

两种星载高分辨宽测绘带 SAR 系统通道 相位误差估计方法

杨桃丽, 李真芳, 刘艳阳, 保 铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国防科技重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 本文针对星载方位多通道高分辨宽测绘带(HRWS)合成孔径雷达(SAR)系统,提出了两种通道相位误差估计方法:信号子空间比较法和天线方向图法.信号子空间比较法基于信号特征向量张成的空间(即信号子空间)与真实导向矢量张成的空间相同这一特性,得到各通道间的相对相位误差,该方法适用范围广,估计精度高,对系统要求低,且运算量小.天线方向图法结合天线方向图,直接估计通道相位误差,无须特征分解,无须矩阵求逆,运算量小,主要适用于均匀分布的场景.最后利用实测地基数据验证了两种方法的有效性.

关键词: 合成孔径雷达; 高分辨大测绘带; 多通道; 通道误差

中图分类号: TN957

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2013)05-0931-05

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.05.016

Two Channel Phase Error Estimation Methods for Spaceborne HRWS SAR System

YANG Tao-li, LI Zhen-fang, LIU Yan-yang, BAO Zheng

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Two novel methods, which are referred to as signal subspace comparison method (SSCM) and antenna pattern method (APM), are proposed to estimate the channel phase errors for spaceborne high resolution and wide swath (HRWS) synthetic aperture radar (SAR) system. The SSCM is based on the fact that the space spanned by the signal eigenvectors referred to as the signal subspace is equal to that by the practical steering vectors. One of the great advantages of this method is its low computational burden and high accuracy. Combined with the antenna patterns, the APM estimates the channel phase errors directly without decomposing the covariance matrix, which is suitable for uniform distributed scenes. Finally, the ground-based real data confirms the validity of the two approaches.

Key words: synthetic aperture radar; high resolution wide swath; multi-channel; channel error

1 引言

在传统单通道合成孔径雷达成像中,由于存在最小天线面积限制,无法同时获得宽距离测绘带和方位高分辨率.多通道 SAR 系统采用数字波束形成技术(DBF)^[1]可以在保证无距离模糊的前提下,通过多普勒模糊抑制来实现高分辨宽测绘带成像.

DBF 解模糊要求各通道的特性一致,通道之间的位置也必须精确已知.然而,在实际中由于加工工艺、温度、辐射等环境因素,各通道的特性不可能完全一致,基于现有测量仪器的精度,通道间的位置测量也存在一定

的误差,这些非理想因素将严重影响 DBF 解模糊的效果.文献[2]针对分布式小卫星 SAR 系统,提出了一种基于数据自校正的通道误差校正方法,我们称此为子空间正交法,该方法将每个多普勒通道输出的谱分量作为“虚拟校正源”,同时把所需估计的通道误差统一划分为幅相误差和沿航向位置误差,这样就将分布式小卫星 SAR 系统的通道误差估计转换为已知校正源方向的传统阵列误差估计.文献[3]利用对称多普勒通道谱分量的导向矢量共轭相等的特性,提出了一种通道幅相误差估计的方法,我们称此为共轭对称法,然而该方法对系统的要求较严格,必须为正侧视.本文针对星载方位多

通道 SAR 系统提出了两种通道误差的估计方法. 方法一利用信号特征向量张成的空间(即信号子空间)与真实导向矢量张成的空间相同这一特性^[4,5], 得到各通道间的相对相位误差, 该方法运算量小, 估计精度高, 且对系统要求较低, 无须工作于正侧视, 我们将此方法称为信号子空间比较法. 方法二结合天线方向图对通道误差进行估计, 无须特征分解, 运算量小, 主要适用于均匀分布的场景, 我们将此方法称为天线方向图法.

2 多通道回波模型

假设星载方位多通道 SAR 系统共有 M 个通道, 沿航向均匀分布, 如图 1 所示. X 轴为卫星速度方向, Z 轴背向地球中心, Y 轴垂直于轨道平面, 构成右手坐标系. 雷达到地面目标的斜距矢量与 Z 轴的夹角 ϕ 称为此目标的入射角, 斜距矢量在地面的投影与 $-Y$ 轴的夹角 θ 称为方位角, 斜距矢量与零多普勒面的夹角 φ 称为锥角^[6].

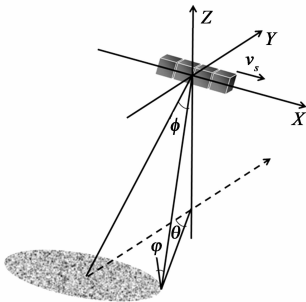


图1 多通道SAR几何关系

在实际系统工作时, 通常假设整个天线阵面发射宽波束信号, 各个通道同时接收回波. 当发射通道与接收通道间的基线较短时, 对各个接收通道回波补偿一个常数相位后, 可以忽略双基效应^[7], 等效为各个通道在各自相位中心自发自收. 在下面的分析中, 如无特别说明, 坐标位置均为其等效相位中心位置. 假设参考通道的起始坐标(等效相位中心坐标)为 $(0, 0, 0)$, 时刻 t 时为 $(v_s t, 0, 0)$ (v_s 为卫星速度), 第 m 个 ($m = 1, 2, \dots, M$) 通道的起始坐标(等效相位中心坐标)为 $(x_m, 0, 0)$, 时刻 t 时为 $(x_m + v_s t, 0, 0)$. 对地面某个目标来说, 参考通道接收的回波信号为

$$s_0(\tau, t) = \sigma(x, y, z) g(t) h\left(\tau - \frac{2r_0(t)}{c}\right) e^{-j\frac{4\pi r_0(t)}{\lambda}} \quad (1)$$

其中

$$r_0(t) = \sqrt{(x - v_s t)^2 + y^2 + z^2} \approx \sqrt{y^2 + z^2} + \frac{(v_s t - x)^2}{2\sqrt{y^2 + z^2}} \\ = \sqrt{y^2 + z^2} + \frac{v_s^2 \left(t - \frac{x}{v_s}\right)^2}{2\sqrt{y^2 + z^2}} \quad (2)$$

t 代表方位慢时间, τ 代表距离快时间, c 是光速, λ 为

工作波长, $r_0(t)$ 为地面单元 (x, y, z) 到参考通道的瞬时斜距, $\sigma(x, y, z)$ 表示地面单元 (x, y, z) 处的复反射系数, $g(t)$ 表示天线方向图, $h(\tau)$ 为发射脉冲.

相应地, 第 m 个通道接收的回波信号为

$$s_m(\tau, t) = \sigma(x, y, z) g(t) h\left(\tau - \frac{2r_m(t)}{c}\right) e^{-j\frac{4\pi r_m(t)}{\lambda}} \quad (3)$$

其中

$$r_m(t) = \sqrt{(v_s t + x_m - x)^2 + y^2 + z^2} \\ \approx \sqrt{y^2 + z^2} + \frac{v_s^2 \left(t + \frac{x_m - x}{v_s}\right)^2}{2\sqrt{y^2 + z^2}} = r_0\left(t + \frac{x_m}{v_s}\right) \quad (4)$$

即

$$s_m(\tau, t) \approx s_0\left(\tau, t + \frac{x_m}{v_s}\right) \quad (5)$$

由此可见, 对于某一点目标来说, 不同通道接收的回波在时间上存在固定差异, 变换到多普勒域, 可得不同通道接收的回波在同一距离-多普勒单元上仅相差一个线性相位项, 即

$$S_m(\tau, f_d) \approx S_0(\tau, f_d) e^{j2\pi \frac{x_m}{v_s} f_d} \quad (6)$$

其中 f_d 表示多普勒频率. 我们知道, 每个多普勒单元均包含无数同锥角 φ 的场景回波, 其与多普勒的关系为

$$f_d = \frac{2v_s}{\lambda} \sin\varphi \quad (7)$$

当不存在多普勒模糊时, 多普勒值与锥角的正弦值在空时平面上表现为一条直线, 如图 2(a) 所示. 在高分辨宽测绘带 SAR 系统中, 通常发射低脉冲重复频率 f_p 的信号保证距离不模糊, 然后再通过数字波束形成技术来解多普勒模糊, 由此每一个通道接收的回波都发生了多普勒模糊, 如图 2(b) 所示. 在多普勒模糊情况下, 考虑存在加性噪声, 式(6)重写为

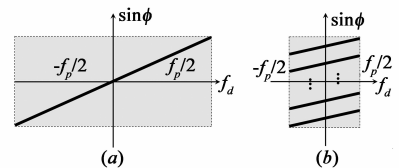


图2 回波信号的空时二维谱

$$S_m(\tau, f_d) = \sum_{n=-N}^N S_0(\tau, f_d + n \cdot f_p) e^{j2\pi \frac{x_m}{v_s} (f_d + n \cdot f_p)} + N_m(\tau, f_d) \quad (8)$$

其中 $-f_p/2 \leq f_d \leq f_p/2$, $2N+1$ 表示回波信号的多普勒模糊次数(即多普勒带宽与脉冲重复频率的比值, 在此为便于表述假设多普勒模糊次数为奇数), 通常情况下系统设计时应保证 $2N+1 < M$, N_m 表示加性高斯白噪声.

针对以上方位多通道系统, 目前已提出了多种解

模糊的方法,如文献[8]和文献[9]提出的空时自适应处理法,以及文献[7]提出的频谱重构法,文献[10]利用地基 SAR 系统实测数据对两种方法均进行了实验验证.文献[11]还提出通过插值来恢复出无模糊的全带宽信号.所有这些方法都要求各通道的特性一致,且通道位置已知.然而,在实际中由于加工工艺、温度、辐射等环境因素,各通道的特性不可能完全一致,基于现有测量仪器的精度,通道间的位置测量也存在一定的误差.对于方位多通道系统来说,沿航向的位置误差对多普勒模糊抑制的影响通常较小,可以忽略.文献[2]指出,沿视线方向的位置误差可等效为相位误差,通道幅度误差可预先通过通道幅度均衡得到校正,因此本文主要讨论通道相位误差.假设第 m 个通道的幅相误差为 $e^{j\zeta_m}$,改写式(8)得

$$S_m(\tau, f_d) = e^{j\zeta_m} \sum_{n=-N}^N S_0(\tau, f_d + n \cdot f_p) e^{j2\pi \frac{x}{v_s}(f_d + n \cdot f_p)} + N_m(\tau, f_d) \quad (9)$$

用矢量形式表达距离-多普勒单元的输出信号为

$$s = \mathbf{I}P s_0 + \mathbf{n} \quad (10)$$

式中

$$s = [S_1, S_2, \dots, S_M]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{I} = \text{diag}[e^{j\zeta_1}, e^{j\zeta_2}, \dots, e^{j\zeta_M}] \quad (12)$$

$$\mathbf{P} = [p^{-N}, p^{-N+1}, \dots, p^N] \quad (13)$$

$$s_0 = [S_0(\tau, f_d - N \cdot f_p), \dots, S_0(\tau, f_d + N \cdot f_p)]^T \quad (14)$$

$$\mathbf{n} = [N_1, N_2, \dots, N_M]^T \quad (15)$$

$$p^n = [1, e^{j2\pi \frac{x_2}{v_s}(f_d + n \cdot f_p)}, \dots, e^{j2\pi \frac{x_M}{v_s}(f_d + n \cdot f_p)}]^T \quad (16)$$

假设每一通道的加性噪声均是独立同分布的,则

式(10)的协方差可写为

$$\mathbf{R} = E[ss^H] = \mathbf{I}P R_{s_0} P^H \mathbf{I}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_M \quad (17)$$

其中

$$R_{s_0} = E[s_0 s_0^H] = \text{diag}[\sigma_{s,1}^2, \dots, \sigma_{s,2N+1}^2] \quad (18)$$

σ^2 为噪声功率, \mathbf{I}_M 为 M 阶单位矩阵, $\sigma_{s,n}^2$ 为第 n 个模糊信号功率.

3 通道误差估计

对式(17)进行特征分解,得

$$\mathbf{R} = \sum_{n=1}^{2N+1} \alpha_n \mathbf{u}_n \mathbf{u}_n^H + \sum_{n=2N+2}^M \alpha_n \mathbf{u}_n \mathbf{u}_n^H \quad (19)$$

其中, α_n 和 \mathbf{u}_n ($n \leq 2N+1$) 分别为 \mathbf{R} 的信号特征值和对应的信号特征向量, $n > 2N+1$ 时为噪声特征值和噪声特征向量.我们知道,多普勒谱分量的真实导向矢量张成的空间为信号子空间,且与信号特征向量张成的空间相同^[4,5],即

$$\text{span}\{\mathbf{I}p_{-N}, \dots, \mathbf{I}p_N\} = \text{span}\{\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{2N+1}\} \quad (20)$$

令

$$\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{2N+1}] \quad (21)$$

则在忽略噪声影响的前提下,由正交投影算子的唯一性可得^[12]

$$\mathbf{U}(\mathbf{U}^H \mathbf{U})^{-1} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}P(\mathbf{P}^H \mathbf{I}^H \mathbf{I}P)^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{I}^H \quad (22)$$

易知 \mathbf{U} 为仿酉矩阵,即 $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{I}_{2N+1}$,且 $\mathbf{I}^H \mathbf{I} = \mathbf{I}_M$,可得

$$\mathbf{U} \mathbf{U}^H = \mathbf{I}P(\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \mathbf{I}^H \quad (23)$$

令

$$\mathbf{V} = \mathbf{U} \mathbf{U}^H \quad (24)$$

$$\mathbf{Q} = \mathbf{P}(\mathbf{P}^H \mathbf{P})^{-1} \mathbf{P}^H \quad (25)$$

则

$$V_{m1} - \Gamma_{mm} Q_{m1} \Gamma_{11}^* = V_{m1} - Q_{m1} e^{j(\zeta_m - \zeta_1)} = 0 \quad (26)$$

$$\zeta_m - \zeta_1 = \angle \frac{V_{m1}}{Q_{m1}}, \quad m = 1, \dots, M \quad (27)$$

其中 $\angle(\cdot)$ 表示取相位.由此,通过式(27)就能计算出各个通道相对参考通道的相位误差.为了减小噪声的影响,可用相同的方法对若干个不同的多普勒单元进行计算,再将结果求平均得到各个通道的相位误差.值得一提的是,当各通道采样均匀时, $\mathbf{P}^H \mathbf{P} = \mathbf{I}_{2N+1}$,式(25)变为

$$\mathbf{Q} = \mathbf{P} \mathbf{P}^H \quad (28)$$

在实际处理中, \mathbf{R} 用其采样协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 替代,

$$\hat{\mathbf{R}}(\tau, f_d) = \frac{1}{2K+1} \sum_{k=0}^{2K} s(\tau - K + k, f_d) s^H(\tau - K + k, f_d) \quad (29)$$

$2K+1$ 为从距离单元获得的独立同分布的样本数目,这样,式(27)改写为

$$\hat{\zeta}_m - \hat{\zeta}_1 = \angle \left(\frac{\hat{V}_{m1}}{\hat{Q}_{m1}} \right), \quad m = 1, \dots, M \quad (30)$$

需要说明的是,在对不同多普勒单元进行计算平均时,我们可以通过事先计算好的某一多普勒单元所对应的 $\mathbf{Q}(f_d)$ 来推导其它 $\mathbf{Q}(f_d)$,例如我们已经计算得到零多普勒单元对应的 $\mathbf{Q}(0)$ 值,则多普勒单元 f_d 对应的 $\mathbf{Q}(f_d)$ 为

$$\mathbf{Q}(f_d) = \mathbf{T}(f_d) \mathbf{Q}(0) \mathbf{T}^H(f_d) \quad (31)$$

式中

$$\mathbf{T}(f_d) = \text{diag}\{1, e^{j\frac{2\pi x_s}{v_s} f_d}, \dots, e^{j\frac{2\pi x_M}{v_s} f_d}\} \quad (32)$$

这样,在整个计算过程中我们只需进行一次矩阵求逆,而文献[2]所示的方法则需对每个多普勒单元均进行一次矩阵求逆操作.

下面我们介绍本文所述的第二种方法,即天线方向图法.观察式(17),令 $\mathbf{B} = \mathbf{I}P$, $\mathbf{C} = \mathbf{B}^H$,忽略噪声的影响,

$$r_{m1} = \sum_{n=1}^{2N+1} b_{nm} \sigma_{s,n}^2 c_{n1} = e^{j(\zeta_m - \zeta_1)} \sum_{n=1}^{2N+1} \sigma_{s,n}^2 e^{j2\pi \frac{x_m}{v_s} (f_d + (-N+n-1) \cdot f_p)}$$

$$= e^{j(\zeta_m - \zeta_1)} \sum_{n=1}^{2N+1} \sigma_{s,n}^2 e^{j2\pi \frac{x_m}{v_s} (f_d + (-N+n-1) \cdot f_p)} \quad (33)$$

$$\zeta_m - \zeta_1 = \angle \left(\frac{r_{m1}}{\sum_{n=1}^{2N+1} \sigma_{s,n}^2 e^{j2\pi \frac{x_m}{v_s} (f_d + (-N+n-1) \cdot f_p)}} \right) \quad (34)$$

其中, r_{m1} 为协方差矩阵 \mathbf{R} 的第 m 行第 1 列元素, $\sigma_{s,n}^2$ 为来自方向 $\phi = \text{asin} \left[\frac{\lambda [f_d + (-N+n-1) \cdot f_p]}{2v_s} \right]$ 处的回波信号功率, 当场景均匀分布时, 我们可以用天线方向图 (通常天线方向图都能事先测量获得) 在相应方向的相对功率代替 $\sigma_{s,n}^2$, 这样就能估计出各通道相对参考通道的相位误差. 同样地, 在实际处理中, \mathbf{R} 用其采样协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}}$ 替代, 如式(29)所示, 式(34)改写为

$$\hat{\zeta}_m - \hat{\zeta}_1 = \angle \left(\frac{\hat{r}_{m1}}{\sum_{n=1}^{2N+1} \hat{\sigma}_{s,n}^2 e^{j2\pi \frac{x_m}{v_s} (f_d + (-N+n-1) \cdot f_p)}} \right) \quad (35)$$

从上面的推导过程可知, 若能准确获得回波的协方差矩阵, 信号子空间比较法适用于各种场景, 运算量小, 且无须要求系统严格工作于正侧视模式. 天线方向图法的运算量很小, 无须特征分解, 无须矩阵求逆, 但只适用于均匀分布的场景.

下面给出利用本文两种方法进行通道相位误差估计的主要步骤:

信号子空间比较法:

- (1) 根据式(29)估计回波的协方差矩阵, 对协方差矩阵进行特征分解获得 \mathbf{V} .
- (2) 根据式(31)获得 \mathbf{Q} .
- (3) 根据式(30)得到各个通道相对参考通道的相位误差.

(4) 为消除噪声的影响, 可对若干个不同的多普勒单元回波重复以上三步, 将得到的结果求平均, 最终获得精确的通道相位误差.

天线方向图法:

- (1) 根据式(29)估计回波的协方差矩阵.
- (2) 联合天线方向图, 根据式(35)直接获得各个通道相对参考通道的相位误差.
- (3) 为消除噪声的影响, 可对若干个不同的多普勒单元回波重复以上两步, 将得到的结果求平均, 最终获得精确的通道相位误差.

4 实测数据验证

本节我们利用某研究所录取的地基数据进行实验验证, 其各项参数如表 1 所示.

表 1 系统参数

波长	脉冲宽度	信号带宽	距离采样率	方位天线尺寸	脉冲重复频率	速度
0.03m	10 μ s	130MHz	200MHz	4.4m	20Hz	10m/s

为了获取多通道模糊数据, 我们首先将回波数据的多普勒带宽限制为 3.75Hz, 再按照图 3 所示的两种方式分别抽取得到两组四通道数据, 这样每个通道的 PRF 为 1.25Hz, 多普勒频谱模糊 3 次. 然后再人为地给每个通道加 $[-90^\circ, +90^\circ]$ 的随机相位误差.

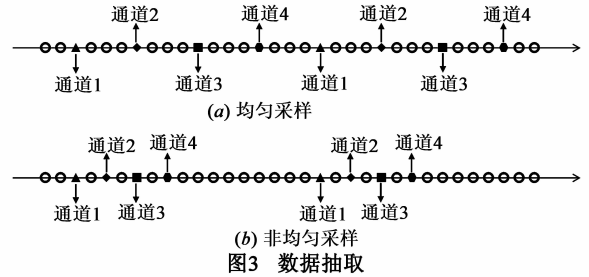


图 3 数据抽取

图 4 给出了在不同信噪比 SNR 下, 四种不同方法的通道相位误差估计精度, 其中, 子空间正交法和共轭对称法分别为文献[2]和文献[3]所述方法. 我们对不同 SNR 均进行了 100 次统计平均, 每次计算都采用 100 个距离采样单元来估计协方差矩阵, 并对 50 个不同的多普勒单元求平均得到相位误差. 图 4(a) 对应图 3(a) 所示的均匀采样数据处理结果, 图 4(b) 对应图 3(b) 所示的非均匀采样数据处理结果. 从图中可以看出, 信号子空间法的误差估计性能与子空间正交法相当, 比共轭对称法好, 通道采样越均匀, 误差估计精度越高, 天线方向图法的情况则相反, 这是因为通道采样间距越近,

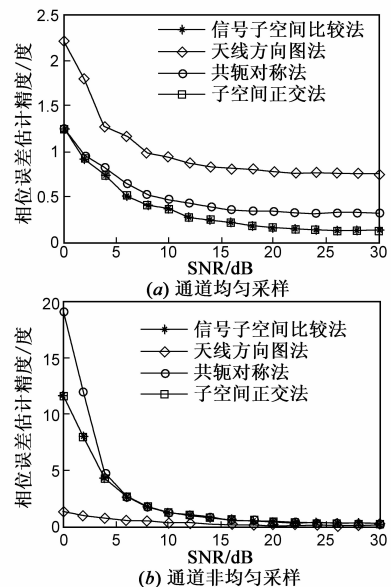


图 4 不同估计方法得到的通道相位误差估计精度随 SNR 的变化

回波信号的相干性越好,但是通道非均匀采样严重时会降低多普勒模糊抑制后的 SNR 等^[13].

5 结论

二维高分辨率和宽测绘带是星载合成孔径雷达追求的目标,然而最小天线面积限制了传统单通道星载 SAR 系统的应用.在保证距离无模糊的前提下,方位多通道 SAR 系统利用 DBF 技术可以有效地进行多普勒模糊抑制,从而实现高分辨宽测绘带成像.但是 DBF 对通道误差很敏感,因此必须进行通道误差校正.本文针对高分辨宽测绘带方位多通道星载 SAR 系统,提出了两种通道相位误差估计方法,其中信号子空间比较法适用范围广,估计精度高,对系统要求低,且运算量小,天线方向图法主要适用于均匀分布的场景,运算量小,无须特征分解,无须矩阵求逆.最后实测地基数据处理结果验证了方法的有效性.

参考文献

- [1] Currie A, Brown M A. Wide-swath SAR[J]. IEEE Proceedings-F, 1992, 139(2): 122 - 135.
- [2] Li Z, Wang H, Bao Z, Liao G. Performance improvement for constellation SAR using signal processing techniques[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(2): 436 - 452.
- [3] Liu A, Liao G, Ma L, Xu Q. An array error estimation method for constellation SAR systems[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2010, 7(4): 731 - 735.
- [4] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, AP - 34(3): 276 - 280.
- [5] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 万群. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 152 - 156.
- [6] Li Z, Wang H, Bao Z. Generation of wide-swath and high-resolution SAR images from multichannel small spaceborne SAR system[J]. IEEE Geoscience Remote Sensing Letters, 2005, 2(1): 81 - 86.
- [7] Krieger G, Gebert N, Moreira A. Ambiguous SAR signal reconstruction from non-uniform displaced phase centre sampling[J]. IEEE Geoscience Remote Sensing Letters, 2004, 1(4): 260 - 264.
- [8] 李真芳. 分布式小卫星 SAR-InSAR-GMTI 的处理方法[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2006.
Li Zhenfang. Approaches to SAR-InSAR-GMTI for distributed

small satellite SAR systems[D]. Xi'an: Xidian University, 2006. (in Chinese)

- [9] 李真芳, 邢孟道, 王彤, 保铮. 分布式小卫星 SAR 实现全孔径分辨率的信号处理[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1800 - 1803.
Li Zhenfang, Xilag Mengdao, Wang Tong, Bao Zheng. Distributed small satellites SAR signal processing for achieving full azimuth resolution[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1800 - 1803. (in Chinese)
- [10] Kim J, Younis M, Wiesbeck W. Experimental performance investigation of digital beamforming on synthetic aperture radar[A]. IGARSS 2008[C]. USA: IEEE, 2008, V176 - V179.
- [11] 杨凤凤, 王敏, 梁甸农. 基于非均匀采样的小卫星多通道 SAR 无模糊成像[J]. 电子学报, 2007, 35(9): 1754 - 1756.
Yang Fengfeng, Wang Min, Liang Diannong. Small satellite Multi-Channel SAR unambiguous imaging based on nonuniform sampling[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(9): 1754 - 1756. (in Chinese)
- [12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004: 595 - 596.
- [13] Gebert N. Multi-channel azimuth processing for high-resolution wide-swath[D]. Karlsruhe: Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik Universität Karlsruhe(TH), 2009.

作者简介



杨桃丽 女, 1987 年 6 月出生于四川省乐山市. 现为西安电子科技大学雷达信号处理国防科技重点实验室博士研究生. 主要研究方向为干涉合成孔径雷达信号处理.
E-mail: taoliyang87@163.com



李真芳 男, 1977 年生于山东寿光. 现为西安电子科技大学教授、博士生导师. 1999 年本科毕业于西安电子科技大学工程学院, 同年免试推荐为雷达信号处理国防科技重点实验室的硕博连读生, 师从于国内著名雷达专家保铮院士, 2006 年博士毕业, 博士论文获得 2007 年全国优秀博士论文提名, 2006 年 7 月破格评为副教授, 2010 年 7 月破格评为教授. 现主要从事雷达遥感方面的研究工作, 在星载/机载合成孔径雷达(SAR)、干涉合成孔径雷达(InSAR)、地面运动目标检测(GMTI)的信号处理、系统设计和应用等方面做出了些研究成果, 承担了多项国家重大项目.

E-mail: LZF@xidian.edu.cn