN X B, ZHOU W, et al. Performance simulation of the payload IMR and MICAP onboard the Chinese Ocean salinity satellite[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2022, 60: 1-16.
- [12] SPENCER M W, WU C, LONG D G. Tradeoffs in the design of a spaceborne scanning pencil beam scatterometer: Application to SeaWinds[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 1997, 35(1): 115-126.
- [13] 杨斌利, 易雪燕, 陈文新. 微波散射计系统的建模与仿真[J]. *信息与电子工程*, 2007, 5(3): 194-198.  
YANG B L, YI X Y, CHEN W X. Modeling and simulation of microwave scatterometer system[J]. *Information and Electronic Engineering*, 2007, 5(3): 194-198. (in Chinese)
- [14] PORTABELLA M, STOFFELEN A. Scatterometer backscatter uncertainty due to wind variability[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2006, 44(11): 3356-3362.
- [15] LIN W M, DONG X L, PORTABELLA M, et al. A perspective on the performance of the CFOSAT rotating fan-beam scatterometer[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2019, 57(2): 627-639.
- [16] 宋忠国, 董晓龙, 林文明, 等. 星载全极化微波散射计系

统仿真与性能分析[J]. 电子学报, 2013, 41(12): 2382-2390.

SONG Z G, DONG X L, LIN W M, et al. Spaceborne polarimetric microwave scatterometer system simulation and performance analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(12): 2382-2390. (in Chinese)

- [17] 杨晟, 邹巨洪, 林明森. 星载全极化微波散射计仿真与海面风场反演研究[J]. 应用海洋学学报, 2018, 37(2): 179-184.

YANG S, ZOU J H, LIN M S. Spaceborne fully polarized microwave scatterometer simulation and ocean surface wind retrieval[J]. Journal of Applied Oceanography, 2018, 37(2): 179-184. (in Chinese)

- [18] LIN W M, DONG X L. Design and optimization of a ku-band rotating, range-gated fanbeam scatterometer[J]. International Journal of Remote Sensing, 2011, 32(8): 2151-2171.

- [19] 林文明. 星载扇形波束扫描微波散射计系统研究[D]. 北京: 中国科学院研究生院, 2011.

LIN W M. Study on Spaceborne Rotating, Range-gated, Fanbeam Scatterometer System[D]. Beijing: Graduate University of Chinese Academy of Sciences, 2011. (in Chinese)

- [20] YUEH S, TANG W Q, FORE A, et al. Aquarius geophysical model function and combined active passive algorithm for ocean surface salinity and wind retrieval[J]. Journal of Geophysical Research: Oceans, 2014, 119(8): 5360-5379.

- [21] MEISSNER T, WENTZ F J, RICCIARDULLI L. The emission and scattering of L-band microwave radiation from rough ocean surfaces and wind speed measurements from the Aquarius sensor[J]. Journal of Geophysical Research: Oceans, 2014, 119(9): 6499-6522.

- [22] 乌拉比, 黄培康, 汪一飞. 微波遥感 第二卷: 雷达遥感和面目标的散射、辐射理论[M]. 北京: 科学出版社, 1987.

#### 作者简介



陈仔豪 男, 1998年生, 广东梅州人. 南京信息工程大学硕士研究生. 主要研究方向为星载微波散射计信号处理及系统仿真.  
E-mail: zihaochen@nuist.edu.cn



林文明(通讯作者) 男, 1984年生, 福建莆田人. 南京信息工程大学海洋科学学院教授. 主要研究方向为微波遥感器系统设计、研制及海面风场定量反演技术等.

E-mail: wenminglin@nuist.edu.cn