

# 综合孔径微波辐射计信道误差分析与标定

刘 浩, 吴 季, 吴 琼

(中国科学院空间科学与应用研究中心国家 863 计划微波遥感技术实验室, 北京 100080)

摘 要: 本文首先建立了综合孔径微波辐射计的信道模型, 在此基础上分析了信道的幅度相位不平衡以及信道间串扰对反演亮温的影响, 并给出了系统仿真结果. 本文还提出了一种新的系统定标方案, 与传统定标方法相比, 该方法可以非常方便的获取高精度的系统调制 G 矩阵用于亮温反演.

关键词: 综合孔径微波辐射计; 信道不平衡; 串扰; 互耦; 定标

中图分类号: TP722. 6 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2005) 03-0402-05

## Analysis and Calibration of the Channels Error of Synthetic Aperture Radiometer

LIU Hao, WU Ji, WU Qiong

(Center for Space Science and Applied Research, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: Theoretical channels model of synthetic aperture radiometer are presented. Based on this model, how amplitude imbalance, phase imbalance and mutual coupling between the different receiving channels effect brightness temperature retrieving is analyzed. The computer simulation results are also presented, in which the cause of the along track streaks usually appeared in the retrieved image is identified. In addition, a new system calibration approach is introduced to solve this problem: using digital FQ vector modulators to simulate the point source in the antenna range, we can get more accurate G Matrix to retrieve the brightness temperature image. This new approach, as compared with the existing calibration methods, is especially suitable for in situ use.

Key words: synthetic aperture radiometer; imbalance; mutual coupling; calibration

### 1 引言

微波辐射计是被动的微波传感器, 具有重量轻、体积小、特别适于机载和星载的特点. 但是, 由于微波辐射计所测量的地物噪声辐射是不相干的随机噪声信号, 不能像合成孔径雷达那样, 对不同的时间和地点测量到的信号进行相干处理得到高分辨力的图像, 因此提高空间分辨率一直是微波辐射测量技术中的瓶颈问题. 为了解决这一问题, 从 20 世纪 80 年代开始, 人们研究了利用小口径天线合成大的观测口径的技术, 将 50~60 年代在射电天文中发展起来的干涉式综合孔径望远镜应用于对地观测, 提出了干涉式综合孔径微波辐射计的概念, 设计和研制了实验系统<sup>[1]</sup>, 并进行了大量的测量实验. 现在, 干涉式综合孔径技术已经成为提高被动微波遥感空间分辨率的一个重要发展方向.

在综合孔径微波辐射计系统中, 干涉测量的误差来源于三个部分: 天线, 信道, 以及相关器. 天线对系统误差的影响主要来源于单元天线方向图的不一致及互耦; 相关器的误差主要来源于 IQ 正交相位误差、IQ 幅度不平衡以及噪声底电平; 信道对系统误差的贡献和影响主要来自以下三个因素: 各信道的增益以及相位不平衡, 信道间串扰, 以及各信道的自有噪

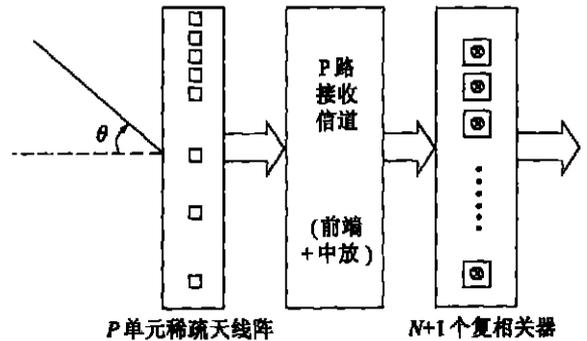


图 1 一维综合孔径微波辐射计系统原理框图

声. 本文将主要对综合孔径微波辐射计的信道误差作分析及标定.

### 2 干涉式综合孔径成像原理

干涉式综合孔径微波辐射计的成像原理在很多文献中都有详细的论述<sup>[1]</sup>, 本文将只是从系统角度对其原理作简单介绍. 图 1 所示是典型的一维综合孔径微波辐射计系统的原理框图. 在图中, 每一个单元天线及其对应的信道构成了一个独

立的接收机. 两两选取  $P$  个独立接收机的特定输出组合作复相关运算既得到  $N+1$  个复可见度函数采样值 ( $N$  个互相关及一个自相关). 由于  $P < N+1$ , 每一路接收机的输出都要被若干个复相关器使用, 因此在实际系统中,  $P$  路接收机和复相关器阵列之间还应有一个功分单元.

应用 FFT 或其他数值算法, 既可通过这些复可见度函数采样值反演地物亮温.

复可见度函数  $V(n)$  与地物亮温之间存在如下的傅立叶关系:

$$V(n) = \int_{\text{视场}} T(\theta) \exp(j \cdot 2\pi n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta) d\theta, \quad n = 0, 1, \dots, N \quad (1)$$

$$T(\theta) = \sum_{n=-N}^N V(n) \exp(-j \cdot 2\pi n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta) \quad (2)$$

式中  $\Delta d$  为单元天线之间的最小间距, 决定了观测区域  $\theta$  角的取值范围.  $T(\theta)$  为真实亮温,  $T(\theta)$  为反演亮温.  $n$  对应了不同的基线. 在式(1)成立的前提下, 式(2)的亮温反演可通过 FFT 运算实现. 在反演中用到复可见度函数的复共轭对称性:  $V(-n) = V^*(n)$ , 使得可用于反演的复可见度函数采样值比实际采样值多一倍.

式(1)的傅立叶关系是由稀疏天线阵的单元排布以及复相关器组所选取的特定输入组合所决定的, 它满足了对空间频率从零基线到  $N$  基线的连续采样. 这个傅立叶关系存在的前提是  $P$  路接收信道特性一致且互不相关. 然而在通常情况下, 理想的信道是不存在的,  $P$  个不同信道之间必然存在着某种程度的传输特性(幅频及相频特性)不平衡以及信道间互耦. 这些不理想的信道特性将对式(1)的傅立叶关系造成破坏: 各信道传输特性的不平衡造成的影响是对各基线的可见度函数采样值复加权; 而信道间的串扰将使不同频率基线的可见度函数采样值叠加上其他频率基线的贡献. 因此我们在反演亮温时必须对这些信道非理想特性造成的误差作修正. 文献[2]对此问题有所阐述.

为了更方便更准确的描述反演过程, 我们将式(1)和式(2)用矩阵来表示. 综合孔径辐射计系统的采集过程可以表示为:

$$V = G \cdot T \quad (3)$$

式(3)中,  $V$  为  $(2N+1) \times 1$  的可见度函数矩阵,  $T$  为  $M \times 1$  的地物真实亮温矩阵,  $G$  矩阵大小为  $(2N+1) \times M$ , 称为调制矩阵, 表示了整个系统的冲激响应. 由于通常情况下选取的反演亮温点数  $M$  均大于可见度函数采样值数  $2N+1$  的三倍, 例如在我们设计的机载  $X$  波段综合孔径微波辐射计系统中,  $P=8, N=19, M=156$ , 所以式(3)是一个欠定方程, 亮温反演问题既抽象为求解欠定方程式(3)的最小范数解. 根据 Backus Gilbert 理论, 亮温反演也可通过复可见度函数采样值的线性组合实现:

$$T = C \cdot V = G^T (GG^T)^{-1} \cdot V \quad (4)$$

$T$  为地物反演亮温. 式中  $C = G^T (GG^T)^{-1}$  为系统调制矩阵  $G$  的伪逆矩阵.

### 3 信道模型与误差分析

下面将首先建立一个综合孔径微波辐射计的信道模型.

在这个基础上来分析信道非理想特性对亮温反演成像的影响, 为综合孔径辐射计系统的定标提供理论及实践依据. 这里的信道指的是微波前端以及中频放大器, 这一部分可以看作是线性系统, 因此我们定义一个复矩阵  $A$  来描述信道的特性:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1P} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2P} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{P1} & a_{P2} & \dots & a_{PP} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$A$  为归一化信道传输特性矩阵, 矩阵中元素  $a_{ij}(\omega) = |a_{ij}(\omega)| \cdot e^{j\phi_{ij}(\omega)}$ , 在  $i=j$  时,  $|a_{ij}|$  表示信道功率增益,  $i \neq j$  则表示信道间串扰幅度,  $\phi_{ij}$  为附加相移. 在实际系统中,  $a_{ij}$  是随时间存在慢变化的. 根据互易原理, 有  $|a_{ij}| = |a_{ji}|$ ,  $\phi_{ij} = \phi_{ji}$ , 矩阵可以得到进一步简化. 此外, 相对于自作用, 信道间串扰的幅度通常较小, 所以矩阵  $A$  是一个对角占优矩阵. 还需说明的一点是, 在式(5)的定义中, 我们假设信道传输特性在通带内一致性良好.

理想信道情况  $A$  为一个单位对角阵, 即  $a_{ij} = \begin{cases} 1, & i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases}$ . 复可见度函数与地物亮温之间满足傅立叶关系, 参考式(1),  $G$  矩阵可以表示为:

$$G(n, m) = \exp(j \cdot 2\pi n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m), \quad m = -N, \dots, 0, \dots, N; \\ m = 1, \dots, M. \quad (6)$$

非理想信道情况 在非理想信道情况下, 必须将信道的不理想特性反映到  $G$  矩阵当中, 才能实现亮温的精确反演.

以  $X$  波段综合孔径微波辐射计为例,  $P=8, N=19, M=156$ . 以第一个天线单元为坐标零点, 八个天线单元的排布位置分别为:  $0, \Delta d, 3\Delta d, 4\Delta d, 9\Delta d, 14\Delta d, 19\Delta d$ , 其中  $\Delta d = 0.735\lambda$ .

$$D = [0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 9 \ 14 \ 19]'; \quad E = \exp(j \cdot 2\pi \cdot D \cdot \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m);$$

则  $G$  矩阵可以表示为:

$$G(n, m) = (A_1 E)^* \cdot (A E), \quad n = 0, \dots, N; \quad m = 1, \dots, M \quad (7)$$

根据复可见度函数的复共轭对称性, 很容易推出:

$$G(-n, m) = G^*(n, m).$$

在式(7)中,  $'$  为转置,  $*$  为共轭.  $k, l$  分别为第  $n$  号相关器的两路输入信道, 即  $D(l) - D(k) = n$ .  $A_k, A_l$  分别为信道传输特性矩阵  $A$  的第  $k, l$  行.

将式(7)展开得到  $G$  矩阵表达式如下:

$$G(n, m) = \sum_{p_1=1}^8 \sum_{p_2=1}^8 a_{p_1} a_{p_2} \exp(j \cdot 2\pi \cdot (D(p_2) - D(p_1)) \cdot \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m) \quad (8)$$

式(8)即为综合孔径微波辐射计  $G$  矩阵元素的一般表达式. 在式(8)右边的各累加项中,  $a_{kk} a_{ll} \exp(j \cdot 2\pi n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m)$  为  $k, l$  两个信道自作用的相关结果, 其余各累加项均为信道间串扰的影响.  $a_{kk} a_{ll} = |a_{kk}| \cdot |a_{ll}| \cdot e^{j(\phi_{kk} + \phi_{ll})}$  表示了信道不平衡的影响, 更详细的分析,  $|a_{kk}| \cdot |a_{ll}|$  为信道增益不平衡,  $\phi_{kk} +$

$\phi_{ll}$ 则为信道相位不平衡造成的附加相移.

若令  $K_n = a_{lk} a_{ll}$ ,  $C_{nm} = G(n, m) - a_{lk} a_{ll} \exp(j \cdot 2\pi n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m)$ , 则式(8)可进一步简化为

$$G(n, m) = K_n \cdot \exp(j \cdot 2\pi n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m) + C_{nm}, n = 0, \dots, N; m = 1, \dots, M \quad (9)$$

对比式(9)和式(6), 可以很直观的看出信道非理想特性对 IQ 输出的影响: 各信道的不平衡相当于对复可见度函数采样值作复加权, 而信道间存在的串扰则相当于又对复可见度函数采样值加上了一个偏移.

在以上的分析中我们没有考虑信道的自有噪声, 这是因为不同信道的自有噪声是不相关的, 而不相关的噪声无法通过相关器产生输出. 只有在信道间串扰存在的情况下, 信道的自有噪声才会对相关器的 IQ 输出产生影响, 而这种影响和信道间信号的串扰也是类似的.

### 4 仿真结果

为了更直观的分析各信道幅频相频特性不平衡以及信道间串扰对亮温反演成像的影响, 我们做了一系列的系统仿真: 选定一幅遥感图像作为模拟地物场景, 通过计算机仿真综合孔径微波辐射计的采集过程(在这个过程中可对信道加入各种非理想因素), 得到可见度函数的模拟输出值, 再用这些可见度函数采样值反演原始亮温.

为了简化仿真过程, 可将原始图像各像素的灰度值设定为 0 到 255, 直接对应模拟地物的亮温值. 表 1 是系统仿真用到的 X 波段综合孔径微波辐射计的一些相关参数:

表 1 X 波段综合孔径微波辐射计系统指标参数

工作频率	9.398GHz
空间分辨率	2~3度
成像幅宽	80度
接收信道	8路
相关器	20个

#### 4.1 信道不平衡的影响

首先我们对信道不平衡的情况进行仿真, 为了更明了的表示出幅度和相位不平衡对亮温反演的不同影响, 我们首先选择一维的情况作系统仿真.

表 2 是随机生成的两组仿真用信道参数. 在我们设计的 X 波段辐射计系统中, 8 个接收机的幅度相位平衡是靠调节中频放大器的 8 个 AGC 及 8 个移相器来实现的. 而实际上, 无论是 AGC 还是移相器, 均是幅相相关的, 再加上现有的相位测量手段误差较大, 想要调节到 8 个接收机完全一致是很困难的. 基于如上考虑, 在设定信道仿真参数时我们将幅度不平衡限定在 2dB 范围之内, 而相位不平衡则放宽到 10 度. 另外, 考虑到信道 2 是唯一一个自相关器的输入信道, 我们选择信

表 2 信道幅度及相位不平衡仿真参数

	信道 1	信道 2	信道 3	信道 4	信道 5	信道 6	信道 7	信道 8
增益不平衡 (db)	1.42	0	-0.88	-1.75	-1.94	0.25	0.81	1.01
相位不平衡 (度)	0.60	0	-5.45	8.70	0.35	-0.81	5.53	4.68

道 2 作为基准参考信道.

图 2 和图 3 分别是对信道加入表 2 中的两组幅度和相位不平衡参数后的仿真结果, 未校正的亮温反演指的是在信道存在非理想因素的情况下, 使用式(6)的理想 G 矩阵反演所得到的亮温. 而图中校正的亮温反演指的是理想的校正, 即将表 2 中的信道参数代入式(5)得到真实的信道传输特性矩阵后, 再通过计算式(9)的 G 对比矩阵反演亮温. 图 2 和图 3 中的未校正反演结果, 从中可以看出, 信道幅度不平衡和相位不平衡对亮温反演造成的影响还是有一定差别的. 幅度不平衡通常导致反演结果的整体

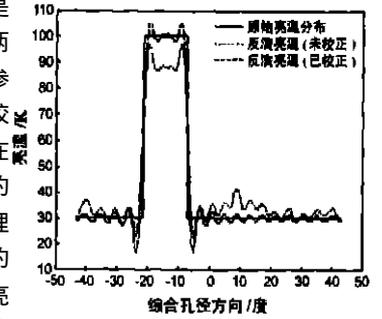


图 2 信道幅度不平衡对亮温反演的影响

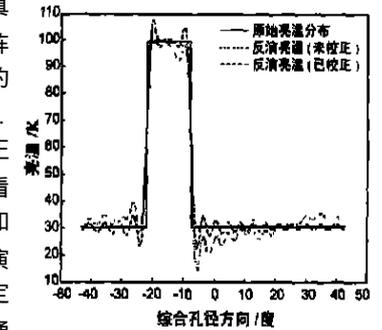


图 3 信道相位不平衡对亮温反演的影响

抬升或下降, 而相位不平衡则通常造成反演结果在视场范围内的畸变.

此外, 图 2 和图 3 中校正后的反演结果几乎一致. 可见使用式(9)的真实 G 矩阵进行反演可以有效的去除信道不平衡因素的影响.

#### 4.2 信道间串扰的影响

信道间串扰对亮温反演的影响我们将通过二维的系统仿真来说明.

实际上, 串扰在整个综合孔径辐射计系统的每一级均可能存在, 信道前天线的互耦<sup>[3]</sup>, 信道后功分器隔离度指标不好, 均会造成串扰. 这些串扰均可等效为信道间的串扰.

信道间串扰的大小有一定的规律可循, 比如说, 结构上相邻的两个信道(如 1 和 2)之间存在的串扰通常就比离得较远的两个信道(如 1 和 8)之间的串扰要大得多. 但为了简化模拟, 我们随机生成式(5)的信道参数. 考虑实际情况, 并参考一些系统实测结果, 在系统仿真中将信道间的串扰的幅度限定在 -30dB 以下(参考信道增益 0dB), 串扰的相位变化则限定为 10 度. 表 3 是信道间串扰幅度  $a_{ij}$ , 表 4 为相移  $\phi_{ij}$ .

图 4 的源图为一幅黄河某河段的 Landsat 光学遥感图像, 对其作初步处理之后我们将它用来作为仿真用的原始地物亮温分布图像.

图 5 为在加入表 3 表 4 中的信道串扰参数后, 使用式(6)理想矩阵反演所得到的亮温图像. 在图 5 中, 顺航迹的真实孔径方向出现大量粗细不等亮度不均的干扰条纹, 极大的破坏了反演图像的质量.

表 3 信道间串扰幅度仿真参数  $a_{ij}$  (单位: dB)

	信道 1	信道 2	信道 3	信道 4	信道 5	信道 6	信道 7	信道 8
信道 1	0	- 55. 80	- 31. 91	- 59. 10	- 32. 21	- 35. 08	- 40. 09	- 39. 22
信道 2	- 55. 80	0	- 32. 59	- 43. 14	- 32. 52	- 34. 07	- 31. 19	- 40. 17
信道 3	- 31. 91	- 32. 59	0	- 49. 28	- 34. 58	- 30. 78	- 49. 58	- 50. 70
信道 4	- 59. 10	- 43. 14	- 49. 28	0	- 38. 43	- 48. 07	- 43. 12	- 40. 05
信道 5	- 32. 21	- 32. 52	- 34. 58	- 38. 43	0	- 40. 11	- 37. 76	- 30. 61
信道 6	- 35. 08	- 34. 07	- 30. 78	- 48. 07	- 40. 11	0	- 40. 04	- 46. 06
信道 7	- 40. 09	- 31. 19	- 49. 58	- 43. 12	- 37. 76	- 40. 04	0	- 62. 04
信道 8	- 39. 22	- 40. 17	- 50. 70	- 40. 05	- 30. 61	- 46. 06	- 62. 04	0

表 4 信道间串扰相移仿真参数  $\phi_{ij}$  (单位: 度)

	信道 1	信道 2	信道 3	信道 4	信道 5	信道 6	信道 7	信道 8
信道 1	0	- 7. 70	- 6. 55	- 3. 75	- 5. 31	8. 48	- 5. 89	9. 51
信道 2	- 7. 70	0	0. 67	- 3. 64	2. 69	0. 75	5. 61	4. 77
信道 3	- 6. 55	- 0. 67	0	- 3. 62	7. 89	- 9. 60	- 1. 94	- 4. 14
信道 4	- 3. 75	- 3. 64	- 3. 62	0	6. 42	6. 90	- 8. 66	1. 50
信道 5	- 5. 31	2. 69	7. 89	6. 42	0	- 0. 24	- 4. 79	9. 31
信道 6	8. 48	0. 75	- 9. 60	6. 90	- 0. 24	0	- 9. 84	6. 56
信道 7	- 5. 89	5. 61	- 1. 94	- 8. 66	- 4. 79	- 9. 84	0	- 2. 89
信道 8	9. 51	4. 77	- 4. 14	1. 50	9. 31	6. 56	- 2. 89	0

量,这一点在图像中间尤其明显. 这些条纹正是由于串扰所造成的式(9)中的偏移值  $C_{nm}$  导致的. 由于一般的地物亮温不会有剧烈的变化, 因此对于相同的  $m, C_{nm}$  值的大小随  $n$  的变化不大, 这就是导致反演亮温图像在顺航迹向出现干扰条纹的原因.

图 6 是使用式(9)  $G$  矩阵做理想校正后的反演亮温图像, 有效的去除了串扰所造成的干扰条纹. 对比图 4 和图 6 可以看出反演效果良好. 值得说明的一点是分辨率的问题, 图 4 的原始亮温图在综合孔径方向是  $M=156$  个像素, 约 0.5 度的分辨率, 而我们的 X 波段综合孔径微波辐射计设计的分辨率为 2~ 3 度. 从仿真结果可以很清楚地看到这一点: 图 6 反演图的分辨率相对于图 4 原图明显降低.

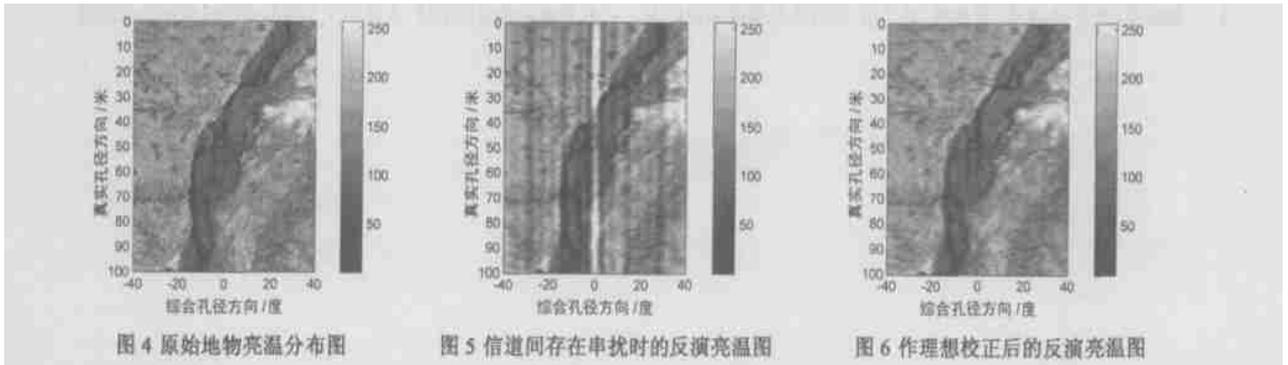


图 4 原始地物亮温分布图

图 5 信道间存在串扰时的反演亮温图

图 6 作理想校正后的反演亮温图

### 5 信道误差标定方案

基于以上分析, 为了校正信道误差实现精确的亮温反演, 获取精确的系统调制  $G$  矩阵变得至关重要. 传统的  $G$  矩阵的测量方法有两种<sup>[4]</sup>: 一是微波暗室环境下的点源测试方法——在暗室的均匀背景下, 在辐射计天线视场范围内综合孔径方向等角度间隔移动点源, 依次测量  $M$  个不同方向点源的响应, 即可直接测量出  $G$  矩阵; 二是利用某些已知亮温的均匀地物作参考定标源, 如平静水面、沙漠、热带雨林、冷空等, 通过测量  $M$  幅这些已知亮温地物的组合场景, 反演  $G$  矩阵. 这两种方法都受到客观条件以及准确性的限制, 并不是理想的系统定标方法.

在这里我们提出一种新的针对信道的定标方法: 利用  $P$  个数字式 IQ 矢量调制器, 给由同一个噪声源经同相功分得到的  $P$  路相关噪声加上一组特定相移, 取代天线输出加到微波前端的输入端, 即可模拟远场点源, 直接测量  $G$  矩阵. 这种方法在原理上和暗室点源测量法是类似的.

还是以我们设计的 X 波段综合孔径辐射计为例, 如图 1 所示, 模拟一个天线视场范围内  $\theta_m$  方向的远场点源目标, 以单元天线 1 为参考零相位, 则第  $n$  个天线单元的相位即为:

$$\Delta\phi(n, m) = \text{mod}(\Delta\phi \cdot D(n) \cdot \frac{\Delta d}{\lambda} \cdot \sin\theta_m, 2\pi) \quad (10)$$

将式(10)计算出来的相移加给同相功分器的 8 个输出, 即可实现对这个点目标的模拟. 一般来说, 在 10G 的频率上实现这样高精度的相位控制是比较困难的, 但现在数字式 IQ 矢量调制器可以做到这一点, 在用矢量网络分析仪对调制器本身作精确定标后, 可实现 2~ 3 度的相位控制精度.

以下是对该定标方案的仿真结果. 将表 2 以及表 3、表 4 的参数加到信道里去, 对图 4 的原始亮温图进行系统仿真, 图 7 是使用式(6)的理想  $G$  矩阵反演得到的亮温图像, 图 8 是利用该定标方案得到  $G$  矩阵反演得到的亮温图像(假定 IQ 矢量调制器相位控制精度 3 度). 对比图 8 和图 6, 两幅反演结果几乎看不出区别, 这说明我们的定标方案

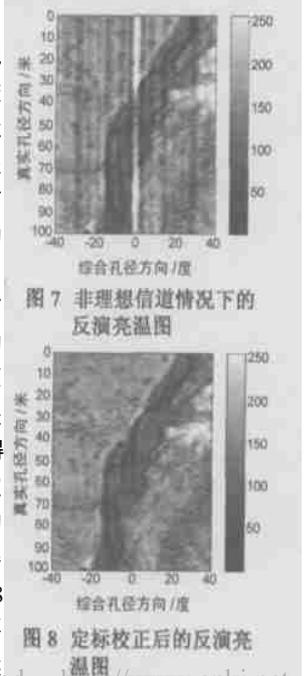


图 7 非理想信道情况下的反演亮温图

图 8 定标校正后的反演亮温图

是可行的.

## 6 结束语

本文通过理论推导以及系统仿真,详细分析了综合孔径微波辐射计系统信道非理想因素对反演亮温成像的影响:信道幅度不平衡通常造成反演亮温的整体抬升或下降;相位不平衡则导致反演图像在综合孔径方向产生错位畸变;信道间串扰对反演亮温图像的影响最大,它的存在使得反演图像在航迹向出现大量干扰条纹,严重破坏反演图像的质量.本文最后给出了一种新的系统定标方法,仿真结果表明,该方法可有效的去除信道误差对反演亮温的影响.

## 参考文献:

- [ 1 ] C S Ruf, C T Swift, A B Tanner, D M Le Vine. Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth[J]. IEEE Trans GRS, 1988, 26( 5 ): 597- 611.
- [ 2 ] 董晓龙, 吴季, 姜景山. 信道互耦和不平衡度对综合孔径微波辐射计复相关干涉测量的影响分析及其校准[J]. 电子学报, 2001, 29( 7 ): 947- 949.
- [ 3 ] 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.

- [ 4 ] A B Tanner, C T Swift. Calibration of a synthetic aperture radiometer [J]. IEEE Trans GRS, 1993, 31( 1 ): 257- 267.

## 作者简介:



刘浩男, 1978年11月出生于江西九江, 1999年毕业于浙江大学信息与电子工程学系, 2002年获中科院空间科学与应用研究中心硕士学位, 现为中科院空间中心助理研究员, 主要从事微波遥感器系统研制及信号处理方面的研究工作. E-mail: liu\_huw@nmrs.ac.cn

吴季男, 1958年4月出生于北京, 北京邮电大学电磁场与微波技术专业硕士, 丹麦技术大学电磁所博士, 博士后, 现为中科院空间科学与应用研究中心研究员, 博士生导师, 中国空间科学学会常务理事, IEEE高级会员, 主要从事电磁场理论, 微波天线技术, 空间探测技术以及微波遥感技术等方面的研究工作, 近年来负责研制成功了综合孔径成像微波辐射计, 主要用于土壤湿度的机载和星载遥感.