

一维综合孔径辐射计相位定标研究

董 健, 栾英宏, 赵永涛, 孙彦龙, 冯剑锋, 姜丽菲, 赵 锋, 徐红新

(上海航天电子技术研究所, 上海 201109)

摘 要: 相位是一维综合孔径辐射计获得高精度海面亮温的关键因素. 传统的一维综合孔径辐射计的相位标定方法难以满足高精度相位定标需求, 本文提出一种基于外部点源和内部噪声源相结合的相位定标方法. 首先通过不同位置的外部点源和内部噪声源获得不同方位角上接收链路的固定相位差; 接着通过内部噪声源获得接收链路的可变相位差; 最后综合利用这两种相位差进行相位定标. 本方法将固定相位误差和变化相位误差相分离, 具有定标精度高、重复性好、节约定标时间的优点. 实验表明本方法相位定标精度约为 0.7° 、重复性约为 0.35° .

关键词: 一维综合孔径微波辐射计; 海面亮温; 相位定标; 可见度函数; 点源; 噪声源

中图分类号: TP722.6

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)09-2127-07

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

DOI: 10.12263/DZXB.20210413

Research on Phase Calibration for One-Dimensional Synthetic Aperture Radiometer

DONG Jian, LUAN Ying-hong, ZHAO Yong-tao, SUN Yan-long, FENG Jian-feng, JIANG Li-fei,
ZHAO Feng, XU Hong-xin

(Aerospace Electronic Technology Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: Phase is important for acquiring the high sea surface brightness temperature with high accuracy. The traditional phase calibration methods for one-dimensional synthetic aperture radiometer are difficulty to meet the requirements. This paper proposes a phase calibration method. Firstly, the fixed phase difference of receiving chain at different position is acquired by external point source and internal noise source. Then, the variable phase difference of receiving chain is acquired by internal noise source. Finally, the phase is calibrated by the two kinds of phase difference. This method separates the fix phase error and variable phase error, and has advantages of high accuracy, good repeatability and saving calibration time. The experiment results indicate that the accuracy is better than 0.7° and the repeatability is better than 0.35° .

Key words: one-dimensional synthetic aperture radiometer; sea surface brightness temperature; phase calibration; visibility function; point source; noise source

1 引言

海面温度在全球气候变化和长期天气过程中起着重要作用, 是海气界面水循环中的重要参数, 对全球水循环和全球表面的能量收支平衡也具有重要作用^[1]. 遥感获取海面温度的途径主要有红外和微波遥感, 微波遥感具有全天时、全天候不间断观测的优势, 是获取海面温度的重要手段^[2].

目前, 世界各国都在发展海面温度微波载荷, 例如我国云海一号的微波辐射计^[3]、日本 AMSR (Advanced Microwave Scanning Radiometer)^[4]、美国 WindSat^[5]和欧

洲 Microwat^[6]等. 上述微波载荷均采用实孔径体制, 受制于天线尺寸, 实孔径体制微波辐射计的空间分辨率相对较低. 综合孔径微波辐射计利用小口径天线等效为大口径天线, 提高了空间分辨率, 是目前微波辐射计领域研究的热点^[7,8]. 为了获得高精度、高分辨率的海面温度, 上海航天电子技术研究所提出一种 C 波段推扫式一维综合孔径辐射计方案, 通过一维综合孔径辐射计测量得到的海面亮温值, 反演得出海面温度.

相位信息是一维综合孔径辐射计获得海面亮温值的关键因素, 相位误差会严重影响海面亮温值的精度. 国内外专家学者提出了多种定标方法, 李青侠等^[9]、刘

浩等^[10]利用外部点源和模拟外部点源测量综合孔径微波辐射计系统的响应 G 矩阵, 通过 G 矩阵定标、校准系统的相位和幅度. 此相位定标方法简单、高效, 可精确定标系统相位. 但一维综合孔径辐射计的有源器件在每次开机时相位均会发生变化, 导致需频繁使用上述定标方法, 耗时较多; Corbella 等^[11]、赵锋等^[12]采用相关噪声注入法定标系统通道的同相相位误差. 此相位定标方法可精确消除系统内部接收通道之间的相位误差, 但缺乏对天线到前端之间路径的相位定标.

本文受文献[9~12]启发提出一种相位定标方法, 此方法综合利用外部点源法和相关噪声注入法, 将系统中有源器件和无源器件的相位误差分离, 具有定标精度高、重复性好、节约定标时间的优点. 本文首先介绍一维综合孔径微波辐射计原理以及样机的组成, 接着给出相位定标方法, 然后介绍定标实验, 包括实验方案、实验结果、并对实验结果进行分析, 最后给出结论.

2 一维综合孔径辐射计原理和样机

2.1 一维综合孔径辐射计原理

如图1所示, 一维综合孔径辐射计一对基线的两组天线、接收机对目标场景的辐射亮温信号收集和放大后, 经复相关运算得到可见度函数. 可见度函数与目标场景的亮温之间关系如式(1)~(3)所示^[13]:

$$V_{ij}(u) = \int_{-1 \leq \xi \leq 1} T(\xi) \tilde{r}_{ij}(-\frac{u\xi}{f_0}) e^{-j2\pi u \xi} d\xi \quad (1)$$

$$T(\xi) = \frac{\sqrt{D_i D_j}}{4\pi} \frac{T_B(\xi) - T_r}{\sqrt{1 - \xi^2}} F_{ni}(\xi) F_{nj}^*(\xi) \quad (2)$$

$$\tilde{r}_{ij}(-\frac{u\xi}{f_0}) = \frac{e^{j2\pi u \xi}}{\sqrt{B_i B_j} \sqrt{G_i G_j}} \int_0^\infty H_i(f) H_j^*(f) e^{-j2\pi f \frac{u\xi}{f_0}} df \quad (3)$$

其中, f_0 为系统中心频率, i 和 j 为接收单元编号, μ 为空间频率, $\xi = \sin\theta$ 为方向余旋, $V_{ij}(u)$ 为可见度函数, $r_{ij}(-\frac{u\xi}{f_0})$ 为洗条纹函数, 在基线较短时可忽略, D_i 和 D_j 为天线增益, $T_B(\xi)$ 为目标场景亮温, T_r 为接收机物理温度, $F_{ni}(\xi)$ 和 $F_{nj}(\xi)$ 为归一化天线电压方向图, B_i 和 B_j 为接收单元带宽, G_i 和 G_j 为接收单元增益, $H_i(f)$ 和 $H_j(f)$ 为接收单元频率响应.

2.2 一维综合孔径辐射计样机

一维综合孔径微波辐射计样机如图2所示. 样机采用抛物柱面反射面天线加一维稀疏排布的线性馈源阵的形式. 样机包括方位俯仰驱动机构、抛物柱面反射面天线、C波段微带天线阵、接收机、高速数据采集板、数字相关器、配电单元、预处理单元、载荷计算机、定标系统、地测设备等硬件和软件.

地测设备控制方位俯仰驱动将综合孔径辐射计指向目

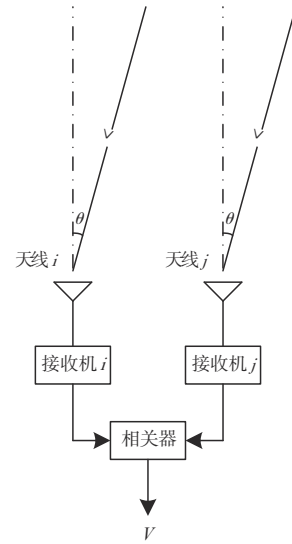


图1 一维综合孔径辐射计二接收单元示意图

标场景. 目标场景的辐射信号通过抛物柱面反射面进入微带天线阵. 微带天线阵包含4个微带天线, 共组成6条连续基线. 信号经极化分离后, 到达开关. 每个开关包含2路, 分别接天线端口(天线态)和定标系统(定标态). 当选择开关切换到天线态和定标态时, 目标场景信号、噪声信号分别进入接收机内部. 信号在接收机中完成放大、下变频后变为中频信号. 中频信号分为两路, 一路中频信号经检波后输出至地测计算机, 另一路中频信号输出至高速数据采集板. 高速数据采集板对中频信号采集、IQ解调、数字下变频、滤波后变为基带信号. 基带信号经过光纤传输到相关器, 在相关器内两两复相关处理后, 输出结果到地测计算机.

采用 Camps^[14]方法, 根据实验样机的参数对相位误差引起的海面亮温测量误差进行仿真分析. 仿真发现: 海面亮温为200 K时, 当相位误差为1°时, 海面亮温误差约为0.4 K. 相位校准前, 相位误差在几十度到几百度之间, 对海面亮温测量影响较大, 因此减小相位误差对提高海面亮温测量精度具有重要意义.

3 相位定标方法

根据样机得到的接收链路的相位示意图如图3所示. 从天线 i 和天线 j 到相关器的相位分别为 $\Phi_{\text{ch_ant},i}$ 和 $\Phi_{\text{ch_ant},j}$, 由天线相位 ($\Phi_{\text{ant},i}$ 和 $\Phi_{\text{ant},j}$)、天线到接收机相位 ($\Phi_{\text{a_s},i}$ 和 $\Phi_{\text{a_s},j}$)、接收机相位 ($\Phi_{\text{rev},i}$ 和 $\Phi_{\text{rev},j}$)、接收机到相关器相位 ($\Phi_{\text{r_c},i}$ 和 $\Phi_{\text{r_c},j}$) 组成. 接收机由射频单元、中频单元、本振单元等有源器件组成. 射频单元、中频单元、本振单元中含有放大器. 在每次开机时, 放大器增益的初相都会发生变化, 导致每次开机后接收机之间的相位差会发生变化. 其它器件均是无源器件, 其物理相位不变. 从噪声源到相关器的相位 $\Phi_{\text{ch_ns},i}$ 和 $\Phi_{\text{ch_ns},j}$ 与天线到相关器相位类似, 也分为4个部分.

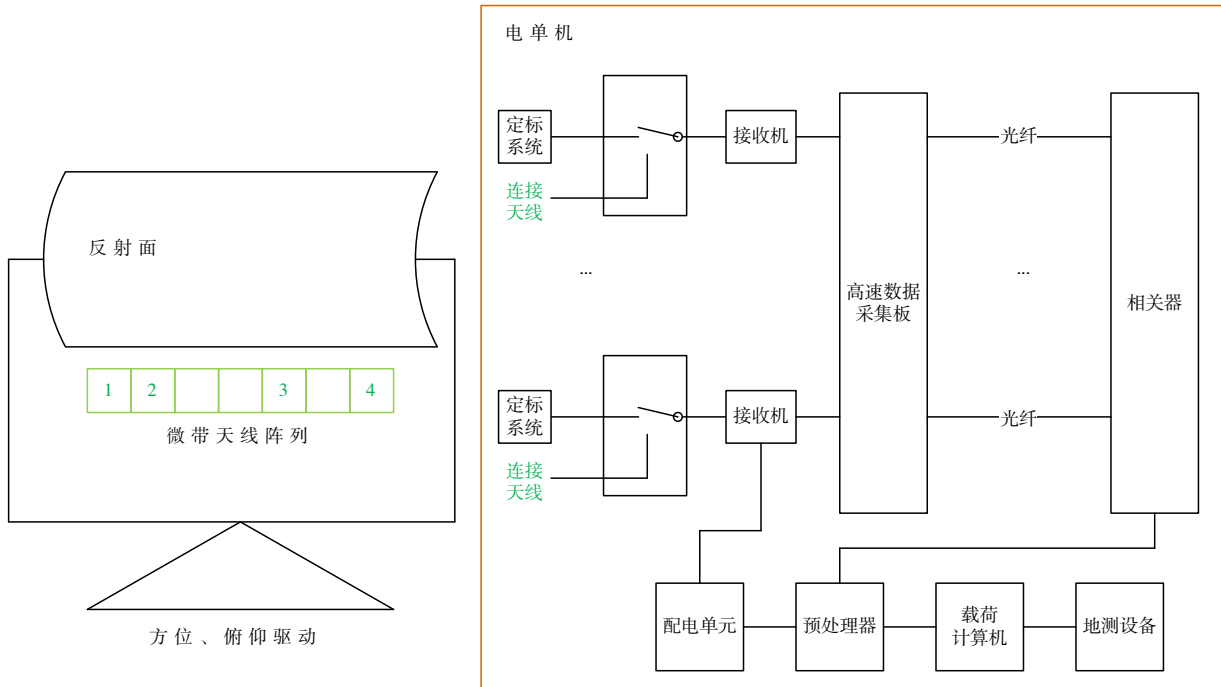


图2 一维综合孔径微波辐射计样机

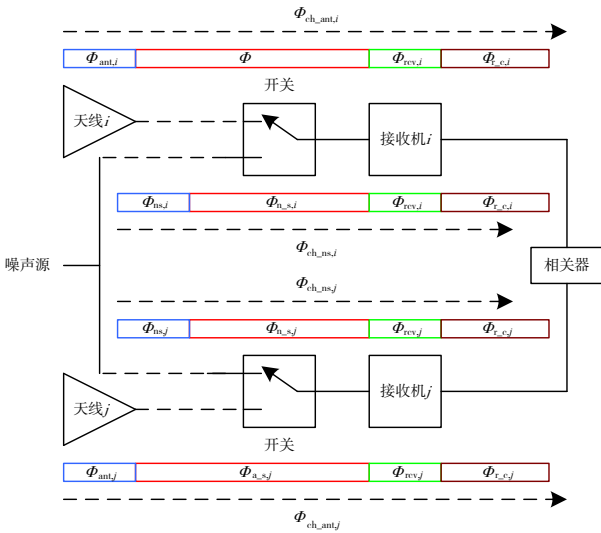


图3 综合孔径辐射计接收链路相位示意图

目标场景信号到达两个天线的相位分别为 $\Phi_{\text{sence},i}$ 和 $\Phi_{\text{sence},j}$, 其理论相位差为 $\Phi_{\text{sence},i} - \Phi_{\text{sence},j}$. 而目标场景信号到达相关器的实际相位为 $\Phi_{\text{sence},i} + \Phi_{\text{ch},\text{ant},i}$ 和 $\Phi_{\text{sence},j} + \Phi_{\text{ch},\text{ant},j}$, 相位定标的目的是移除 $\Phi_{\text{ch},\text{ant},i}$ 与 $\Phi_{\text{ch},\text{ant},j}$ 的相位差.

放置一个点源, 开启点源时, 一对基线在一个方向的可见度函数 $V_{i,j}^{\text{on}}(u)$ 如式(4)所示:

$$V_{i,j}^{\text{on}}(u) = \frac{\sqrt{D_i D_j}}{4\pi} (T_s - T_r) \frac{\lambda}{(4\pi r)^2} F_{\text{ni}}(u) F_{\text{nj}}^*(u) e^{-j\varphi} e^{-jk\Delta r} + V_0 \quad (4)$$

其中 T_s 为点源亮温, φ 为天线到相关器的相位差, Δr 为信号到达两个天线的距离差, V_0 为背景场可见度函数.

关闭点源时的可见度函数如式(5)所示:

$$V_{i,j}^{\text{off}}(u) = \frac{\sqrt{D_i D_j}}{4\pi} (-T_r) \frac{\lambda}{(4\pi r)^2} F_{\text{ni}}(u) F_{\text{nj}}^*(u) e^{-j\varphi} e^{-jk\Delta r} + V_0 \quad (5)$$

点源开启和关闭的可见度函数差如式(6)所示:

$$V_{i,j}^{\text{on}} - V_{i,j}^{\text{off}} = \frac{\sqrt{D_i D_j}}{4\pi} T_s \frac{\lambda}{(4\pi r)^2} F_{\text{ni}}(\xi) F_{\text{nj}}^*(\xi) e^{-j\varphi} e^{-jk\Delta r} \quad (6)$$

可见度函数差 $\Phi_{v,i,j}$ 与链路相位的关系如式(7)所示:

$$\begin{aligned} \Phi_{v,i,j} &= (\Phi_{\text{psrc},i} + \Phi_{\text{ch},\text{ant},i}) - (\Phi_{\text{psrc},j} + \Phi_{\text{ch},\text{ant},j}) \\ &= (\Phi_{\text{psrc},i} - \Phi_{\text{psrc},j}) + (\Phi_{\text{ant},i} - \Phi_{\text{ant},j}) + (\Phi_{\text{a},s,i} - \Phi_{\text{a},s,j}) \\ &\quad + (\Phi_{\text{rcv},i} - \Phi_{\text{rcv},j}) + (\Phi_{\text{r},c,i} - \Phi_{\text{r},j,i}) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\Phi_{\text{psrc},i}$ 、 $\Phi_{\text{psrc},j}$ 为点源达到天线 i 和 j 的理论相位, 由点源与样机的位置计算得到.

相关噪声源注入时的可见度函数 $V_{\text{ns},i,j}$ 的相位为 $\Phi_{\text{ns},i,j}$ 与链路相位的关系如式(8)所示:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ns},i,j} &= \Phi_{\text{ch},\text{ns},i} - \Phi_{\text{ch},\text{ns},j} \\ &= (\Phi_{\text{ns},i} - \Phi_{\text{ns},j}) + (\Phi_{\text{n},s,i} - \Phi_{\text{n},s,j}) + (\Phi_{\text{rcv},i} - \Phi_{\text{rcv},j}) \\ &\quad + (\Phi_{\text{r},c,i} - \Phi_{\text{r},j,i}) \end{aligned} \quad (8)$$

$\Phi_{v,i,j}$ 与 $\Phi_{\text{ns},i,j}$ 差如式(9)所示:

$$\begin{aligned} \Phi_{v,i,j} - \Phi_{\text{ns},i,j} &= (\Phi_{\text{psrc},i} - \Phi_{\text{psrc},j}) + (\Phi_{\text{ant},i} - \Phi_{\text{ant},j}) \\ &\quad + (\Phi_{\text{a},s,i} - \Phi_{\text{a},s,j}) - (\Phi_{\text{ns},i} - \Phi_{\text{ns},j}) \\ &\quad - (\Phi_{\text{n},s,i} - \Phi_{\text{n},s,j}) \end{aligned} \quad (9)$$

定义 $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 如式(10):

$$\Phi_{\text{fix},i,j} = (\Phi_{\text{ant},i} - \Phi_{\text{ant},j}) + (\Phi_{\text{a}_s,i} - \Phi_{\text{a}_s,j}) - (\Phi_{\text{ns},i} - \Phi_{\text{ns},j}) - (\Phi_{\text{n}_s,i} - \Phi_{\text{n}_s,j}) \quad (10)$$

可见 $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 可由式(9)计算得到. $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 消除了接收机的变化相位 $\Phi_{\text{rev},i}$ 和 $\Phi_{\text{rev},j}$, 是一个固定值.

当观测目标场景时, 此方向的理论相位差为 $\Phi_{\text{sence},i,j}$, 如式(11)所示:

$$\Phi_{\text{sence},i,j} = \Phi_{\text{sence},i} - \Phi_{\text{sence},j} \quad (11)$$

实际观测相位差为 $\Phi_{\text{sence},i,j}^{\text{obs}}$, 如式(12)所示:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{sence},i,j}^{\text{obs}} &= (\Phi_{\text{sence},i} + \Phi_{\text{ch}_{\text{ant},i}}) - (\Phi_{\text{sence},j} + \Phi_{\text{ch}_{\text{ant},j}}) \\ &= (\Phi_{\text{sence},i} - \Phi_{\text{sence},j}) + (\Phi_{\text{ant},i} - \Phi_{\text{ant},j}) + (\Phi_{\text{a}_s,i} - \Phi_{\text{a}_s,j}) \\ &\quad + (\Phi_{\text{rev},i} - \Phi_{\text{rev},j}) + (\Phi_{\text{r}_c,i} - \Phi_{\text{r}_c,j}) \end{aligned} \quad (12)$$

结合式(8)、式(10)~(12)得到两者之间的关系如式(13)所示:

$$\Phi_{\text{sence},i,j} = \Phi_{\text{sence},i,j}^{\text{obs}} - \Phi_{\text{ns},i,j} - \Phi_{\text{fix},i,j} \quad (13)$$

可见通过 $\Phi_{\text{ns},i,j}$ 和 $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 即可消除此方向的链路引入的相位差. 其中 $\Phi_{\text{ns},i,j}$ 通过相干噪声注入测量得到, $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 仅与天线方向图有关, 通过测量不同方位角的点源得到.

4 相位定标试验

4.1 实验方案

进行相位定标实验. 实验前, 首先采用在冷热黑体法^[15], 将热定标源和冷定标源放置在微带天线口面, 标定每路的系统增益和电压偏移量, 用于幅度定标. 实验时, 噪声点源固定不动, 方位驱动机构驱动样机以每1度方位间隔运动, 测量范围从 -50° 到 $+50^\circ$. 每个方位角度的测量生成三组数据, 分别对应点源开启、点源关闭以及噪声源开启. 测量需满足远场条件, 按照式(14)计算:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (14)$$

其中 R 为远场距离、 D 为天线口径、 λ 为观测波长.

试验样机与点源之间的距离需大于46 m, 距离较远, 为此在半开放暗室进行试验. 如图4所示, 点源放置在信标塔上, 试验样机放置在半开放暗室内. 点源与样机的直线距离为455 m, 远大于远场条件.

4.2 实验结果及分析

对样机的H极化和V极化均进行了相位定标实验, 实验结果相似, 本文仅展示H极化的测量结果. 6条基线的归一化可见度函数的幅度如图5所示. 按照式(6)计算得到的干涉条纹如图6所示.

受天线方向图加权影响, $\pm 40^\circ$ 以外区域的信号可忽略. 根据式(6)和式(9)计算得到的 $\pm 40^\circ$ 以内的 $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 如图7所示. 对H极化的 $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 测量了两次, 两次测量的偏差值为 0.35° , 重复性较高. 比较两次测量的 $\Phi_{\text{ns},i,j}$,

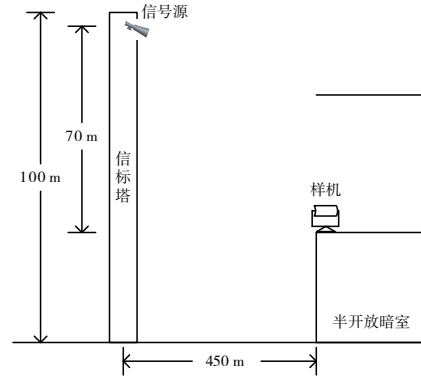


图4 实验场地示意图

表1 暗室内测量的每条基线的相位与相位定标实验测量的相位比较

基线	均方根误差/(°)
1	2.18
2	1.81
3	1.55
4	2.21
5	2.77
6	2.28
均值	2.13

$\Phi_{\text{ns},i,j}$ 有较大变化, 表明接收机在每次开机时相位差确实发生变化.

为了验证测量结果的准确性, 首先在暗室内测量了实验样机(仅包括反射面和微带天线)的4组天线方向图的相位, 将4组天线方向图相位两两组合构成6条基线的相位, 并与 $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 比较, 两者的变化趋势一致, 均方根误差如表1所示. 由于暗室内天线方向图的相位测量精度约为 2° , 根据误差传递式(15)计算得到本方法的相位测量精度 Φ_{err}^t 约为 0.7° , 由此引起的亮温变化约为 0.28 K, 满足定标要求:

$$\Phi_{\text{err}}^t = \sqrt{\Phi_{\text{err}}^2 - \Phi_{\text{chamber}}^2} \quad (15)$$

其中 Φ_{err} 为两次测量的误差、 Φ_{chamber} 为暗室内测量误差.

接着, 对位于中心位置的点源观测. 观测完成后, 首先对测量的可见度函数进行幅度定标, 接着使用 $\Phi_{\text{ns},i,j}$ 进行相位修正, 得到可见度值 V , 再通过 \mathbf{G} 矩阵反演法, 进行方向图和相位校准, 实现点源反演^[16,17], 如式(16)所示:

$$\mathbf{T} = \mathbf{G}^T (\mathbf{G}\mathbf{G}^T)^{-1} \mathbf{V} \quad (16)$$

其中 \mathbf{G} 为矩阵, 由定标实验测量得到的干涉条纹幅度、 $\Phi_{\text{fix},i,j}$ 以及延时因子 $e^{-jk\Delta r}$ 组成, \mathbf{G}^T 为 \mathbf{G} 的转置.

重构出的点源图像, 如图8所示, 点源图像与理论计算的图像的偏差RMS为 0.3% , 满足定标要求.

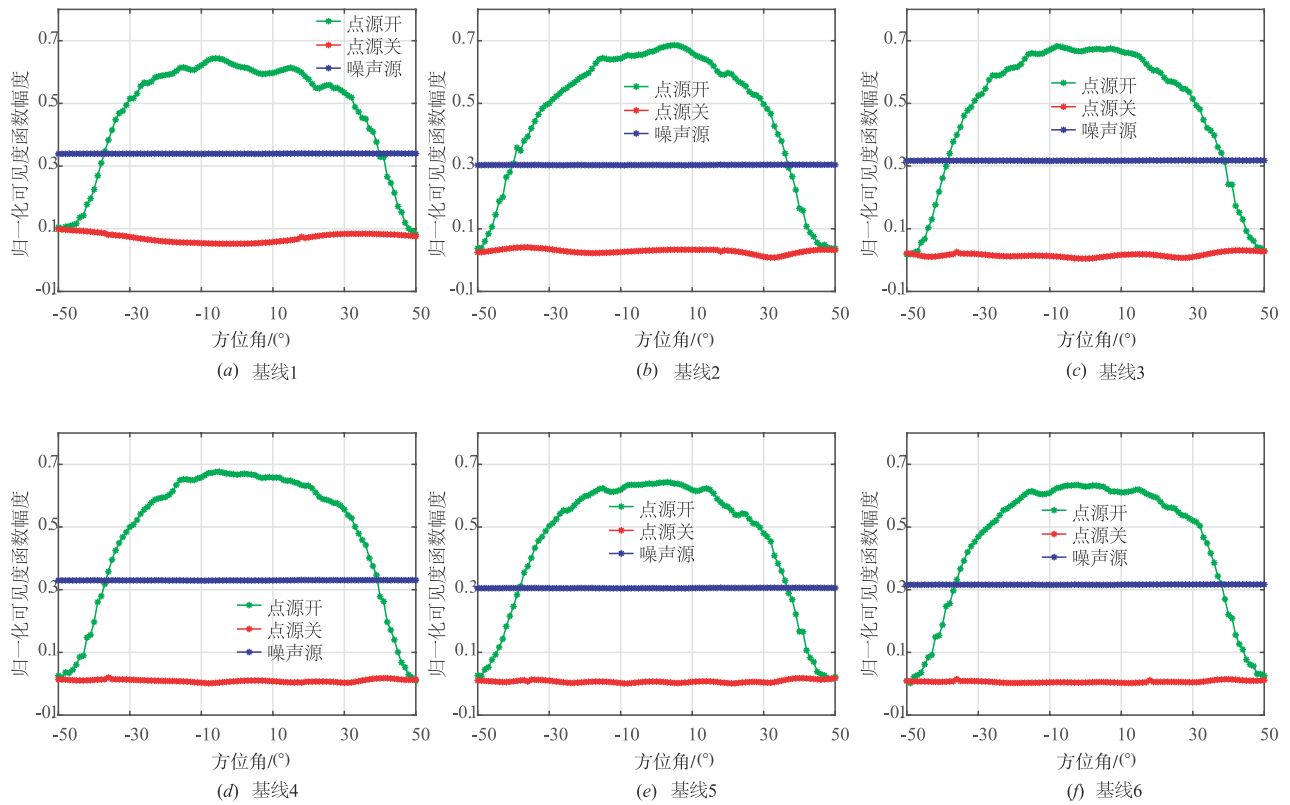


图5 H极化的6条基线的归一化可见度函数幅度.绿色表示点源开启、红色表示点源关闭、蓝色表示噪声源开启

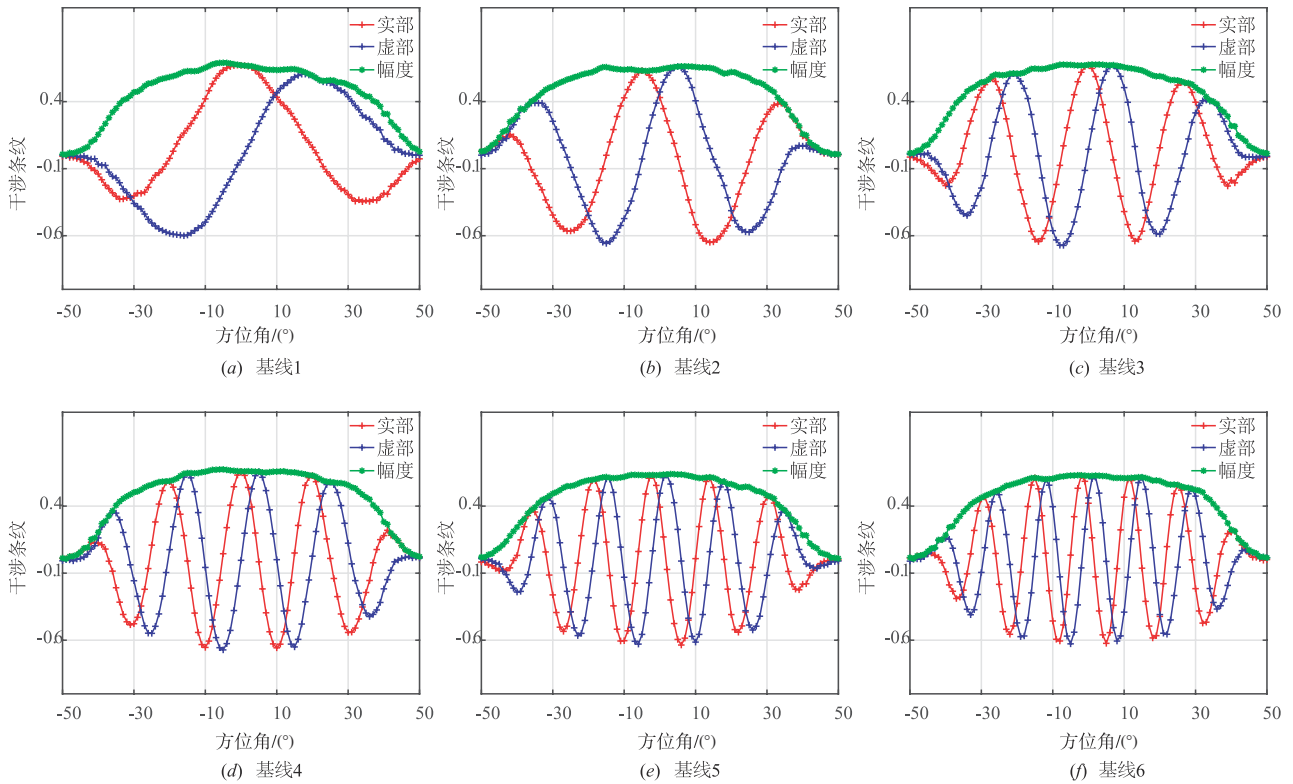


图6 H极化的6条基线的干涉条纹.红色表示干涉条纹实部、蓝色表示干涉条纹虚部,绿色表示干涉条纹幅度

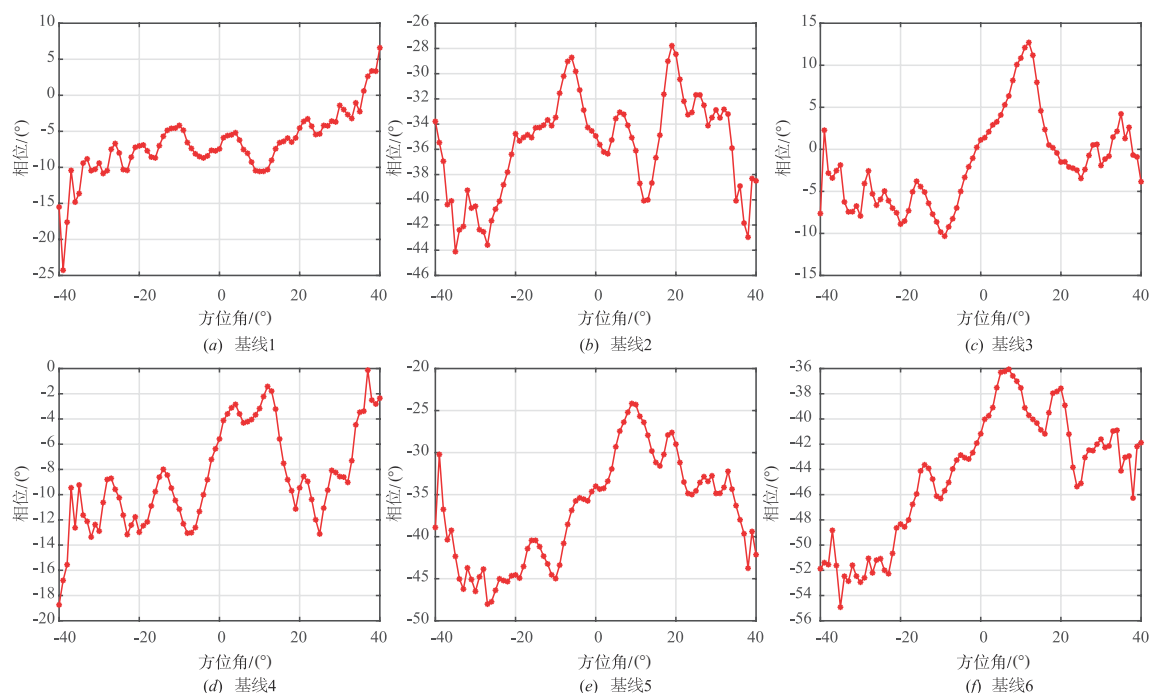


图7 不同基线在不同位置的固定相位误差

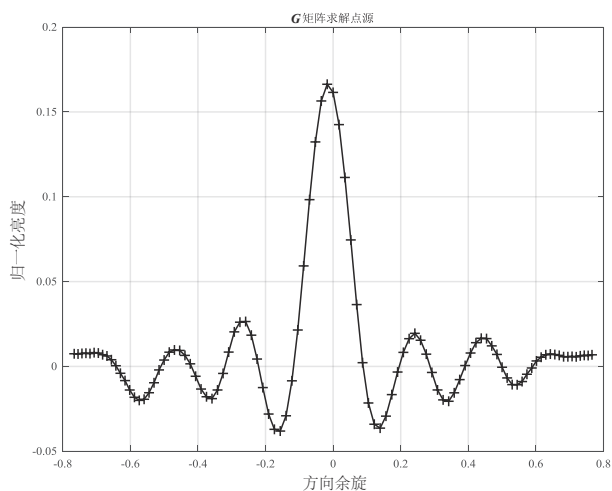


图8 重构出的点源图像

5 结论

本文提出一种一维综合孔径辐射计相位定标方法,本方法通过外部点源和内部噪声源进行联合相位定标.实验表明,本方法将固定相位误差和变化相位误差分离,定标精度约为 0.7° 、重复性约为 0.35° .本方法具有定标精度高、重复性好、节省定标时间的优点,可广泛应用于一维综合孔径辐射计的相位定标.

参考文献

[1] 陈冠宇,艾未华,陆文,等.一维综合孔径微波辐射计遥感海面温度的敏感性分析[J].海洋学报,2019,41(3):143-154.

CHEN G Y, AI W H, LU W, et al. Sensitivity analysis of remote sensing of sea surface temperature by one dimensional synthetic aperture microwave radiometer[J]. Acta Oceanologica Sinica, 2019, 41(3): 143-154. (in Chinese)

[2] GUAN L, KAWAMURA H. SST availabilities of satellite infrared and microwave measurements[J]. Journal of Oceanography, 2003, 59(2): 201-209.

[3] 陈玲.创新研发辐射计定标装置为我国微波辐射计的量值准确统一提供有力支撑:中国航天科工集团第二研究院203所辐射计定标团队[J].科技成果管理与研究,2017,(3):41-42.

[4] Shibata A, Imaoka K, Koike T. AMSR/AMSR-E Level 2 and 3 algorithm developments and data validation plans of NASDA[J]. IEEE Transactions on Geoscience & Remote Sensing, 2003, 41(2): 195-203.

SHIBATA A, IMAOKA K, KOIKE T. AMSR/AMSR-E level 2 and 3 algorithm developments and data validation plans of NASDA[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2003, 41(2): 195-203.

[5] 朱恩泽,张雷,石汉青,等.2004年—2013年WindSat海面温度产品与浮标观测对比[J].遥感学报,2016,20(2):315-327.

ZHU E Z, ZHANG L, SHI H Q, et al. Accuracy of Wind Sat sea surface temperature: Comparison of buoy data from 2004 to 2013[J]. Journal of Remote Sensing, 2016, 20(2): 315-327. (in Chinese)

[6] PRIGENT C, AIRES F, BERNARDO F, et al. Analysis of

the potential and limitations of microwave radiometry for the retrieval of sea surface temperature: Definition of MICROWAT, a new mission concept[J]. Journal of Geophysical Research: Oceans, 2013, 118(6): 3074-3086.

- [7] 吴季, 刘浩, 孙伟英, 姜景山. 综合孔径微波辐射计的技术发展及其应用展望[J]. 遥感技术与应用, 2005, 20(1): 24-29.
WU J, LIU H, SUN W Y, et al. Technical development and application prospect of synthetic aperture radiometer [J]. Remote Sensing Technology and Application, 2005, 20(1): 24-29. (in Chinese)
- [8] 董晓龙, 张升伟, 吴季, 黄永辉, 姜景山. 综合孔径微波辐射计天线单元互耦的影响及其校正[J]. 电子学报, 2001, 29(9): 1280-1282.
DONG X L, ZHANG S W, WU J, et al. Effect of mutual coupling between antenna elements on the imaging of synthetic aperture radiometer and its calibration[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(9): 1280-1282. (in Chinese)
- [9] 李青侠, 陈柯, 郎量. 高分辨率被动微波遥感(下册): 综合孔径微波辐射成像[M]. 北京: 科学出版社, 2017: 190-195.
- [10] 刘浩, 吴季, 吴琼. 综合孔径微波辐射计信道误差分析与标定[J]. 电子学报, 2005, 33(3): 402-406.
LIU H, WU J, WU Q. Analysis and calibration of the channels error of synthetic aperture radiometer[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(3): 402-406. (in Chinese)
- [11] CORBELLA I, TORRES F, CAMPS A, et al. MIRAS end-to-end calibration: Application to SMOS L1 processor[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2005, 43(5): 1126-1134.
- [12] 赵锋, 苗俊刚, 万国龙, 等. 基于闭环多分配网络重叠的噪声注入校正方法[J]. 遥感技术与应用, 2008, 23(1): 77-81.
ZHAO F, MIAO J G, WAN G L, et al. A calibration method by correlated noise injection with distribution networks overlapped on a closed loop[J]. Remote Sensing Technology and Application, 2008, 23(1): 77-81. (in Chinese)
- [13] CORBELLA I, TORRES F, CAMPS A, et al. Brightness-temperature retrieval methods in synthetic aperture radiometers[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2009, 47(1): 285-294.
- [14] Adriano Jose Camps Carmona. Application of Interferometric Radiometry to Earth Observation[D]. Barcelona: Polytechnic University of Catalonia, 1996: 91-93.
- [15] CORBELLA I, TORRES F, DUFFO N, et al. On-ground characterization of the SMOS payload[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2009, 47(9): 3123-3133.
- [16] 张爱丽, 刘浩, 武林, 等. G矩阵修正法在一维综合孔径

微波辐射计成像中的应用[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(11): 2632-2638.

ZHANG A L, LIU H, WU L, et al. The application of the G-matrix modification methods to the imaging of the 1-D synthetic aperture microwave radiometer[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(11): 2632-2638. (in Chinese)

- [17] 金梦彤, 刘浩, 武林, 等. 星载一维综合孔径微波辐射计海洋盐度探测任务仿真及外部误差源分析[J]. 遥感技术与应用, 2017, 32(2): 346-355.

JIN M T, LIU H, WU L, et al. Task simulation and external error sources analysis for an ocean salinity mission with one-dimensional synthetic aperture microwave radiometer[J]. Remote Sensing Technology and Application, 2017, 32(2): 346-355. (in Chinese)

作者简介



董 健 男, 1982年12月出生于安徽省铜陵市, 博士. 现为上海航天电子技术研究所高级工程师. 获上海市科技进步特等奖1项. 在国内外发表学术论文20余篇.
E-mail: triumphdj@126.com

栾英宏 女, 1983年6月出生于山西太原, 博士. 现为上海航天电子技术研究所高级工程师, 从事微波遥感方面的研究工作.

E-mail: lyhong0613@hotmail.com

赵永涛 男, 1993年2月出生于福建宁德, 研究生. 从事微波遥感方面的研究工作.

E-mail: zhaoyongtao@804.sast.casc

孙彦龙 男, 1988年4月出生于山西运城, 研究生. 从事微波遥感方面的研究工作.

E-mail: zlinhwj@126.com

冯剑锋 男, 1988年7月出生于湖北黄冈, 研究生. 从事数字信号处理方面的研究工作.

E-mail: fengjianfengbuaa@sina.com

姜丽菲 女, 1983年3月出生于辽宁抚顺, 研究生. 从事微波遥感方面的研究工作.

E-mail: jianglf2006@126.com

赵 锋 男, 1972年10月出生于新疆乌鲁木齐, 博士. 从事微波遥感方面的研究工作.

E-mail: zhao_xiang_feng@tom.com

徐红新 男, 1979年3月出生于江苏南通, 从事微波遥感方面的研究工作.