

## 一种子空间投影的高分辨宽测绘带 SAR 成像通道均衡方法

张磊 全英汇 邢孟道 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

**摘要:** 结合数字波束形成技术, 多通道 SAR 可以有效克服天线最小面积的限制, 从而实现高分辨率宽测绘带的合成孔径成像。然而通道之间的幅相误差以及基线误差等因素严重影响数字波束形成解模糊操作。该文提出了一种针对高分辨宽测绘带(HRWS)的多通道 SAR 通道间误差校正方法。该方法考虑了通道误差的多普勒空变性, 利用信号子空间和噪声空间的正交性实现对包括基线误差, 阵元误差等综合通道间幅相误差的快速优化估计。实测数据验证了方法的有效性。

**关键词:** 合成孔径雷达; 高分辨宽测绘带; 数字波束形成; 通道均衡; 子空间

中图分类号: TN957.52

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)01-0001-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2008.01821

## An SSP Based Channel Calibration for High-Resolution and Wide-Swath SAR Imagery

Zhang Lei Qun Ying-hui Xing Meng-dao Bao Zheng

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, 710071, China)

**Abstract:** This paper focuses on the channel calibration for multi-channel Synthetic Aperture Radar (SAR) imagery. Incorporated with DBF processing, multi-channel SAR is promising in High-Resolution and Wide-Swath (HRWS) imaging. It coherently combines recorded multi-channel signals to overcome the spectrum ambiguity. However, the mismatch between channels and baseline errors should be compensated before the processing. In this paper, a novel calibration is proposed for multi-channel SAR HRWS imagery by making use of the orthogonality between signal subspace and noise subspace. The calibration is incorporated with the post-Doppler beam forming processing, which estimates the synthetic element error caused by nonideal factors. The real data experiment demonstrates the good performance of Doppler ambiguity suppression after our calibration. The results confirm the validity of the approach.

**Key words:** Synthetic Aperture Radar (SAR); HRWS; Digital beamforming; Channel calibration; Subspace

### 1 引言

在雷达成像中, 为得到较宽的距离测绘带而不产生距离模糊, 脉冲重复频率不能太高; 为不产生多普勒模糊, 又要求系统以高脉冲重复频率工作。因此, 为了保证距离多普勒二维不同时模糊, 传统单通道SAR系统, 特别是星载系统, 存在最小天线面积的限制<sup>[1]</sup>。这使得方位高分辨率和距离大测绘带成为一对难以调和的矛盾。多通道SAR体制通过结合数字波束形成技术(DBF)<sup>[2-4]</sup>可以有效突破这个限制。对每个通道接收信号分别进行数字采集, 然后利用DBF技术对各个模糊信号分量分离并相干拼接从而得到全带宽的不模糊信号, 然后利用传统的高分辨成像算法得到高分辨率宽测绘带SAR成像。针对多通道SAR的体制可分为单平台多天线体

制<sup>[4-6]</sup>和多平台分布式SAR体制<sup>[7]</sup>, 针对这些体制各种解模糊的数字波束形成方法也被提出<sup>[4,8]</sup>。

在对多通道信号运用DBF解模糊前, 各路通道数据必须得到较好的均衡和校准, 同时通道之间基线也必须精确已知。实际中, 由于温度、辐射等环境因素, 各个通道的特性不可能完全一致。同时由于平台运动的非平稳性, 通道间的基线测量通常存在误差, 特别是分布式SAR体制, 由于平台分离, 精确测量基线是非常困难的。这些非理想因素将导致信号谱的形变和偏移, 将严重影响DBF解模糊的效果。利用测量系统对这些误差进行实时测量代价是昂贵的, 同时可靠性也难以保证<sup>[9]</sup>。针对多通道机载测量(MCARM)系统的传统SAR成像和动目标检测, 文献[9]提出了基于数据的信号子空间通道校正方法。但该方法仅针对通道间的非空变误差, 并不适用于HRWS SAR成像中存在通道间基线误差以及信号谱模糊的情况; 文献[8]针对分布式小卫星SAR, 提出了一种基于数据自校正的均衡方法。该

2008-12-29 收到, 2009-06-24 改回

新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-06-0861)资助课题

通信作者: 张磊 zhanglei\_1999@163.com

方法将阵列信号处理中的有源校正和自校正技术运用到分布式小卫星SAR的通道校正中。该方法考虑到了通道误差的方位空变性,通过对每个多普勒频点进行迭代子空间投影得到通道间幅相误差的联合估计,但其迭代过程计算量很大,不利于实时实现。本文提出另一种针对多普勒解模糊的子空间投影通道均衡方法。方法中同样考虑了通道幅相的空变性,对每一个信号分量分别进行幅相误差估计并校正。首先对多通道数据进行重采样限制幅相误差空间,然后利用信号空间和噪声空间的正交性估计各个信号分量的通道误差,整个过程仅需要两次特征值分解运算就可实现对幅相误差的优化估计,避免了迭代子空间投影过程,提高了运算效率。实测数据验证了算法的有效性。

全文首先介绍了针对多普勒模糊的多通道SAR体制信号模型,并引出了基于空时自适应的解模糊方法,然后详细讨论了基于重采样子空间通道误差校正方法,最后利用实测数据验证了方法的有效性。

## 2 模型及后多普勒 STAP 解模糊

### 2.1 多通道 SAR 模型

针对多普勒解模糊的多通道 SAR 各个通道仅存在沿航线基线,其几何关系如图1所示。以参考天线位置作为几何中心,航线方向为方位  $x$  轴,假设平台运动速度为  $v$ 。实际系统工作时,通常以参考天线发射宽波束信号,各个通道同时接收回波。当基线较短时,可以忽略双基效应,各个接收通道等效为在各自相位中心处自发自收的工作方式<sup>[5]</sup>。理想模型中,均假设通道特性一致,且通道间基线恒定已知。假设系统第  $m$  个( $m=1, 2, \dots, M$   $M$  为等效相位中心数)等效相位中心起始坐标为  $(x_m, 0, 0)$ , 时间  $t$  时为  $(x_m + vt, 0, 0)$ , 系统发射线性调频信号,则第  $m$  通道(等效相位中心)的接收信号表示为

$$s_{c,m}(\tau, t) = \iint \sigma(x, y) h\left(\tau - \frac{2r_{c,m}(x, y, t)}{c}\right) \cdot g\left(t - \frac{x - x_m}{v}\right) \cdot \exp(-j4\pi r_{c,m}(x, y, t)/\lambda) dx dy \quad (1)$$

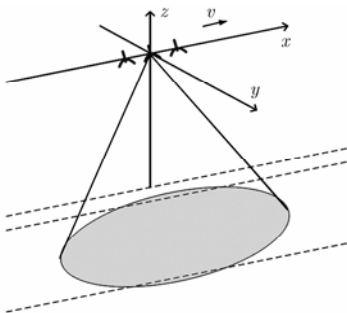


图1 多通道 SAR 几何关系

其中

$$r_{c,m}(x, y, t) = \sqrt{(x - x_m - vt)^2 + R_b^2} \quad (2)$$

$$h(\tau) = a(\tau) \exp(-j\pi\alpha\tau^2) \quad (3)$$

$\alpha$  为发射信号调频斜率;  $t$  和  $\tau$  分别表示方位慢时间和距离快时间;  $R_b^2 = \sqrt{y^2 + z^2}$  表示为场景中心点最短斜距;  $c$  表示光速;  $\sigma(x, y)$  表示坐标为  $(x, y)$  的地面杂波反射系数;  $g(t)$  表示天线方向图。

将  $s_{c,m}(\tau, t)$  变换到2维频率域,通过瞬时斜距法<sup>[10]</sup>得其表达式为

$$S_{c,m}(K_r, f_d) = c(K_r, f_d) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{x_m}{v} f_d\right) \quad (4)$$

其中

$$c(K_r, f_d) = \iint \sigma(x, y) \cdot H(K_r) \cdot G(f_d) \cdot \exp\left(-jR_b \sqrt{K_r^2 - (2\pi f_d)^2 / v^2}\right) \cdot \exp\left(-j2\pi f_d \frac{x_m}{v}\right) dx dy \quad (5)$$

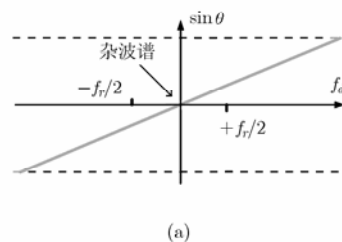
且  $H(K_r) = FT[h(\tau)]$ 。可见,在多普勒域,第  $m$  通道的回波和参考通道回波区别仅为一线性相位  $\exp\left(-j2\pi \frac{x_m}{v} f_d\right)$ 。对于每个多普勒频点,均包含了无数同方向角  $\theta$  的场景回波和多普勒关系为

$$f_d = 2v \sin \theta / \lambda \quad (6)$$

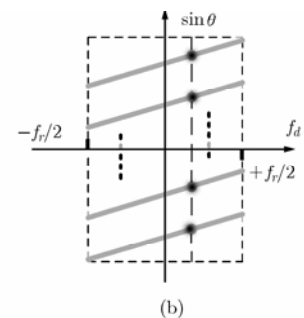
不存在多普勒模糊条件下,多普勒和方位角正弦值在空时平面上表现为一直线,如图2(a)所示。

在HRWS SAR成像中,通常发射一低脉冲重复频率(PRF)  $f_r$  的信号保证回波距离不模糊,再通过DBF解多普勒模糊。任一通道接收的回波信号都是多普勒模糊的,其空时谱是混叠的,如图2(b)所示。图2(b)中直线排列的实圆点表示每个多普勒频点上对应的多个信号分量。在多普勒模糊条件下,回波频域表达可重新表示为

$$S_{c,m}(K_r, f_d) = \sum_{i=-I+1}^I c(K_r, f_d + i \cdot f_r) \cdot \exp\left(-j2\pi \frac{x_m}{v} (f_d + i \cdot f_r)\right) \quad (7)$$



(a)



(b)

图2 空时谱

其中  $-f_r/2 \leq f_d \leq +f_r/2$ , 每个多普勒频点  $f_d$  包含  $2I$  个来自不同方位角的模糊分量, 即多普勒模糊  $2I$  次, 其中第  $i$  模糊分量对应多普勒频率  $f_d + i \cdot f_r$ 。根据阵列信号处理理论, 等效相位中心数  $M$  必须大于信号分量数  $2I$ 。多普勒频点  $f_d$  对应各个模糊分量的导向矩阵为

$$\mathbf{A}(f_d) = [\mathbf{a}_{-I+1}, \dots, \mathbf{a}_i, \dots, \mathbf{a}_I] \quad (8)$$

其中  $f_d + i \cdot f_r$  模糊分量对应的导向矢量为

$$\mathbf{a}_i = \left[ 1, \dots, \exp\left(-j2\pi \frac{x_m}{v}(f_d + i \cdot f_r)\right), \dots, \exp\left(-j2\pi \frac{x_M}{v}(f_d + i \cdot f_r)\right) \right]^T \quad (9)$$

则多通道阵列输出信号表示为

$$\mathbf{S}_c(f_d) = [S_{c,1}(K_r, f_d), \dots, S_{c,m}(K_r, f_d), \dots, S_{c,M}(K_r, f_d)]^T$$

$$\mathbf{S}_c(f_d) = \mathbf{A}(f_d) \mathbf{c}(f_d) + \mathbf{e}(f_d) \quad (10)$$

其中  $\mathbf{c}(f_d) = [c(K_r, f_d + (-I+1) \cdot f_r), \dots, c(K_r, f_d + i \cdot f_r), \dots, c(K_r, f_d + I \cdot f_r)]^T$  对应信号矢量,  $\mathbf{e}(f_d)$  对应加性噪声向量, 一般认为其能量远小于信号能量。多普勒解模糊解决的就是将各个多普勒频点对应的各个模糊分量进行分离并拼接得到完整的多普勒谱, 即由图2(b)空时谱重构图2(a)空时谱的过程。实际上, 基线误差、天线互耦误差、运动误差、方向图不一致等因素都导致通道的不一致, 且引入的幅相误差是空变的。即使是后多普勒STAP解多普勒模糊对通道相位误差也是很敏感的, 所以在进行波束形成解模糊前, 需要对幅相误差进行精确补偿。考虑到各类通道幅相误差, 将多普勒频点  $f_d$  的第  $i$  个模糊分量导向矢量重写为

$$\mathbf{a}'_i(f_d) = \mathbf{\Gamma}_i(f_d) \mathbf{a}_i(f_d) \quad (11)$$

其中  $\mathbf{\Gamma}_i(f_d) = \text{diag}[g_1(f_d + i \cdot f_r), \dots, g_m(f_d + i \cdot f_r), \dots, g_M(f_d + i \cdot f_r)]$  为第  $i$  个模糊分量对应的综合幅相误差矩阵,  $g_m(f_d + i \cdot f_r)$  为  $i$  模糊分量对应第  $m$  通道的综合幅相误差。模型将各类误差归结为一综合幅相误差矩阵, 从而简化估计问题。实际上, 结合各种因素的综合幅相误差是距离-Doppler 2维空变的, 实际处理中通常采用多个距离采样平均估计协方差矩阵, 距离维误差影响估计精度, 在距离样本足够多或距离维误差相对较小时, 通过距离分块可以保证估计的精度要求, 但多普勒维误差直接影响信号分量的导向矢量, 如不能精确校正将很难分离各个模糊分量。

### 3 基于子空间投影的通道均衡

#### 3.1 方位重采样和子空间投影校正

首先将每个通道数据二抽一得到两组虚拟通道

信号, 重采样过程如图3所示, 其通道特性可认为是完全一致的, 且对应等效相位中心基线为  $v/f_r$ 。通过方位重采样得到  $2M$  组数据对应  $2M$  等效相位中心, 而方位采样频率降低为  $f_r/2$ 。方位重采样操作并不能增加系统的自由度, 因为多普勒模糊数增加为  $4I$ , 但幅相误差的相对自由度仍保持为  $M-1$ , 如式(14)所示。

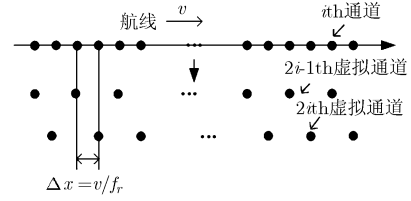


图3 方位时域重采样操作

针对此  $2M$  通道数据, 结合通道误差导向矢量矩阵表示为

$$\mathbf{A}'(f_d) = [\mathbf{a}'_{-2I+1}, \mathbf{a}'_{-2I+2}, \dots, \mathbf{a}'_{2i-1}, \mathbf{a}'_{2i}, \dots, \mathbf{a}'_{2I-1}, \mathbf{a}'_{2I}] \quad (12)$$

其中  $-f_r/4 \leq f_d \leq f_r/4$ ,  $\mathbf{a}'_{2i-1}$  和  $\mathbf{a}'_{2i}$  分别表示  $f_d$  多普勒频点第  $2i$  和  $2i-1$  模糊分量的导向矢量, 其中  $\mathbf{a}'_{2i}$  表示为

$$\mathbf{a}'_{2i}(f_d) = \mathbf{\Gamma}_{2i}(f_d) \mathbf{a}_{2i}(f_d) \quad (13)$$

其中方位系统误差矢量表示为

$$\mathbf{\Gamma}_{2i}(f_d) = \text{diag}[g_1(f_{2i}), g_1(f_{2i}), \dots, g_m(f_{2i}), g_m(f_{2i}), \dots, g_M(f_{2i}), g_M(f_{2i})]_{2M \times 2M} \quad (14)$$

其中  $f_{2i} = f_d + (2i)(f_r/2)$ 。由于来自同一通道的两组信号具有同样的幅相误差, 重采样操作可认为是限制了阵元误差的自由度, 这非常类似于包含幅相特性一致的辅助通道阵列<sup>[11]</sup>。同时理想导向矢量可表示为

$$\mathbf{a}_{2i}(f_d) = \left[ 1, \exp\left(-j2\pi \frac{\Delta x}{v} f_{2i}\right), \dots, \exp\left(-j2\pi \frac{x_m}{v} f_{2i}\right), \exp\left(-j2\pi \frac{x_m + \Delta x}{v} f_{2i}\right), \dots, \exp\left(-j2\pi \frac{x_M}{v} f_{2i}\right), \exp\left(-j2\pi \frac{x_M + \Delta x}{v} f_{2i}\right) \right]^T \quad (15)$$

则重采样虚拟阵列的信号可表示为

$$\mathbf{S}'_c(f_d) = \mathbf{A}_v(f_d) \mathbf{c}'(f_d) + \mathbf{e}'(f_d) \quad (16)$$

其中, 场景回波信号矢量为

$$\mathbf{c}'(f_d) = [c(K_r, f_{-2I+1}), c(K_r, f_{-2I+2}), \dots, c(K_r, f_{2i-1}), c(K_r, f_{2i}), \dots, c(K_r, f_{2I-1}), c(K_r, f_{2I})]^T \quad (17)$$

且  $\mathbf{e}'(f_d)$  为加性噪声, 通常情况下认为和信号是独立分布, 且能量很小。协方差矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{R}'(f_d) &= \mathbf{E}[\mathbf{S}'_c(f_d)\mathbf{S}'_c{}^H(f_d)] \\ &= \mathbf{A}'(f_d)\mathbf{E}[\mathbf{c}'(f_d)\mathbf{c}'^H(f_d)]\mathbf{A}'^H(f_d) + \sigma_n^2\mathbf{I} \end{aligned} \quad (18)$$

对  $\mathbf{R}'(f_d)$  进行特征值分解得

$$\mathbf{R}'(f_d) = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{U}^H \quad (19)$$

其中  $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}[\lambda_1, \dots, \lambda_m, \dots, \lambda_{4I}, \dots, \lambda_{2M}]$  对应特征值矩阵(特征值认为是从大到小排列的), 对应的特征向量为  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_m, \dots, \mathbf{u}_{4I}, \dots, \mathbf{u}_{2M}]$ 。通常认为大特征

$$\mathbf{W}(f_{2i}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \exp\left(-j2\pi\frac{\Delta x}{v}f_{2i}\right) & \ddots & 0 & \dots & \vdots \\ 0 & \ddots & \exp\left(-j2\pi\frac{x_m}{v}f_{2i}\right) & 0 & \\ \vdots & 0 & \exp\left(-j2\pi\frac{x_m + \Delta x}{v}f_{2i}\right) & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & \exp\left(-j2\pi\frac{x_M}{v}f_{2i}\right) \\ 0 & \dots & 0 & \exp\left(-j2\pi\frac{x_M + \Delta x}{v}f_{2i}\right) & \end{bmatrix}_{2M \times M} \quad (22)$$

和

$$\mathbf{G}(f_{2i}) = \begin{bmatrix} g_1(f_{2i}) \\ g_2(f_{2i}) \\ \vdots \\ g_m(f_{2i}) \\ \vdots \\ g_M(f_{2i}) \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (23)$$

信号空间和噪声空间的正交性可表示为

$$\mathbf{a}'_{2i}{}^H(f_d)\mathbf{S}_n\mathbf{S}_n^H\mathbf{a}'_{2i}(f_d) = 0 \quad (24)$$

将式(21)代入式(24)可得

$$\mathbf{G}^H(f_{2i})\mathbf{W}^H(f_{2i})\mathbf{S}_n\mathbf{S}_n^H\mathbf{W}(f_{2i})\mathbf{G}(f_{2i}) = 0 \quad (25)$$

$$\mathbf{G}^H(f_{2i})\mathbf{Q}(f_{2i})\mathbf{G}(f_{2i}) = 0 \quad (26)$$

$$\mathbf{Q}(f_{2i}) = \mathbf{W}^H(f_{2i})\mathbf{S}_n\mathbf{S}_n^H\mathbf{W}(f_{2i}) \quad (27)$$

由于  $\mathbf{G}(f_{2i}) \neq \mathbf{0}$ , 式(30)意味着厄米矩阵  $\mathbf{Q}(f_{2i})$  奇异也即  $\mathbf{Q}(f_{2i})$  存在特征值为零, 且  $\mathbf{G}^H(f_{2i})$  对应零特征值的特征矢量。则误差矢量  $\mathbf{G}(f_{2i})$  估计为

$$\widehat{\mathbf{G}}(f_{2i}) = \begin{bmatrix} \widehat{g}_1(f_{2i}) \\ \widehat{g}_2(f_{2i}) \\ \vdots \\ \widehat{g}_m(f_{2i}) \\ \vdots \\ \widehat{g}_M(f_{2i}) \end{bmatrix}_{M \times 1} = \mathbf{e}_{\min}[\mathbf{Q}(f_{2i})] \quad (28)$$

值对应信号空间小特征值对应噪声空间, 特殊情况下可根据一些准则判断信号空间的维数<sup>[12]</sup>。这里信号空间和噪声空间分别为

$$\mathbf{S}_s = [\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_{4I}], \mathbf{S}_n = [\mathbf{u}_{4I+1}, \mathbf{u}_{4I+2}, \dots, \mathbf{u}_{2M}] \quad (20)$$

将导向矢量  $\mathbf{a}'_{2i}(f_d)$  改写为

$$\mathbf{a}'_{2i}(f_d) = \mathbf{W}(f_{2i}) \cdot \mathbf{G}(f_{2i}) \quad (21)$$

其中

其中  $\mathbf{e}_{\min}[\cdot]$  表示最小特征值对应特征矢量。利用此估计, 对模糊分量  $f_{2i}$  构造通道校正矢量为

$$\begin{aligned} \mathbf{\Omega}_{2i}(f_d) &= \text{diag}\left[1, 1, \dots, \frac{\widehat{g}_1(f_{2i})}{\widehat{g}_m(f_{2i})}, \frac{\widehat{g}_1(f_{2i})}{\widehat{g}_m(f_{2i})}\right. \\ &\quad \left. \dots, \frac{\widehat{g}_1(f_{2i})}{\widehat{g}_M(f_{2i})}, \frac{\widehat{g}_1(f_{2i})}{\widehat{g}_M(f_{2i})}\right]_{2M \times 2M} \end{aligned} \quad (29)$$

则校正信号表示为

$$\mathbf{S}_{2i}(f_d) = \mathbf{\Omega}_{2i}(f_d)\mathbf{S}'_c(f_d) = \mathbf{B}_{2i}(f_d)\mathbf{c}'(f_d) + \mathbf{E}'(f_d) \quad (30)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_{2i}(f_d) &= \mathbf{\Omega}_{2i}(f_d)\mathbf{A}'(f_d) \\ &= [\mathbf{b}'_{-2I+1}, \mathbf{b}'_{-2I+2}, \dots, \mathbf{b}'_{2i-1}, \mathbf{b}'_{2i}, \dots, \mathbf{b}'_{2I-1}, \mathbf{b}'_{2I}] \end{aligned} \quad (31)$$

$$\mathbf{b}'_k = \mathbf{\Omega}_{2i}(f_d)\mathbf{\Gamma}_k(f_d)\mathbf{a}_k(f_d), k = -2I+1, -2I, \dots, 2I \quad (32)$$

可见, 仅对  $k = 2i$ ,  $\mathbf{\Omega}_{2i}(f_d)\mathbf{\Gamma}_k(f_d)$  为一单位矩阵, 这意味着对于其他模糊分量, 通道误差并不能消除。后多普勒STAP解多普勒模糊的方法首先在文献[9]中提出, 文献[13]通过室内实验数据验证了其在非均匀采样和低信噪比条件下的优越性能, 利用其对  $k = 2i$  模糊分量提取过程中, 仅利用导向矢量  $\mathbf{a}_{2i}(f_d)$  计算最优权矢量为

$$\mathbf{W}_{2i}(f_d) = \frac{\mathbf{R}_{\Omega}^{-1}(f_d)\mathbf{a}_{2i}(f_d)}{\mathbf{a}_{2i}^H(f_d)\mathbf{R}_{\Omega}^{-1}(f_d)\mathbf{a}_{2i}(f_d)} \quad (33)$$

其中  $\mathbf{R}_{\Omega}(f_d) = \mathbf{E}[\mathbf{S}_{2i}(f_d)\mathbf{S}_{2i}^H(f_d)]$  为协方差矩阵, 通常通过采样平均估计<sup>[12]</sup>。权矢量  $\mathbf{W}_{2i}(f_d)$ , 仅对  $2i$  模糊分量滤出, 其他模糊分量被置零。对每个模糊分量进行幅相校正并利用后多普勒STAP对其提取, 然后

对每个多普勒频点重复操作实现所有分量的提取并按顺序排列就可重构全带宽多普勒谱。

#### 4 实测数据验证

验证数据是国内首次录取的机载3通道SAR数据，已被多次利用验证各类SAR解模糊方法和GMTI通道不一致分析<sup>[14]</sup>，其通道不均衡特性在此不再赘述。其各项参数如表1所示。系统正侧视工作，3天线沿航向分布，其中中间天线发射信号，3

表1 系统参数

波长	0.03 m
脉冲宽度	10 $\mu$ s
距离采样率	60 MHz
距离带宽	40 MHz
天线距离孔径	0.6 m
天线方位孔径	0.6 m
脉冲重复频率	1000 Hz

天线同时接收信号，载机飞行速度约为115 m/s，多普勒带宽约为417 Hz，解模糊验证中将对数据进行抽取得到3路模糊数据。

对数据进行四抽一得到3路模糊数据，且PRF为 $1000/4=250$  Hz，存在多普勒模糊。图4为直接对天线1数据成像，成像结果可以明显地发现场景模糊，特别是场景中心的楼顶；图5为不进行通道误差校正直接采用后多普勒STAP解模糊后成像；图6采用本文算法进行通道校正后采用后多普勒STAP解模糊后成像。对比可见，由于各种因素导致的幅相误差，即使使用性能良好的后多普勒STAP也不能实现多普勒解模糊。利用本文算法进行幅相误差校正并重构多普勒谱，可以有效实现不模糊SAR成像，从实测数据成像结果看，本文算法是切实可行的。

#### 5 结论

未来合成孔径雷达成像要求同时获取二维高分

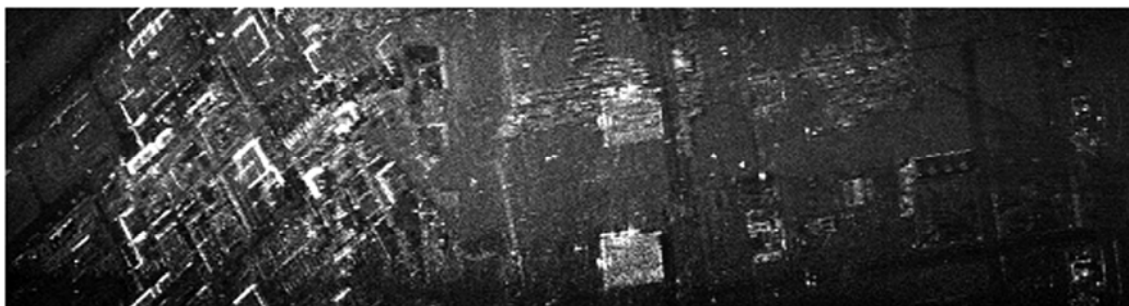


图4 模糊单通道成像 (垂直为方位，水平为距离)

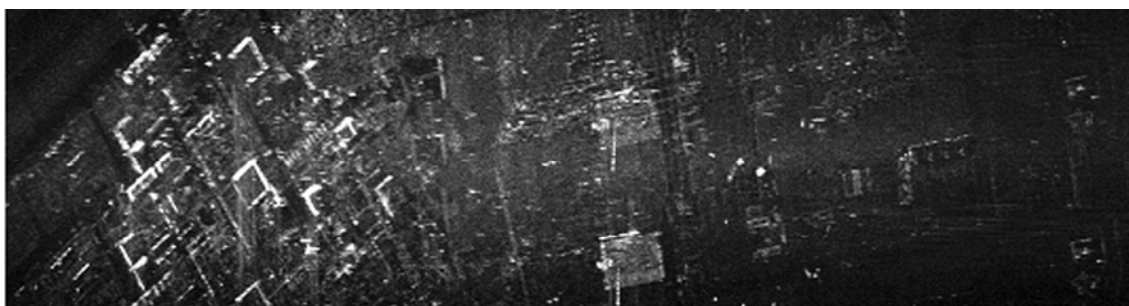


图5 直接后多普勒 STAP 解模糊成像

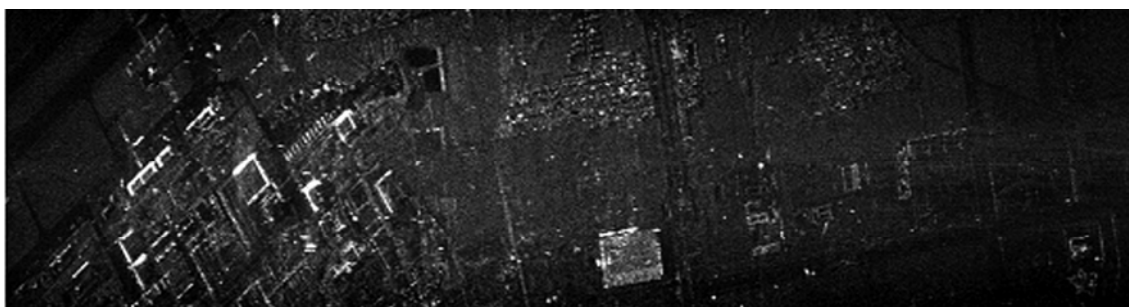


图6 通道均衡后多普勒 STAP 解模糊成像

分辨率和大测绘带,但由于天线最小面积的限制,距离大测绘和方位高分辨率是传统 SAR 系统难以调和的一对矛盾。结合 DBF 技术,多通道 SAR 可以实现不模糊信号谱的重构,从而有效突破此限制。但 DBF 技术对通道误差敏感,在进行解模糊处理前,必须进行精确幅相误差校正。本文针对此,考虑多普勒模糊,提出了一种利用信号重采样限制幅相误差空间,然后结合子空间技术的通道误差校正方法,该方法不需要迭代投影过程,计算效率高。该方法也同样适用于不存在多普勒模糊的 GMTI 和 AMTI 通道误差校正中。实际数据处理中也发现,由于 SAR 回波数据信噪比较低信号子空间和噪声子空间对应特征值差异并不十分明显,这可能导致弱信号子空间被噪声子空间淹没,导致对弱信号算法失效,在后续工作中将对其着重研究。实测数据验证了算法的有效性。

### 参 考 文 献

- [1] Cantafio L J(Ed.). Space-Based Radar Handbook. Boston: Artech House. 1989.
  - [2] Callaghan G D and Longstaff I D. Wide-swath space-borne SAR using a quad-element array. *IEE Proc. Radar, Sonar, and Navig.*, 1999, 146(3): 159-165.
  - [3] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Multidimensional waveform encoding: A new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing*, 2008, 46(1): 31-46.
  - [4] Younis. M and Wiesbeck W. Digital beamforming in SAR systems. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing*, 2003, 41(7): 1735-1739.
  - [5] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Ambiguous SAR signal reconstruction from non-uniform displaced phase centre sampling. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing Letters*, 2004, 1(4): 260-264.
  - [6] Krieger G, Gebert N, and Moreira A. Multidimensional waveform encoding: A new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing*, 2008, 46(9): 31-46.
  - [7] Li Z, Wang H, and Bao Z. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR system. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing Letters*, 2005, 2(1): 81-86.
  - [8] Li Z, Wang H, Bao Z, and Liao G. Performance improvement for constellation SAR using signal processing techniques. *IEEE Transactions on Aerosp. Electron. System*, 2006, 42(2): 436-452.
  - [9] Soumekh M and Himed B. SAR-MTI processing of Multi-Channel Airborne Radar Measurement (MCARM) data. Proceedings of the 2002 IEEE Radar Conference, Long Beach, CA, 2002: 24-28.
  - [10] Zhang Z, Xing M, Ding J, and Bao Z. Focusing the parallel bistatic SAR data using the analytic transfer function in wavenumber domain. *IEEE Transactions on Geoscience Remote Sensing*, 2007, 45(11): 3633-3645.
  - [11] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 万群. 空间谱估计理论与算法[M]. 清华大学出版社, 2005: 438-444.
  - [12] Friedlander B. A subspace method for space time adaptive processing. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(1): 74-82.
  - [13] Kim J, Younis M, Becker D, and Wiesbeck W. Experimental performance analysis of digital beam forming on synthetic aperture radar. In 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar, CD-ROM, Friedrichshafen, Germany, Jun. 2008: 75-78.
  - [14] 王彤, 保铮. 提高沿航向干涉法性能的最小二乘图像对补偿方法. *自然科学进展*, 2008, 30(11): 1484-1490.
- 张 磊: 男, 1984年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理及SAR / ISAR成像.
- 全英汇: 男, 1981年生, 助教, 研究方向为雷达信号处理及SAR / ISAR成像.
- 邢孟道: 男, 1975年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达成像和目标识别.
- 保 铮: 男, 1927年生, 教授, 博士生导师, 中国科学院院士, 研究方向为雷达成像和目标识别、空时二维等.