

SAR-GMTI 构型下分布式小卫星误差估计方法

徐 青, 廖桂生, 张 娟, 杨志伟

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 针对合成孔径雷达(SAR)成像、地面动目标检测(GMTI)功能的实现, 分布式小卫星的最佳构型为沿航向分布, 但误差的存在会使性能下降. 提出了一种基于距离脉压后时间-方位多普勒域回波数据的分布式小卫星误差估计方法. 通过距离向脉压, 提高了信噪比, 采用预先估计并补偿幅度误差的方法, 克服了幅度误差与沿航向位置误差的相互影响. 仿真结果表明, 与传统方法相比, 本文方法收敛速度加快, 估计精度得到提高.

关键词: 分布式小卫星; 地面动目标检测; 合成孔径雷达; 误差校正

中图分类号: TN957.51 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 04-0848-06

Error Estimation Method for Distributed Small Satellites in the Configuration for SAR-GMTI

XU Qing, LIAO Gui-sheng, ZHANG Juan, YANG Zhi-wei

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

Abstract: To realize the function of the synthetic aperture radar (SAR) image and ground moving target indication (GMTI), the along-track array is the best configuration for the distributed small satellites. However, array errors significantly degrade the performances. An estimation method based on the data in compressed range time and azimuth Doppler domain is given. In the proposed method, the range pulse compression is used to improve the signal to noise ratio. And the gain error is corrected before the other error estimations which avoids the interaction between the gain error and the along-track position error. Computer simulations show that the convergence rate of the proposed method is quickened with the estimate accuracy improved, compared with the conventional method.

Key words: distributed small satellites; ground moving target indicator; synthetic aperture radar; error calibration

1 引言

天基雷达技术的迅猛发展使得小卫星编队在成本与可靠性方面得到很大提升, 从而代替单颗大卫星来进行合成孔径雷达(SAR)成像、运动目标检测(GMTI)和干涉高程测量(InSAR)等^[1-5].

传统星载 SAR 系统受雷达最小天线面积限制普遍采用较大天线. 但在分布式小卫星上架设大天线对于其载重量、天线的稳定性等均是挑战, 因而并不现实. 小卫星上架设天线孔径较小, 导致回波中不可避免存在着距离或/和方位多普勒模糊.

对于分布式小卫星而言, 如果只考虑二维 SAR 成像和 GMTI, 沿航向直线分布是最佳编队构型^[6]. 但这些性能较好实现的前提是不存在卫星位置误差和接收通道的幅相误差, 当存在误差时, 对于 SAR 成像而言, 会导致模糊无法抑制干净; 对于 GMTI 而言, 会导致地面

杂波对消性能下降, 从而使动目标测速定位性能严重下降. 现有的阵列误差校正方法^[7-9]并不能直接应用到分布式小卫星上. 文献[10]提出了基于地面强散射点回波的分布式小卫星阵列校正方法, 适用于多普勒模糊, 但该方法必须依赖地面存在的强散射点, 这在某些情况下很难满足. 文献[11]基于地面的距离-多普勒数据构造校正源, 也适用于多普勒模糊, 但幅度误差的存在会严重影响其收敛速度和估计精度, 在本文中我们将文献[11]中的方法称为传统方法.

本文提出了一种分布式小卫星 SAR-GMTI 构型下的误差估计方法, 先将数据进行距离维匹配滤波, 以提高信噪比, 而后将匹配滤波所得的数据转换到方位多普勒域, 获得空间角度确知的校正源信号, 从而进行自校正. 在校正过程中先结合分布式小卫星的实际情况将幅度误差进行了补偿, 去除了其对收敛速度和估计精度的影响. 该方法适用于存在/不存在多普勒模糊的情况, 性

能良好,能够达到无偏估计. 仿真结果验证了该方法的有效性.

2 信号模型

首先定义分布式小卫星空间坐标系,如图 1 所示: X 轴方向定义为卫星速度方向(沿航向方向), Y 轴方向垂直于轨道平面,而 Z 轴背向地球中心,构成右手坐标系,工作方式为正侧视. 角度 θ, φ, ϕ 分别代表目标的方位角、入射角以及锥角. 卫星群在 OX 坐标轴上分布,共 M 颗,而第 m 颗卫星的坐标为 $(x_m + \Delta x_m, \Delta y_m, \Delta z_m)$,其中 x_m 为测量值, $(\Delta x_m, \Delta y_m, \Delta z_m)$ 为所得的测量值与真实值之间的误差(一般可控制在分米量级),不失一般性,此处以第一颗卫星为参考, $(\Delta x_1, \Delta y_1, \Delta z_1) = (0, 0, 0)$.

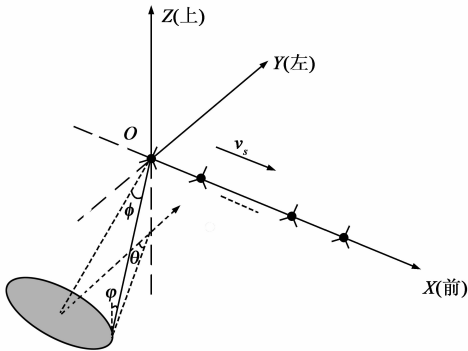


图1 分布式小卫星坐标示意图

各个小卫星均单发单收的情况下(如果为一发多收的情况,由于与卫星到地面场景的距离相比,小卫星之间的距离要远小于前者,这使得我们能够通过给数据补偿一个固定的常数相位等效为单发单收), t 时刻第 m 颗卫星接收到的回波信号为:

$$y_m(\tau, t) = \gamma_m e^{j\varphi_m} \iint \sigma(x, y) h\left(\tau - \frac{2r_m(x, y, z, t)}{c}\right) \cdot g\left(t - \frac{x - x_m}{v_s}\right) e^{-j\frac{4\pi r_m(x, y, z, t)}{\lambda}} dx dy \quad (1)$$

其中, τ 为距离快时间, t 为方位慢时间. $\gamma_m e^{j\varphi_m}$ 为第 m 颗卫星雷达通道的幅相误差(不失一般性,以第一颗卫星为参考, $\gamma_1 e^{j\varphi_1} = 1$), $\sigma(x, y)$ 为地面单元 $(x, y, z(x, y))$ 处的复反射系数(以下直接用 z 代表 $z(x, y)$), $g(t)$ 为雷达增益及传播时变特性,此处假定其对不同的卫星是相同的, $h(\tau)$ 为发射信号, c 为光速, v_s 为卫星速度. $r_m(x, y, z, t)$ 表示地面单元 (x, y, z) 到第 m 颗卫星的距离:

$$r_m(x, y, z, t) = \sqrt{(x - x_m - \Delta x_m - v_s t)^2 + (y - \Delta y_m)^2 + (z - \Delta z_m)^2}$$

由于 $r_m(x, y, z, t) \gg |x - x_m - \Delta x_m - v_s t|$, 近似有:

$$r_m(x, y, z, t) \approx \sqrt{y^2 + z^2} + \frac{(x - x_m - \Delta x_m - v_s t)^2}{2\sqrt{y^2 + z^2}}$$

$$- \Delta y_m \cos \theta_m(x, y, z, t) \sin \varphi_m(x, y, z) - \Delta z_m \cos \varphi_m(x, y, z)$$

其中, $\theta_m(x, y, z, t), \varphi_m(x, y, z)$ 分别为地面单元 (x, y, z) 相对于第 m 颗卫星的瞬时方位角及俯仰角.

3 卫星阵列的误差估计方法

3.1 校正源提取分析

传统的星载天线受最小天线面积的限制,为了得到较宽的观测条带(不产生距离模糊),其雷达脉冲重复频率 f_r 必须满足下式:

$$\frac{1}{f_r} \geq \frac{2\Delta R_{\max}}{c} \quad (\Delta R_{\max} \text{ 为要求的最大观测条带宽度})$$

若要求方位多普勒不模糊,则 f_r 需满足:

$$\frac{2v_s}{f_r} \leq d \quad (d \text{ 为天线方位向实际孔径})$$

综合以上两个条件,要想使距离和方位均不产生模糊,则要求雷达脉冲重复频率 f_r 的取值范围为:

$$\frac{2v_s}{d} \leq f_r \leq \frac{c}{2\Delta R_{\max}} \quad (2)$$

对于分布式小卫星而言,只要所有分布式小卫星天线总面积满足最小天线面积限制即可,因而多采用 $2\text{m} \times 1\text{m}$ (方位向 \times 距离向)的小天线,当其工作在 X 波段(波长 $\lambda = 0.03\text{m}$)的情况下,若卫星运动速度为 7000m/s ,在正侧视的条件下,多普勒谱范围限定为 $[-3500, +3500]\text{Hz}$ ^[12]. 若要求观测带宽为 100km 左右,那么式(2)就决定了回波必然会存在距离和/或方位模糊. 为保证距离向无模糊,选用较低的重复频率,如 $f_r = 1400\text{Hz}$,这导致多普勒域发生 5 次模糊,如图 2 所示. 此时,将某距离单元接收到的回波信号变换到多普勒域,对应于每一个多普勒单元,耦合了 $N(N = 5)$ 个从不同空间方位角 $\theta^{(1)}, \dots, \theta^{(N)}$ 交迭过来的信号,如图 2 中阴影部分所示,即当我们确定了某一个多普勒单元 f_d ,即对应确定了 N 个方位角,它们之间对应关系为:

$$f_d + \left(n - \frac{N-1}{2}\right) f_r = \frac{2v_s}{\lambda} \sin \theta^{(n)}(f_d) \sin \varphi = f_{dn} \quad (3)$$

其中 $n = 1, \dots, N$.

如果将阴影部分中的 5 个谱点看作是虚拟校正源,即相当于 5 个点源同时入射,则分布式小卫星中的问题

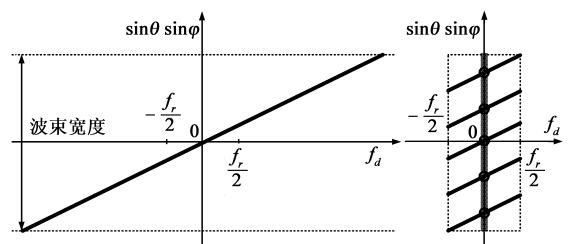


图2 地面场景回波的空时谱示意图

就转化为普通阵列中已知多信源个数与角度的阵列误差校正问题。

3.2 位置误差与幅相误差估计

对式(1)进行距离维脉压后:

$$\begin{aligned} \gamma'_m(\tau, t) = & \gamma_m e^{j\phi_m} \iint \sigma(x, y) A \operatorname{sinc} \\ & \cdot \left(\Delta f_r \left(\tau - \frac{2r_m(x, y, z, t)}{c} \right) \right) \\ & \cdot g \left(t - \frac{x - x_m}{v_s} \right) e^{-j \frac{4\pi r_m(x, y, z, t)}{\lambda}} dx dy \quad (4) \end{aligned}$$

其中, A 为距离脉压后的幅度, Δf_r 为线性调频信号的频带宽度. 距离脉压后, 距离向上获得脉压比增益, 在一定程度上提高了信噪比. 将式(4)所得的信号转换到方位多普勒域, 并考虑噪声的影响, 则距离-多普勒单元 $\tau - f_d$ 的输出(距离脉压后时间-方位多普勒域回波输出)为:

$$Y_m(\tau, f_d) = \gamma_m e^{j\phi_m} e^{j\frac{4\pi}{\lambda} d_m(\tau, f_d)} S_m(\tau, f_d) + v_m(\tau, f_d) \quad (5)$$

其中,

$$\begin{aligned} S_m(\tau, f_d) = & \iint \sigma(x, y) A \operatorname{sinc} \\ & \cdot \left(\Delta f_r \left(\tau - \frac{2r_m(x, y, z, f_d)}{c} \right) \right) \\ & \cdot G(f_d) e^{-j\Psi'(x, y, z, f_d)} dx dy \end{aligned}$$

$$\Psi'(x, y, z, f_d) = \frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{y^2 + z^2} - \frac{\pi\lambda \sqrt{y^2 + z^2}}{2v_s^2} + 2\pi f_d \frac{x}{v_s}$$

$$r_m(x, y, z, f_d) = \sqrt{y^2 + z^2} + \frac{\lambda^2 \sqrt{y^2 + z^2} f_d^2}{8v_s^2} - \Delta z_m \cos\varphi(\tau)$$

$$\begin{aligned} d_m(\tau, f_d) = & (x_m + \Delta x_m) \sin\theta_m(x, y, z, f_d) \sin\varphi(\tau) \\ & + \Delta y_m \cos\theta_m(x, y, z, f_d) \sin\varphi(\tau) \\ & + \Delta z_m \cos\varphi(\tau) \end{aligned}$$

对于小天线尺寸, 且正侧视 ($\theta_0 = 0^\circ$) 情况下, 可认为同一地面单元对于不同卫星具有相同方位角, 即 $\theta_1(x, y, z, f_d) \approx \theta_M(x, y, z, f_d) \triangleq \theta(f_d) \approx \theta_0$. 因此当 $\Delta y_m \leq 0.5\text{m}$ 时, $\Delta y_m \cos\theta_m \sin\varphi(k) \approx \Delta y_m \sin\varphi(k)$. v_m 为第 m 个阵元接收的高斯白噪声, $\varphi(\tau)$ 为距离单元 τ 对应的下视角(对于同一距离单元而言, 所有虚拟校正源的下视角都相同). 因此, Y 轴、 Z 轴的位置误差分量导致的相位差在观测场景的范围内与方位角无关, 可看作是相位误差分量, 与阵元自身的相位误差一起来进行估计. 由于 $r_1 \approx \dots \approx r_M \triangleq r$, 有 $S_1 \approx \dots \approx S_M \triangleq S$. 因此, 当考虑多普勒模糊 (N 个虚拟校正源) 的情况时, 式(5)可重新写成:

$$\begin{aligned} Y_m(\tau, f_d) = & \gamma_m e^{j\phi_m} \sum_{n=1}^N e^{j\frac{4\pi}{\lambda} (x_n + \Delta x_n) \sin\theta \sin\varphi(\tau)} S(\tau, f_{dn}) \\ & + v_m(\tau, f_d) \quad (6) \end{aligned}$$

其中 $\Phi_m(\tau) = \phi_m + \frac{4\pi}{\lambda} (\Delta y_m \sin\varphi(\tau) + \Delta z_m \cos\varphi(\tau))$, 后面将其统称为相位误差. 由式(3), 将 $e^{j\frac{4\pi}{\lambda} (x_n + \Delta x_n) \sin\theta \sin\varphi(\tau)}$ 利用泰勒级数展开到前两项:

$$e^{j\frac{4\pi}{\lambda} (x_n + \Delta x_n) \sin\theta \sin\varphi(k)} \approx e^{j\frac{2\pi}{v_s} f_{dn} x_n} + j \frac{2\pi}{v_s} f_{dn} e^{j\frac{2\pi}{v_s} f_{dn} x_n} \Delta x_m$$

则定义:

$$\mathbf{a}(\theta^{(n)}) \approx \mathbf{a}_0(\theta^{(n)}) + \Delta \mathbf{a}(\theta^{(n)}) \cdot \Delta \mathbf{X} \quad (7)$$

其中, $(\cdot)^T$ 代表转置, 用“ \cdot ”表示矩阵点乘,

$$\mathbf{a}_0(\theta^{(n)}) = [1, \dots, e^{j\frac{2\pi}{v_s} f_{dn} x_n}]^T, \Delta \mathbf{X} = [1, \dots, \Delta x_M]^T,$$

$$\Delta \mathbf{a}(\theta^{(n)}) = \left[0, \dots, j \frac{2\pi}{v_s} f_{dn} e^{j\frac{2\pi}{v_s} f_{dn} x_n} \right]^T.$$

将式(6)写成矩阵形式为:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Gamma} \mathbf{A} \mathbf{S} + \mathbf{V} \quad (8)$$

其中: $\mathbf{Y} = [Y_1, \dots, Y_M]^T$, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta^{(1)}), \dots, \mathbf{a}(\theta^{(N)})]^T$, $\mathbf{\Gamma} = \operatorname{diag}\{1, \dots, \gamma_M e^{j\phi_M}\} = \mathbf{Amp} \cdot e^{j\mathbf{P}he}$, $\mathbf{V} = [v_1, \dots, v_M]^T$, $\mathbf{S} = [S(f_{d1}), \dots, S(f_{dN})]^T$.

传统方法中, 先估计幅相误差, 后估计位置误差, 两步迭代. 但我们分析发现, 幅相误差估计后的残余误差对位置误差(反应在 $\mathbf{a}(\theta^{(n)})$ 上)估计存在影响. 由于 $\mathbf{a}(\theta^{(n)})$ 为复数, 可写为如下形式:

$$\mathbf{a}(\theta^{(n)}) = \boldsymbol{\rho} e^{j\boldsymbol{\eta}} \quad (9)$$

其中, $\boldsymbol{\rho} = [\rho_1, \dots, \rho_M]^T$ 和 $\boldsymbol{\eta} = [\eta_1, \dots, \eta_M]^T$ 分别为 $\mathbf{a}(\theta^{(n)})$ 的幅度和相角. 对于 $\mathbf{a}(\theta^{(n)})$, 应用泰勒级数展开前其幅度等于 1, 而泰勒级数展开引入了部分误差, 该误差会导致 $\mathbf{a}(\theta^{(n)})$ 的幅度 ρ_m ($m = 2, \dots, M$) 不再恰好为 1, 而是近似为 1. 我们考虑第 n 个虚拟校正源对应的代价函数^[11]:

$$J_c(\theta^{(n)}) = \|\mathbf{E}_n^H \boldsymbol{\Gamma} \mathbf{a}(\theta^{(n)})\|^2 \quad (10)$$

其中 \mathbf{E}_n 为噪声子空间, $\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{a}(\theta^{(n)})$ 为对角阵. 假设幅相误差估计值分别为 $\widehat{\gamma}_k$ 和 $\widehat{\Phi}_k$, 估计误差分别为 $\Delta \gamma_k$ 和 $\Delta \Phi_k$, 则 $\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{a}(\theta^{(n)})$ 的第 k 行第 k 列元素为:

$$\begin{aligned} (\boldsymbol{\Gamma} \mathbf{a}(\theta^{(n)}))_{kk} = & (\widehat{\gamma}_k + \Delta \gamma_k) e^{j(\widehat{\Phi}_k + \Delta \Phi_k)} \rho_k e^{j\eta_k} \\ = & \widehat{\gamma}_k e^{j\widehat{\Phi}_k} \rho_k \frac{\widehat{\gamma}_k + \Delta \gamma_k}{\widehat{\gamma}_k} e^{j(\eta_k + \Delta \Phi_k)} \\ = & \widehat{\gamma}_k e^{j\widehat{\Phi}_k} \rho_k e^{j\eta_k} \quad (11) \end{aligned}$$

因此, 如果用式(10)来估计沿航向位置误差, 得到的估计值将是 $\widehat{\rho}_k = \rho_k \frac{\widehat{\gamma}_k + \Delta \gamma_k}{\widehat{\gamma}_k}$ 和 $\widehat{\eta}_k = \eta_k + \Delta \Phi_k$. 因此 $\Delta \xi'_k$ 和 $\Delta \gamma_k$ 会对 $\Delta \mathbf{X}$ 估计的精确性产生影响.

正如文献[11]中所述, 当选择零多普勒通道时, 在迭代过程中, 即使忽略沿航向位置误差的影响, 仍能得到相位误差精确估计. 即选择零多普勒通道时, 沿航向

位置误差对相位的影响较小,因而相位残余误差较小,其对沿航向位置误差估计的影响也较小,且两者相互影响不会因迭代而发生较大变化,对整体性能影响较小.但通过仿真发现,沿航向位置误差对幅度误差估计的影响较大,会引入较大的误差 $\Delta\gamma_k$,而由于 $\Delta\gamma_k$ 对沿航向位置误差估计也存在影响,这会导致两者的相互影响随着迭代不断变化,从而影响收敛速度和精度.因此必须将幅度误差与沿航向位置误差估计分离开.

对于分布式小卫星而言,多个通道接收数据的幅度加和在不存在幅度误差且没有噪声影响的情况下相同.若噪声为高斯白噪声,其均值为零,对通道接收数据的影响通过整幅图像幅度加和也会被抵消.而存在幅度误差时,数据幅度加和具有正比于幅度误差的变化.因此,根据分布式小卫星这一特点,用计算各个通道回波数据幅度加和与参考通道幅度加和比值的方式来估计幅度误差:

$$\mathbf{Amp} = \text{diag} \left(1, \frac{\sum_k \sum_{f_d} Y_2}{\sum_k \sum_{f_d} Y_1}, \dots, \frac{\sum_k \sum_{f_d} Y_M}{\sum_k \sum_{f_d} Y_1} \right) \quad (12)$$

将幅度误差补偿回原有接收数据,则接收回波信号的协方差矩阵可以表示为:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{R}} &= \text{E}\{\tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}^H\} = \tilde{\mathbf{E}}_s \tilde{\mathbf{\Lambda}} \tilde{\mathbf{E}}_s^H + \sigma^2 \tilde{\mathbf{E}}_n \tilde{\mathbf{E}}_n^H \\ &\approx \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \tilde{\mathbf{Y}}(k) \tilde{\mathbf{Y}}(k)^H \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $\tilde{\mathbf{Y}}$ 为补偿了幅度误差后的数据, $\tilde{\mathbf{E}}_s$ 、 $\tilde{\mathbf{E}}_n$ 分别为信号子空间和噪声子空间, $(\cdot)^H$ 代表共轭转置, K 为估计 $\tilde{\mathbf{R}}$ 所用的距离单元总数. 重构数据:

$$\mathbf{W} = \sum_{n=1}^N \mathbf{W}^{(n)} = \sum_{n=1}^N (\mathbf{D}^{(n)})^H \tilde{\mathbf{E}}_s \tilde{\mathbf{E}}_s^H \mathbf{D}^{(n)} \quad (14)$$

其中 $\mathbf{D}^{(n)} = \text{diag}\{\mathbf{a}(\theta^{(n)})\}$, 则 \mathbf{W} 的最大特征值 N 所对应的特征矢量 $\mathbf{E}_{\mathbf{W}_{\max}}$ 即为幅相误差的估计值^[8]:

$$\mathbf{Phe} = \text{diag}(\text{angle}(\mathbf{E}_{\mathbf{W}_{\max}})) \quad (15)$$

此时记 $\tilde{\mathbf{T}} = e^{j\mathbf{Phe}}$, 由于 $\tilde{\mathbf{T}}\mathbf{A}$ 张成信号子空间, 其与噪声子空间正交, 由式(7), 当已知构造的校正源数为 N , 且以第一阵元为基准时, 有下式成立:

$$\mathbf{Q}\Delta\mathbf{X} - \mathbf{P} = 0$$

其中

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{E}}_n^H \tilde{\mathbf{T}} \text{diag}(\Delta\mathbf{a}(\theta^{(1)})) \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{E}}_n^H \tilde{\mathbf{T}} \text{diag}(\Delta\mathbf{a}(\theta^{(N)})) \\ 1, 0, \dots, 0 \end{bmatrix}, \mathbf{P} = \begin{bmatrix} -\tilde{\mathbf{E}}_n^H \tilde{\mathbf{T}} \mathbf{a}_0(\theta^{(1)}) \\ \vdots \\ -\tilde{\mathbf{E}}_n^H \tilde{\mathbf{T}} \mathbf{a}_0(\theta^{(N)}) \\ 0 \end{bmatrix}.$$

传统方法中用最小二乘来估计沿航向位置误差, 并没有对第一颗卫星的沿航向位置误差作限定, 需要在每次迭代求解出 $\widehat{\Delta\mathbf{X}}$ 后对 $\widehat{\Delta x}_1$ 作赋零处理, 否则, $\widehat{\Delta x}_1$ 会叠加到估计的其它阵元的沿航向位置误差上去. 为

此, 我们给出下面带约束的代价函数以更好地估计沿航向位置误差 $\Delta\mathbf{X}$:

$$\begin{cases} \text{minimise} & \|\mathbf{Q}\Delta\mathbf{X} - \mathbf{P}\|^2 \\ \text{subject to} & \mathbf{F}^T \Delta\mathbf{X} = 0 \end{cases} \quad (16)$$

式中, $\mathbf{F} = [1, 0, \dots, 0]^T$, 令 $\mathbf{Q}_0 = \mathbf{Q}^H \mathbf{Q}$, $\mathbf{P}_0 = \mathbf{Q}^H \mathbf{P}$, 式(16)的解为:

$$\widehat{\Delta\mathbf{X}} = \text{real} \left\{ \mathbf{Q}_0^{-1} \mathbf{P}_0 - \frac{\mathbf{Q}_0^{-1} \mathbf{F} \mathbf{F}^T \mathbf{Q}_0^{-1} \mathbf{P}_0}{\mathbf{F}^T \mathbf{Q}_0^{-1} \mathbf{F}} \right\} \quad (17)$$

3.3 估计流程

整个估计过程如下:

第一步, 将数据变换到距离脉压后时间-方位多普勒域, 利用式(12)估计出幅度误差并补偿回去;

第二步, 选择零多普勒通道数据进行校正. 令 $\widehat{\Delta\mathbf{X}} = [0, \dots, 0]^T$, 利用式(15)估计出 $\tilde{\mathbf{T}}$;

第三步, 利用估计的 $\tilde{\mathbf{T}}$ 及式(17)估计出沿航向位置误差 $\widehat{\Delta\mathbf{X}}$;

第四步, 将估计出的 $\tilde{\mathbf{T}}$ 、 $\widehat{\Delta\mathbf{X}}$ 补偿回去后重复进行第二、三步, 直到两次估测误差小于某一预设值或到了所设的迭代次数.

在本文中, 由于方位多普勒单元是已知的, 等效于校正源波达方向已知, 在这种情况下, 由式(15)所得到的相位误差的估计为无偏估计^[8].

4 仿真结果与性能分析

本节通过仿真实验来验证所提方法的有效性.

假定经过大阵变小阵之后, 7颗小卫星沿 X 轴均匀排布, 间距 $l = 0.7144\text{m}$, 卫星平台高度为 750km , 卫星速度 $v_s = 7481.5\text{m/s}$, 雷达天线尺寸为 $2 \times 1\text{m}$ (方位 \times 距离), 波长 $\lambda = 3\text{cm}$, 波束中心射线的下视角 $\varphi_0 = 45^\circ$, 脉冲重复频率 $f_r = 1496\text{Hz}$, 方位多普勒模糊 5 次. 用机载 SAR 图像作为反射系数得到仿真的回波数据. 噪声为高斯白噪声. 卫星幅度误差 γ_m 、相位误差 Φ_m 和沿航向位置误差 Δx_m 分别为 $[0.8, 1.2]$, $[-\pi, \pi]$, $[-p, p]$ 范围内均匀变化的随机数, p 值将随实验给出. 迭代次数选为 10 次. 做 100 次实验, 且每次独立实验中, 重新产生幅相误差. 定义卫星阵列的幅度误差估计均方差 (ARMSE)、相位误差估计均方差 (ARMSE)、沿航向位置误差估计均方差 (ARMSE) 分别为: $\frac{1}{M-1} \sum_{m=2}^M \text{RMSE}\{\gamma_m\}$, $\frac{1}{M-1} \sum_{m=2}^M \text{RMSE}\{\xi'_m\}$, $\frac{1}{M-1} \sum_{m=2}^M \text{RMSE}\{\Delta x_m\}$.

图 3(a)、(b) 和 (c) 分别给出了传统方法中幅相误差和沿航向位置误差估计 ARMSE 随信噪比 (SNR) 变化曲线, 其中 $p = l/4$, 选择零多普勒通道处理. 由图可知, 幅度误差和沿航向位置误差估计均已失效. 这是由于

沿航向位置误差与幅度误差相互影响导致传统方法精度下降,乃至失效.而相位误差正如文献[11]所述,由于

选择零多普勒单元通道,其不受沿航向位置误差的影响,因而性能较好.

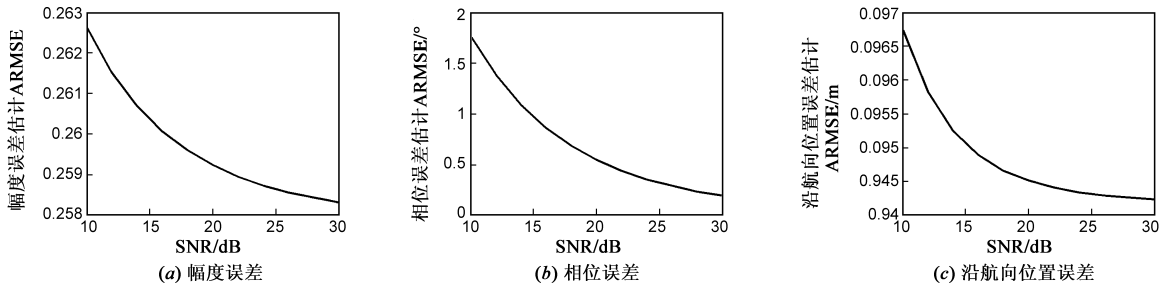


图3 传统方法中误差估计 ARMSE 随信噪比变化曲线

在文献[11]的仿真实验中没有考虑幅度误差.为了与本文方法相比较,我们将传统方法进行修正,先用本文提出的幅度误差估计方法进行幅度补偿,后选用零多普勒通道,采用传统方法估计相位误差和沿航向位置误差,将此称为传统方法 1.图 4(a)为应用本文方法得到的幅度误差估计 ARMSE,由图知其有较高的估计精度.图 4(b)和(c)为应用传统方法 1 和本文方法所得

相位误差和沿航向位置误差估计 ARMSE 随信噪比的变化曲线.由于预先对幅度误差进行了估计与补偿,去除了幅度误差与沿航向位置误差之间的影响,两种方法均能够较好地将两者估计出来.且由于本文方法先做了距离脉压处理,提高了信噪比,因而比基于距离脉压前时间-方位多普勒数据的传统方法 1 性能有所改善.

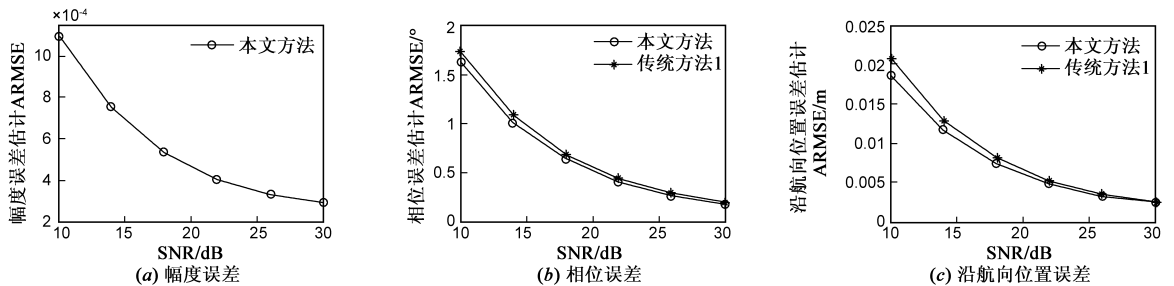


图4 本文方法误差估计 ARMSE 随信噪比变化曲线

图 5(a)、(b)和(c)分别为传统方法中幅相误差与沿航向位置误差估计 ARMSE 随迭代次数的变化曲线,其中左图 $p = 0.01m$,右图 $p = l/4$,信噪比均为 30dB,仍选用零多普勒通道数据.由图中可看出,当 $p = l/4$ 时,由于幅度误差与沿航向位置误差相互影响,导致其收敛速度很慢,且并没有收敛到真实值附近.当 $p = 0.01m$ 时,由于沿航向位置误差较小,其引起的幅度误差估计

偏差较小,迭代中两者相互影响较小,沿航向位置误差估计能达到 6mm 以下,但此时幅度误差估计精度也只能到 0.05 以上.由此可见,如果不先对幅度误差估计并补偿,传统方法的适用范围很窄,且收敛速度很慢.由图中第一次迭代的结果我们可以发现,沿航向位置误差对于相位误差影响较小,而对于幅度误差影响较大,为我们分离幅度误差和沿航向位置误差提供了依据.

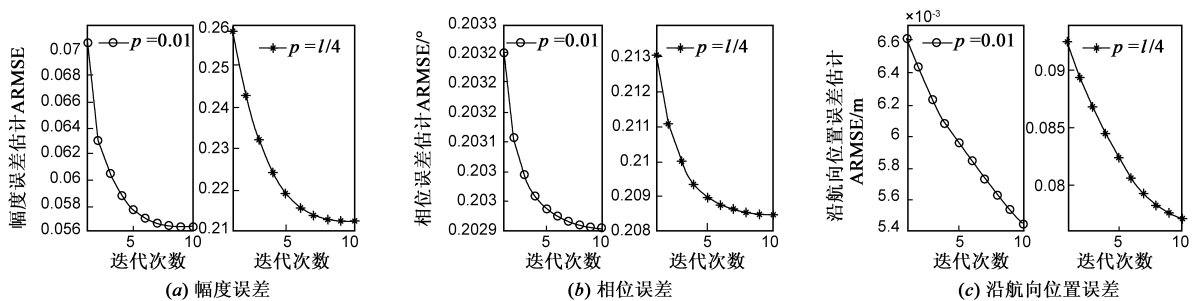


图5 传统方法中误差估计 ARMSE 随迭代次数变化曲线

图 6 给出本文方法中相位误差与沿航向位置误差估计 ARMSE 随迭代次数的变化曲线(幅度误差不需迭代),其中 $p = l/4$,信噪比为 30dB.由图中可以看出克服

了沿航向位置误差与幅度误差的相互影响后,最多三次即能收敛到真实值附近.

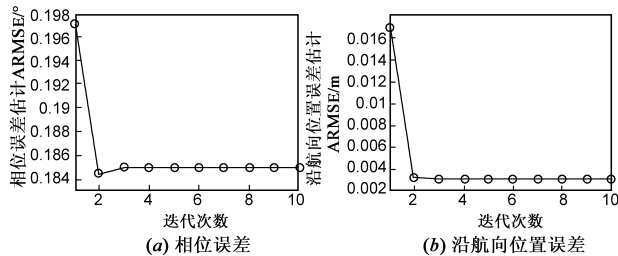


图6 本文方法误差估计ARMSE随迭代次数变化曲线

5 结束语

SAR-GMTI 构型下的分布式小卫星由于没有高程分辨率,具有优越的大测绘带和高方位分辨力的 SAR 成像和 GMTI 等功能.针对这一构型,通过分析,我们发现传统方法中幅度误差和沿航向位置误差估计之间相互影响,严重影响了该方法的收敛速度和估计精度.本文在传统方法的基础上,提出了基于距离脉压后时间-方位多普勒域的阵列误差估计方法.该方法通过距离脉压,提高了信噪比;通过预先估计并补偿幅度误差,加快了收敛速度,提高了估计精度.仿真试验证明,该方法最多三次即收敛,且具有较高的估计精度.

参考文献

- [1] Y Xue, et al. Small satellite remote sensing and applications-history, current and future [J]. International Journal of Remote Sensing, 2008, 29(15): 4339 - 4372.
- [2] 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,2007,25(9):1754 - 1756.
Yang Feng-feng, et al. Small satellite multi-channel SAR unambiguous imaging based on nonuniform sampling [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 25(9): 1754 - 1756. (in Chinese)
- [3] 陶海红,黎薇萍,洪伟,廖桂生.分布式卫星多发射波形-地面运动目标检测系统研究[J].电子学报,2009,37(12): 2803 - 2809.
Tao Hai-hong, Li Wei-ping, et al. Multiple-transmit waveform-GMTI algorithm in space-borne radar systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(12): 2803 - 2809. (in Chinese)
- [4] Önder Kayadibi. Recent advances in satellite technologies using to generate the Digital Elevation Model (DEM) [A]. Proceedings of the 4th International Conference on Recent Advances in Space Technologies [C]. Istanbul, Turkey: IEEE, 2009. 380 - 385.
- [5] 马仑,廖桂生,李真芳.利用分布式小卫星 InSAR 系统获取宽域、高分辨、高精度三维地形[J].电子学报,2009,37(9):1900 - 1906.
Ma Lun, Liao Gui-sheng, Li Zhen-fang. Using constellation InSAR system to reconstruct three-dimensional topography with

wide swath, high resolution and high precision [J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(9): 1900 - 1906. (in Chinese)

- [6] Tong Wang, Zheng Bao, Zhen-hua Zhang, Jin-shan Ding. Improving coherence of complex image pairs obtained by along-track bistatic SARs using range-azimuth profiteering [J]. IEEE Transactions on GRS, 2008, 46(1): 3 - 13.
- [7] 王鼎,吴瑛.一种新的阵列误差有源校正算法[J].电子学报,2010,38(3):517 - 524.
Wang Ding, Wu Ying. A novel array errors active calibration algorithm [J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(3): 517 - 524. (in Chinese)
- [8] V C Soon, L Tong, Y F Huang, R Liu. A subspace method for estimation sensor gains and phases [J]. IEEE Transactions on SP, 1994, 42(4): 973 - 976.
- [9] Boon Poh Ng, Joni Polili Lie, Meng Hwa Er, Aigang Feng. A practical simple geometry and gain/phase calibration technique for antenna array processing [J]. IEEE Transactions on AP, 2009, 57(7): 1963 - 1972.
- [10] Ying Liu, Hongyang Wang, Guishen Liao. Study of calibration and remedy of distributed small satellite radar array [A]. Proceedings of the International Conference on Radar 2006 [C]. Shanghai, China: IEEE, 2006. 1 - 4.
- [11] Zhenfang Li, Zheng Bao, Hongyang Wang, Guisheng Liao. Performance improvement for constellation SAR using signal processing techniques [J]. IEEE Transactions on AES, 2006, 42(2): 436 - 452.
- [12] 李真芳,保铮,王彤.分布式小卫星 SAR 系统地面运动目标检测方法[J].电子学报,2005,33(9):1664 - 1666.
Li Zhen-fang, Bao Zheng, Wang Tong. Ground moving target indication for distributed small satellite SAR systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(9): 1664 - 1666. (in Chinese)

作者简介



徐青女,1979年7月出生于山东莱州.西安电子科技大学在职博士.研究方向:阵列信号处理及其在雷达信号处理中的应用,动目标检测等. E-mail: xuqing@mail.xidian.edu.cn

廖桂生 男,1963年6月出生于广西桂林.博士,西安电子科技大学教授、博导、教育部长江学者特聘教授、长江学者“创新团队”学术带头人.主持和承担了国防“973”、国家“863”、国防基础预研、十一五背景预研、国家自然科学基金等重大重点科研项目十余项.在国内外主要学术刊物上发表论文160余篇.现主要从事雷达探测系统信号处理、空时自适应处理、天基预警和阵列信号处理等领域的研究.
E-mail: gsliao@xidian.edu.cn

