

面向星载海洋盐度探测应用的 L 波段综合孔径 辐射计原理样机研制与试验研究

牛立杰^{①②} 刘浩^{*①} 武林^① 张成^① 赵鑫^① 吴季^① 殷晓斌^①

^①(中国科学院国家空间科学中心微波遥感重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院大学 北京 100049)

摘要: 主被动联合微波成像仪(MICAP)是面向全球星载海洋盐度探测应用提出的一种新技术方案,由 L, C, K 频段辐射计及 L 波段散射计组成。其中 L 波段 1 维综合孔径辐射计是 MICAP 的核心,用以实现海洋盐度高精度观测。为了验证 MICAP 概念和性能,研制了一台地面原理样机并进行了试验研究。该文介绍了 MICAP 样机的 L 波段综合孔径辐射计子系统的研究与试验结果。首次推导了一种使用三阶量化均值对数字相关到模拟相关转换中的 AD 偏置误差进行校正的计算方法。该文的研究成果将为海洋盐度卫星 MICAP 及全球水循环卫星 WCOM 提供技术参考。

关键词: 综合孔径辐射计; 三阶量化数字相关; 海洋盐度

中图分类号: TP732.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)08-1841-07

DOI: 10.11999/JEIT161233

Development and Experimental Study on L-band Synthetic Aperture Radiometer Prototype for Ocean Salinity Measurement

NIU Lijie^{①②} LIU Hao^① WU Lin^① ZHANG Cheng^①
ZHAO Xin^① WU Ji^① YIN Xiaobin^①

^①(Key Laboratory of Microwave Remote Sensing, National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Microwave Imager Combined Active and Passive (MICAP) is a new ocean salinity measure. The imager is composed of L, C, and K band radiometers and an L band scatterometer. The L band one dimensional synthetic aperture radiometer is a key part of MICAP, which is used to realize the high precision measurement of the ocean salinity. In order to demonstrate the concept and performance of MICAP, a ground-based prototype is developed and experiments are carried out. This paper introduces the development and experimental results of the L band synthetic aperture radiometer in the MICAP prototype. For the first time, a method is proposed to correct the AD offset error of digital to analog correlation conversion by using the three level quantization means. These experimental studies provide technical preparation for both the future Chinese ocean salinity mission and the global water cycle observation mission.

Key words: Synthetic aperture radiometer; Three-level digital correlation; Ocean salinity

1 引言

应用星载微波辐射计实现全球海洋盐度测量是当前微波遥感领域的一个研究热点^[1]。海洋盐度探测的难点在于其对辐射计性能要求非常高:首先,海洋盐度变化带来的亮温变化非常小,因此要求辐射计具有极高的灵敏度及稳定度;然后,海面粗糙度及海水温度也会带来海面辐射亮温的变化,影响盐度测量精度^[2];此外载荷还需要具备高空间分辨率、宽刈幅等指标。目前国际上海洋盐度探测辐射计有

两个路线:以欧空局 SMOS 卫星^[3-5]为代表的综合孔径辐射计体制,以及美国 Aquarius 卫星^[2,6,7]为代表的“推帚式”真实孔径辐射计体制。SMOS 是 2 维综合孔径辐射计,可实现高空间分辨率及宽刈幅,但系统复杂,定标难度大。Aquarius 的体制限制了空间分辨率与刈幅。此外,两者都无法同步测量海水温度辅助数据。

主被动联合微波成像仪(Microwave Imager Combined Active and Passive, MICAP)是中国科学院国家空间科学中心提出的新方案^[8]。采用共用抛物柱形反射面天线, L 波段 1 维综合孔径辐射计观测海洋盐度; C, K 波段 1 维综合孔径辐射计探测海水

温度, L 波段散射计探测海面粗糙度。1 维综合孔径辐射计体制保证了较高的空间分辨率及较宽的刈幅, 又避免了系统过于复杂, 使多个频段辐射计及散射计可以集成在一起, 实现辅助数据同步获取。高灵敏度、高稳定度辐射计单元技术与综合孔径辐射计定标技术相结合, 实现高性能指标。为了验证 MICAP 的概念, 中国科学院国家空间科学中心研制了一台地面原理样机, 并开发了一套海水盐度、温度及海面风场一体化仿真系统^[9]。通过原理样机地面试验验证仪器灵敏度、空间分辨率、刈幅等技术指标, 并将试验结果代入仿真系统仿真验证星载盐度探测精度。本文主要介绍了 L 波段综合孔径辐射计原理样机系统组成、参数设计、定标技术、验证试验。这些研究将为海洋盐度卫星主被动联合微波成像仪以及全球水循环卫星(global Water Cycle Observation Mission, WCOM)的 L/S/C 三频全极化综合孔径辐射计^[10,11]提供技术参考。

2 原理样机系统组成

原理样机包括一套 L 波段 1 维综合孔径辐射计及一套 L 波段散射计, 均采用多馈源阵列, 共用抛物柱形反射面天线。其中 L 波段辐射计采用 1 维综合孔径体制, 主要由天线、辐射计单元、公共噪声源单元、频综单元、数字相关器单元、温控子系统、电源子系统及转台等部件组成, 如图 1 所示。

天线单元由抛物柱形反射面和微带馈源阵列组成。8 单元稀疏馈源阵列沿抛物柱面焦线排列, 位置为 $[0\ 2\ 4\ 6\ 7\ 8\ 17\ 20]$, 馈源之间两两构成 19 条无冗余基线。在交轨向形成扇形波束瞬时视场, 利用综合孔径技术获得分辨率; 在顺轨方向通过抛物柱形反射面形成真实孔径测量。

射频系统共有 8 套辐射计单元, 均采用了高灵敏度、实时定标辐射计架构。公共噪声源单元由噪

声源、开关、衰减器以及一分八功分网络组成, 用以实现综合孔径幅度、相位的定标。通过开关和衰减器实现高、低两个不同功率的噪声注入, 对高、低噪声注入后辐射计响应相减可以抵消功分网络自身产生的噪声的影响。

对馈源、辐射计单元及公共噪声源单元、本振单元均进行了精密的温度控制。辐射计单元安装在馈源背面形成一个整体进行温控, 馈源辐射面使用透波保温材料进行保温。使用半导体制冷技术(TEC)设计了温度控制系统, PID 算法实现精确温度控制, 将整个馈源阵列和辐射计单元的温度稳定控制在 $\pm 0.1^{\circ}\text{C}$ 内。

选用了三阶量化数字相关器。三阶量化数字相关器灵敏度能够达到模拟相关器的 81%, 同时满足高性能和低复杂度的要求^[12]。

原理样机安装于 2 维转台之上, 方位向(宽波束方向)手工调节, 使辐射计扇形波束指向目标; 俯仰向(窄波束方向)电控调节, 可模拟卫星平台运动实现扫描成像。

3 原理样机技术指标

3.1 角分辨率

原理样机主要参数如表 1 所示。最小基线 $d_{\lambda} = D/\lambda = 0.6125$, 最大基线 $d_{\lambda, \max} = 20$, $d_{\lambda} = 12.25$ 。综合孔径方向角分辨率主要由最大基线决定, 理论的 3 dB 角分辨率如式(1)所示^[13]。

$$\theta_{3\text{dB}} = 2 \times \sin^{-1} \left(\frac{0.6}{2 \times d_{\lambda, \max} + d_{\lambda}} \right) = 2.8075^{\circ} \quad (1)$$

3.2 视场

最小基线 $d_{\lambda} = 0.6125$, 大于 $\lambda/2$, 不是严格满足奈奎斯特采样定理, 因此会产生混叠。无混叠视场(AF-FOV)可以由式(2)计算得到^[14]。

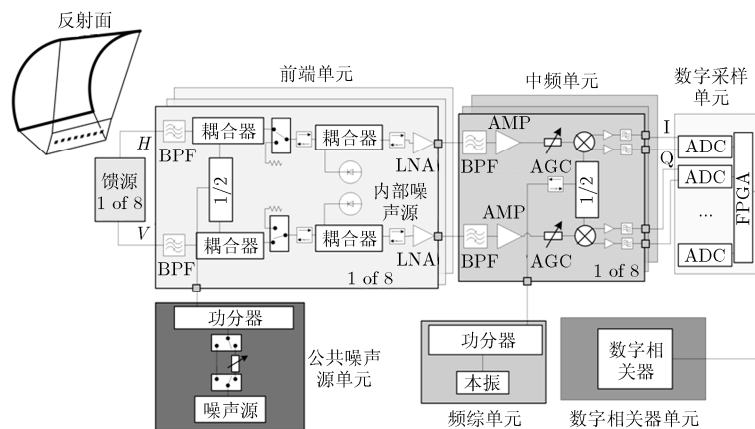


图 1 L 波段综合孔径辐射计系统组成框图

表 1 原理样机主要参数

频率	1.4~1.427 GHz
馈源及接收机数量	8
反射面宽度(抛物面方向)	3 m
反射面长度(柱面方向)	4.5 m
辐射计馈源最大间距	2.73 m
辐射计馈源最小间距	0.13 m
辐射计俯仰向波束宽度	5.2°
辐射计接收机噪声温度	300 K

$$\theta_{AF_FOV} = 2 \times \sin^{-1} \left(\frac{1}{d_\lambda} - 1 \right) = 78.4923^\circ \quad (2)$$

3.3 灵敏度

1 维综合孔径辐射计原理样机视轴方向的灵敏度可以由式(3)来近似计算^[15]:

$$\Delta T \approx \frac{T_{sys}}{\sqrt{B\tau}} \sqrt{\alpha_{ds}} \sqrt{N_v} \alpha_W \frac{\alpha_{OL}}{\alpha_f} \approx 0.18 \text{ k} \quad (3)$$

式中, T_{sys} 为辐射计照射温度; B 为接收机带宽; τ 为积分时间; N_v 是可见度函数总数; α_W 是加窗因子(布莱克本窗 $\alpha_W = 0.4517$); α_{OL} 是接收机因子(双边带为 1.414, 单边带为 1); α_f 是滤波器因子(高斯滤波为 1.19, 矩形滤波为 1); α_{ds} 是有效积分时间因子(三阶量化相关且采样频率 $f_s = 2B$ 时 $\alpha_{ds} = 1.51$)。对于地面原理样机, $T_{sys}/\sqrt{B\tau} \approx 0.05 \text{ k}$ (4 s 积分时间), $N_v = 38$, $\alpha_W = 0.4517$, $\alpha_{OL} = 1$, $\alpha_f = 1$, $\alpha_{ds} = 1.51$ 。

4 综合孔径辐射计定标技术

4.1 工作时序与定标流程

综合孔径辐射计采用三阶量化数字相关, 定标

包括量化校正、系统噪声温度定标、综合孔径相位-幅度定标、去归一化及剩余偏置校正等。设计了统一的工作时序将定标过程归纳其中, 一个周期分为 10 个测量单元, 每个单元占时 10 ms, 总共为 100 ms。这种设计简单实用, 实时进行定标保证了系统的高稳定度。定标时序如图 2 所示, 定标流程如图 3 所示。

4.2 三阶量化协方差到模拟相关系数的转换

文献[12]给出了三阶量化数字相关到模拟相关转换的估计算法, 对 AD 偏置电平带来的量化阈值不平衡性进行了误差分析。文献[16]提出一种使用三阶量化数据均值进行 AD 偏置校正的方法。本文中, 在文献[16]基础上推导了使用三阶量化数字均值进行 AD 偏置校正的公式, 并应用于 MICAP 原理样机中。

输入信号可以看作是一个均值为 0, 均方根为 σ_v 的高斯分布平稳随机过程, 其概率密度函数如图 4 所示。设 AD 转换器存在偏置电平, 导致实际的量化电平是不平衡的。设实际正量化电平为 v_p , 负量化电平为 v_n , 定义平衡量化阈值为 $k = (v_p - v_n) / 2\sigma_v$, 阈值不平衡性为 $\delta = (v_p + v_n) / 2\sigma_v$ 。则实际正量化阈值 $k' = v_p / \sigma_v = k + \delta$, 实际负量化阈值 $-k' = v_n / \sigma_v = -k + \delta$ 。

当输入信号电压大于 $k + \delta$ 时, 三阶量化的数值为 1; 当输入信号电压小于 $-k + \delta$ 时, 三阶量化的数值为 -1; 其余为 0。设三阶量化数字均值为 s , 三阶量化数字方差为 s^2 , 可知与量化阈值、阈值偏差的关系如式(4)所示。

$$\left. \begin{aligned} s^2 &= [1 - \Phi(k + \delta)] + \Phi(-k + \delta) \\ s &= [1 - \Phi(k + \delta)] - \Phi(-k + \delta) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

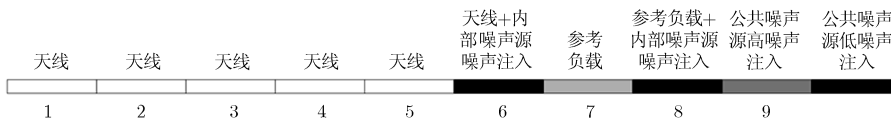


图2 辐射计工作与定标时序

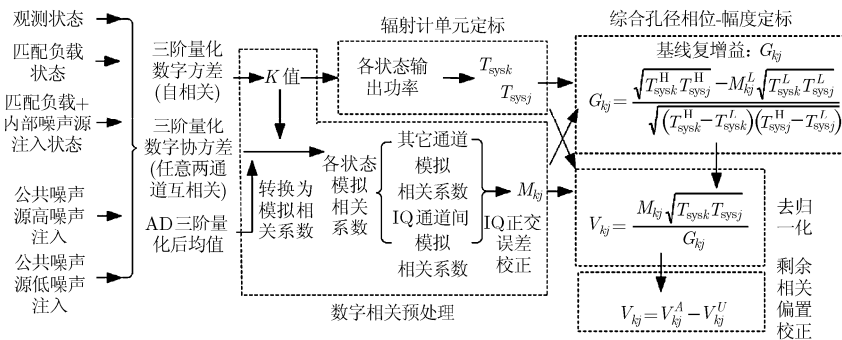


图3 L波段综合孔径辐射计定标流程

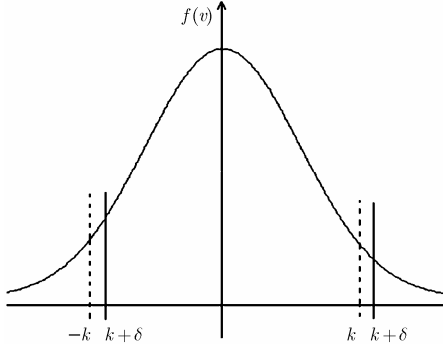


图4 输入信号概率密度函数、平衡量化阈值($\pm k$)与阈值不平衡性(δ)

式中, $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ 是累积正态分布函数。求反运算可以得到使用数字均值进行 AD 偏置校正的量化阈值式(5)。可以由数字均值 s 与数字方差 s^2 求出平衡量化阈值 k 。

$$k = \frac{1}{2} \left(\Phi^{-1} \left(1 - \frac{s^2 + s}{2} \right) - \Phi^{-1} \left(\frac{s^2 - s}{2} \right) \right) \quad (5)$$

求出平衡量化阈值 k 后, 可以进一步得到包含 AD 偏置校正的三阶量化数字相关到模拟相关转换公式。设两路输入信号看作是均方根为 σ_{v_k} 和 σ_{v_j} , 相关系数为 μ_{kj} , 相关器输出的三阶量化数字均值为 s_k 和 s_j , 三阶量化数字协方差为 r_{kj} , 使用式(5)求出的平衡量化阈值为 k_k 和 k_j 。文献[11]提出了三阶量化数字协方差到模拟相关系数的转换公式, 并且指出, 当两路输入信号的相关系数 μ_{kj} 很小时(接近于 0), 两路的 AD 偏置电压会带来一个相关误差, 其值近似等于 $s_k s_j$, 可以将 $s_k s_j$ 直接从 r_{kj} 中减去。可以得到包含 AD 偏置校正的三阶量化数字协方差到模拟相关系数的转换公式:

$$\mu_{kj} = \frac{1}{c_1} (r_{kj} - s_k s_j) - \frac{c_3}{c_1^4} (r_{kj} - s_k s_j)^3 + \left(3 \frac{c_3^2}{c_1^2} - \frac{c_5}{c_1^6} \right) (r_{kj} - s_k s_j)^5 \quad (6)$$

其中,

$$c_1 = \frac{2}{\pi} \exp \left[-\frac{1}{2} (k_k^2 + k_j^2) \right]$$

$$c_3 = \frac{1}{3\pi} \exp \left[-\frac{1}{2} (k_k^2 + k_j^2) \right] (k_k^2 - 1) (k_j^2 - 1)$$

$$c_5 = \frac{1}{60\pi} \exp \left[-\frac{1}{2} (k_k^2 + k_j^2) \right] (3 - 6k_k^2 + k_k^4) (3 - 6k_j^2 + k_j^4)$$

4.3 IQ 正交误差的校正

若 IQ 检波器输出信号存在正交误差, 则需要进行 IQ 正交校正^[17]:

$$\begin{pmatrix} \mu_{kj}^{ii} \\ \mu_{kj}^{qi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \left(\frac{\theta_{qj} - \theta_{qk}}{2} \right) & \sin \left(\frac{\theta_{qj} - \theta_{qk}}{2} \right) \\ -\sin \left(\frac{\theta_{qj} + \theta_{qk}}{2} \right) & \cos \left(\frac{\theta_{qj} + \theta_{qk}}{2} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_{kj}^r \\ M_{kj}^i \end{pmatrix} \quad (7)$$

μ_{kk}^{qi} 为第 k 通道的 I, Q 两路信号间模拟相关系数, $\mu_{kj}^{ii}, \mu_{kj}^{qi}, \mu_{kj}^{qq}, \mu_{kj}^{iq}$, 为存在正交误差的模拟相关系数, M_{kj}^r, M_{kj}^i 为正交误差校正后的模拟相关系数的实部和虚部, M_{kj} 为校正后的模拟相关系数。

4.4 辐射计系统噪声温度定标

辐射计单元通过实时两点定标来测量各状态系统噪声温度 T_{sys} , 用以进行去归一化运算得到可见度函数, 以及标定基线复增益等。

4.5 综合孔径相位-幅度定标

综合孔径辐射计的可见度函数可以表示为

$$V_{kj} = \frac{1}{\sqrt{\Omega_k \Omega_j}} \tilde{r}_{kj}(0) \int_{-1}^1 \frac{T_B(x) - T_r}{\sqrt{1-x^2}} \cdot F_{nk}(x) F_{nj}^*(x) \tilde{r}_{kj} \left(-\frac{ux}{f_0} \right) e^{-j2\pi ux} dx + V_{kj_off} \quad (8)$$

Ω 为天线波束立体角, F_n 为天线方向图, V_{kj_off} 为非零相关偏置, $\tilde{r}_{kj}(\tau)$ 为基线 Fringe-Washing 函数归一化值, $\tilde{r}_{kj}(0)$ 为 Fringe-Washing 函数零时延值, 又称为基线复增益 G_{kj} , 包含相位及幅度误差信息^[18]。

$$G_{kj} = \tilde{r}_{kj}(0) = g_{kj} e^{-j(\theta_j - \theta_k - \theta_{kj})} \quad (9)$$

式中, g_{kj} 为 $\tilde{r}_{kj}(0)$ 的模值, 表征不可分离的幅度误差; $\theta_j - \theta_k$ 为接收机的可分离的相位差; θ_{kj} 为不可分离的相位误差。

原理样机在定标周期通过公共噪声源单元注入高、低两个功率的相关噪声, 来标定出对 G_{kj} 值。高、低相关噪声注入时两通道可见度函数可以表示为(忽略接收机前向噪声串扰的影响)^[19]

$$V_{kj}^{H,L} = S_{k0} S_{j0}^* T_S^{H,L} - T_{ph} \sum_{n=0}^N S_{kn} S_{jn}^* \quad (10)$$

上标 H 表示高功率噪声注入状态, L 表示低功率噪声注入状态。 $T_S^{H,L}$ 为高、低两个相关噪声温度。 S_{k0}, S_{j0} 分别表示公共噪声源功分器第 k, j 端口与输入端口间的 S 参数。 S_{kn}, S_{jn} 为功分器各端口之间的 S 参数。 T_{ph} 为功分器的物理温度。

此外, 可见度函数又可通过数字相关器互相关结果计算^[18]:

$$V_{kj}^{H,L} = \frac{\sqrt{T_{sysk}^{H,L} T_{sysj}^{H,L}}}{G_{kj}} M_{kj}^{H,L} \quad (11)$$

可以得到:

$$V_{kj}^H - V_{kj}^L = S_{k0} S_{j0}^* (T_S^H - T_S^L) = \frac{\sqrt{T_{sysk}^H T_{sysj}^H}}{G_{kj}} M_{kj}^H - \frac{\sqrt{T_{sysk}^L T_{sysj}^L}}{G_{kj}} M_{kj}^L \quad (12)$$

而公共噪声注入时的各接收机通道的系统噪声温度可以表示为(忽略接收机前向噪声串扰)^[19]

$$T_{\text{sysk}}^{\text{H,L}} = |S_{k0}|^2 T_{\text{S}}^{\text{H,L}} + T_{\text{ph}} \left(1 - \sum_{n=0}^N |S_{kn}|^2 \right) + T_{\text{Rk}} \quad (13)$$

式中, T_{Rk} 为接收机噪声温度。可以得到:

$$\left. \begin{aligned} T_{\text{sysk}}^{\text{H}} - T_{\text{sysk}}^{\text{L}} &= |S_{k0}|^2 (T_{\text{S}}^{\text{H}} - T_{\text{S}}^{\text{L}}) \\ T_{\text{sysj}}^{\text{H}} - T_{\text{sysj}}^{\text{L}} &= |S_{j0}|^2 (T_{\text{S}}^{\text{H}} - T_{\text{S}}^{\text{L}}) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

由式(10)及式(14)可以推导出 G_{kj} 定标公式:

$$G_{kj} = \frac{M_{kj}^{\text{H}} \sqrt{T_{\text{sysk}}^{\text{H}} T_{\text{sysj}}^{\text{H}}} - M_{kj}^{\text{L}} \sqrt{T_{\text{sysk}}^{\text{L}} T_{\text{sysj}}^{\text{L}}}}{\sqrt{(T_{\text{sysk}}^{\text{H}} - T_{\text{sysk}}^{\text{L}})(T_{\text{sysj}}^{\text{H}} - T_{\text{sysj}}^{\text{L}})}} \frac{|S_{k0}| |S_{j0}|}{S_{k0} S_{j0}^*} \quad (15)$$

T_{sys} 为各状态的系统噪声温度, 由辐射计系统噪声温度定标得到(如 5.4 节所述)。 S_{k0}, S_{j0} 是功分器的 S 参数, 由矢网预先测出。通过式(15)在公共噪声注入周期标定出的基线复增益 G_{kj} , 可以用于式(16)中, 消除测量周期测得的天线可见度函数 V_{kj}^{A} 的相位、幅度误差。

4.6 可见度函数

完成上述定标过程, 可以得到各状态的 $T_{\text{sysk}}, T_{\text{sysj}}, M_{kj}, G_{kj}$ 。其中系统噪声温度包含功率信息, 模拟相关系数包含相位信息, 基线复增益包含相位及幅度误差, 去归一化即可得到定标后的可见度函数^[18](上标 A 为天线观测状态):

$$V_{kj}^{\text{A}} = \frac{\sqrt{T_{\text{sysk}}^{\text{A}} T_{\text{sysj}}^{\text{A}}}}{G_{kj}} M_{kj}^{\text{A}} \quad (16)$$

4.7 剩余偏置校正

本振的热噪声进入不同的接收机可能带来非零相关偏置, 即式(8)中的 V_{kj_off} 。这种剩余偏置可以用非相关噪声注入(匹配负载)的方法进行校正, 方法是天线观测时序测得的可见度函数减去匹配负载时序的可见度函数^[18]。由于匹配负载时序两通道注入的噪声是非相关的, 则由式(8)可以得到剩余偏置校正后的可见度函数(上标 O 表示匹配负载状态):

$$V_{kj} = V_{kj}^{\text{A}} - V_{kj_off} = V_{kj}^{\text{A}} - V_{kj}^{\text{O}} \quad (17)$$

5 G 矩阵成像方法

使用 G 矩阵成像方法将亮温从可见度函数中恢

复出来。亮温反演公式如式(18)所示, 由此可知, G 矩阵成像除了需要定标后的可见度函数外, 还需要天线方向图信息。在微波暗室中使用天线测试系统测出 8 个微带馈源的天线方向图, 然后此馈源方向图作为输入条件进行仿真得到全天线的方向图。

$$\hat{\mathbf{T}} = \mathbf{G}^+ \mathbf{V} = \mathbf{G}^{\text{H}} (\mathbf{G} \mathbf{G}^{\text{H}})^{-1} \mathbf{V} \quad (18)$$

其中, $\hat{\mathbf{T}}$ 为反演修正亮温, $\mathbf{G}^+ = \mathbf{G}^{\text{H}} (\mathbf{G} \mathbf{G}^{\text{H}})^{-1}$ 为 G 矩阵的伪逆矩阵。G 矩阵的元素为

$$g_{nm}^{\text{pq}} = \Delta u \cdot F_k^{\text{p}}(\xi_n) \cdot F_l^{\text{q}*}(\xi_n) \cdot \tilde{r}_{k,l} \left(-\frac{u_m \xi_n}{f_0} \right) \cdot e^{-j2\pi(u_m \xi_n)} \quad (19)$$

式中, F 为天线电压方向图, $\tilde{r}_{k,l}$ 为 fringe-washing 函数, 上标 p, q 代表极化, 下标 k, l 代表天线对。

6 地面原理样机验证试验

在中国科学院国家空间科学中心怀柔园区进行了 MICAP 地面原理样机成像试验, 验证了原理样机性能指标。

6.1 角分辨率

空间角分辨率可以用点目标响应半功率波束宽度定义, 可以通过点目标成像试验来验证。图 5 是点目标响应曲线, 由图 5 计算得出样机角分辨率约 2.8258°。这个结果接近由式(1)得到的理论值。

6.2 灵敏度

地面原理样机灵敏度可以通过观测冷空试验得到。图 6 是冷空观测试验的灵敏度指标, 图 7 是成像结果, 可以看出原理样机在视轴方向的灵敏度约为 0.2 K(4 s 积分时间), 与式(3)计算的理论值基本吻合。

6.3 视场

当点源放置在混叠视场内, 会在周期延拓区域产生假响应。设点源放置在右边, 位置为 $\xi = \xi_1$, 在图像的左边产生了假响应 $\xi = \xi_2$, 无混叠视场可以由式(21)求出。

$$\theta_{\text{AF_FOV}} = 2 \sin^{-1}(\xi_1 - (1 + \xi_2)) \quad (21)$$

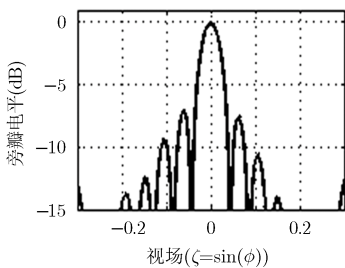


图 5 点目标响应

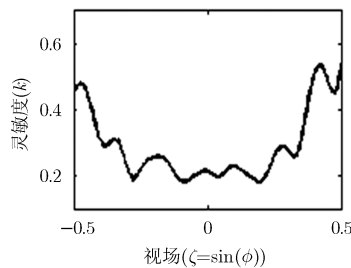


图 6 辐射计灵敏度

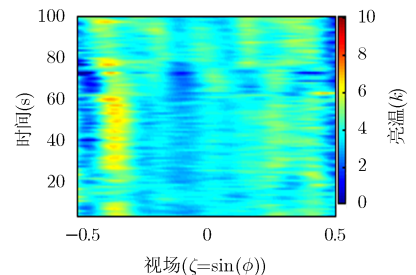


图 7 冷空成像试验

图 8 是混叠视场试验的结果。使用式(21)计算得到样机的无混叠视场为 78.8845° 。这个结果非常接近于使用式(2)计算得到的理论值。

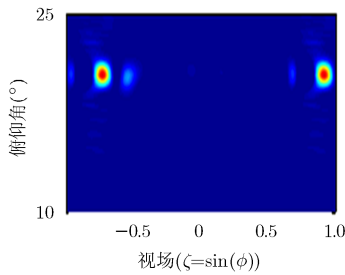


图 8 混叠视场中的假响应

7 基于原理样机试验的盐度探测精度仿真

使用原理样机试验得到的灵敏度曲线, 代入海水盐度、温度及风场一体化联合仿真系统^[9], 通过多参数联合反演算法可同时获得海水盐度、温度及海面风场与 1 维综合孔径辐射计方位余弦相关的偏差及随机误差, 如图 9 所示。可以看出视场内单次盐度探测可实现 0.6 psu 的探测精度指标。如果星载系

统设计是 3 天一次重访周期, 经重采样平均后可以达到优于 0.2 psu 的月尺度盐度探测精度。

8 总结

L 波段 1 维综合孔径辐射计是 MICAP 的核心仪器, 采用了抛物柱形反射面天线、高稳定度辐射计接收机、三阶量化数字相关、高精度温控、高精度综合孔径辐射计定标、 G 矩阵成像等技术。本文介绍了原理样机的系统设计和研制; 然后重点论述了综合孔径辐射计定标设计及实现算法, 首次推导了一种在三阶量化数字相关到模拟相关转换算法中使用三阶量化均值进行 AD 偏置校正的计算方法, 并应用于定标中; 最后通过成像试验初步验证了原理样机的成像能力和技术指标。试验结果表明其灵敏度、空间分辨率、无混叠视场与设计指标基本一致。试验验证的样机技术指标代入仿真系统, 仿真证明可以实现 0.2 psu 的星载海洋盐度探测精度, 达到了 MICAP 的设计要求。这些研究成果将应用于 MICAP 计划, 同时还有望在全球水循环卫星探测计划(WCOM)的全极化综合孔径辐射计中应用。

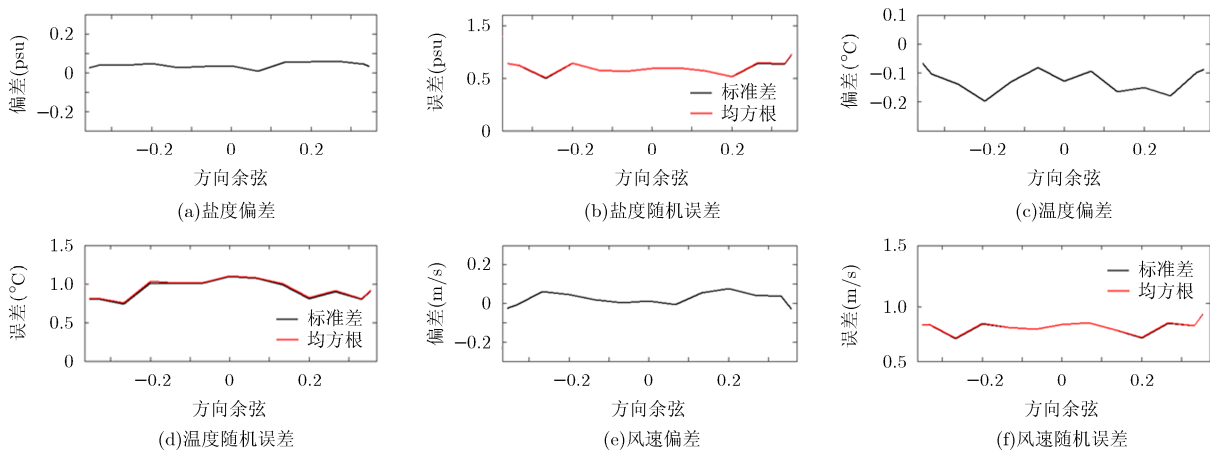


图 9 基于原理样机试验的单次盐度反演仿真

参考文献

- [1] 李青侠, 张靖, 郭伟, 等. 微波辐射计遥感海洋盐度的研究进展[J]. 海洋技术学报, 2007, 26(3): 8-12.
LI Qingxia, ZHANG Jing, GUO Wei, et al. Research progress of remote sensing of ocean salinity by microwave radiometer [J]. *Ocean Technology*, 2007, 26(3): 8-12.
- [2] VINE D M L, PELLERANO F, LAGERLOEF G S E, et al. Aquarius: A mission to monitor sea surface salinity from space[C]. 9th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing Applications, San Juan, Puerto Rico, 2006: 87-90.
- [3] KERR Y H, WALDTEUFEL P, WIGNERON J P, et al. Soil

moisture retrieval from space: The soil moisture and ocean salinity (SMOS) mission[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2001, 39(8): 1729-1735. doi: 10.1109/36.942551.

- [4] KORNBERG M, OLIVA R, FAUSTE J, et al. SMOS payload status after six years in orbit operational and thermal performance, calibration strategy & RFI management [C]. 14th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment, Espoo, Finland, 2016: 191-194.
- [5] PABLOS M, PILES M, GONZALEZ-GAMBAU V, et al. SMOS and aquarius radiometers: Inter-comparison over

- selected targets[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations & Remote Sensing*, 2014, 7(99): 3833-3844. doi: 10.1109/JSTARS.2014.2321455.
- [6] PIEPMEIER J R, HONG L, and PELLERANO F A. Aquarius L-band microwave radiometer: 3 years of radiometric performance and systematic effects[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations & Remote Sensing*, 2015, 8(12): 5416-5423. doi: 10.1109/JSTARS.2015.2435493.
- [7] VINE D M L, YUEH S, BROWN S, *et al.* Foreword to the special issue on status of aquarius/sac-d mission calibration/validation and retrieval algorithms[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations & Remote Sensing*, 2015, 8(12): 5398-5400. doi: 10.1109/JSTARS.2015.2516064.
- [8] LIU Hao, ZHU Di, NIU Lijie, *et al.* MICAP (Microwave imager combined active and passive): A new instrument for Chinese ocean salinity satellite[C]. Proceedings of IEEE International on Geoscience and Remote Sensing Symposium, Milan, Italy, 2015: 184-187.
- [9] YIN Xiaobin, LIU Hao, YUN Risheng, *et al.* Potential of microwave imager combined active passive for the retrieval of sea surface salinity: A new mission concept[C]. 14th Specialist Meeting on Microwave Radiometry and Remote Sensing of the Environment, Espoo, Finland, 2016: 191-194.
- [10] SHI Jiancheng, DONG Xiaolong, ZHAO Tianjie, *et al.* WCOM: The science scenario and objectives of a global water cycle observation mission[C]. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Quebec, Canada, 2014: 3646-3649.
- [11] LIU Hao, NIU Lijie, WU Lin, *et al.* IMI(Interferometric microwave imager): A L/S/C tri-frequency radiometer for water cycle observation mission(WCOM)[C]. Proceedings of IEEE International on Geoscience and Remote Sensing Symposium, Beijing, China, 2016: 3445-3447.
- [12] PIEPMEIER J R and GASIEWSKI A J. Digital correlation microwave polarimetry: Analysis and demonstration[J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 2001, 39(11): 2392-2410. doi: S 0196-2892(00)10397-3.
- [13] RUF C S, SWIFT C T, TANNER A B, *et al.* Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth[J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 2006, 44(1): 58-67. doi: 10.1109/TGRS.2005.860206.
- [14] LIM B H. The design and development of a geostationary synthetic thinned aperture radiometer[D]. [Ph.D. dissertation]. University of Michigan, 2009: 28-30.
- [15] CAMPS A, CORBELLA I, BARA J, *et al.* Radiometric sensitivity computation in aperture synthesis interferometric radiometry[J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 1998, 36(2): 680-685. doi: S 0196-2892(98)00737-2.
- [16] 李慧玲, 刘浩, 吴季, 等. 综合孔径辐射计可见度函数预处理算法及时域仿真研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(10): 2475-2481. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00079.
- LI Huiling, LIU Hao, WU Ji, *et al.* Research on the preprocessing method for the visibility functions in synthetic aperture radiometer and the time domain simulation[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(10): 2475-2481. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00079.
- [17] TORRES F, CAMPS A, BARA J, *et al.* On-board phase and modulus calibration of large aperture synthesis radiometers: Study applied to MIRAS[J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 1996, 34(4): 1000-1009. doi: S0196-2892(96)05046-2.
- [18] CORBELLA I, CAMPS A, COLLIANDER A, *et al.* MIRAS end-to-end calibration: Application to SMOS L1 processor[J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 2005, 43(5): 1126-1134. doi: 10.1109/TGRS.2004.840458.
- [19] CORBELLA I, CAMPS A, TORRES F, *et al.* Analysis of noise-injection networks for interferometric-radiometer calibration[J]. *IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing*, 2000, 48(4): 545-552. doi: S 0018-9480(00)02782-4.
- 牛立杰: 男, 1974年生, 博士生, 副研究员, 研究方向为辐射计系统及定标技术.
- 刘浩: 男, 1978年生, 研究员, 研究方向为干涉式综合孔径辐射计的系统 and 信号处理.
- 武林: 男, 1985年生, 工程师, 研究方向为综合孔径辐射计系统和数据处理.
- 张成: 男, 1978年生, 副研究员, 研究方向为综合孔径辐射计系统和数据处理.
- 赵鑫: 男, 1983年生, 工程师, 研究方向为天线及毫米波、太赫兹技术.
- 吴季: 男, 1958年生, 研究员, 主要从事微波遥感及空间探测方面研究.
- 殷晓斌: 男, 1981年生, 研究员, 研究方向为物理海洋及海洋微波遥感.