2014年4月

Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology

文章编号: 2095-4980(2014)02-0213-05

2 种多通道 SAR/GMTI 相位误差估计方法

吴明宇,杨桃丽,吴顺君,李真芳

(西安电子科技大学 雷达信号重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘 要: 针对多通道合成孔径雷达(SAR)和地面运动目标检测(GMTI)系统,提出了 2 种通道相位误差估计方法: a) 利用杂波的信号特征向量与其导向矢量的线性关系直接进行通道误差估计; b) 通过对回波数据进行方位重采样,然后利用杂波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的原理进行误差估计。实验证明,2 种方法均能有效地进行通道相位误差估计,并且方法 b)具有更高的估计精确度。

Two phase error estimation methods for multi-channel SAR/GMTI systems

WU Ming-yu, YANG Tao-li, WU Shun-jun, LI Zhen-fang

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

Abstract: Two methods are proposed to estimate channel phase errors for multi-channel Synthetic Aperture Radar(SAR)/Ground Moving Target Indication(GMTI) systems. The first method is based on the linear relationship between the clutter eigenvectors and their steering vectors. For the second method, the received echoes are resampled in azimuth, and the channel errors are estimated based on the fact that the space spanned by the signal eigenvectors (namely the signal subspace) is the same as that spanned by the practical steering vectors. The simulated and ground-based real data demonstrate the validity of the two methods, and show that the performance of the second method is better.

Key words: multi-channel; Synthetic Aperture Radar; Ground Moving Target Indication; error estimation

结合多通道地面运动目标检测(GMTI)的合成孔径雷达(SAR)系统可在对大面积地物成像的同时完成运动目标检测与参数估计,受到越来越多国家的重视。在进行运动目标检测时,要求各通道间的特性完全一致,然而在 实际情况中,由于各种各样的原因,各通道间的特性不可能完全一致,这些非理想因素将严重影响运动目标检测 效果^[1-7]。文献[2]和文献[3]针对多通道系统,提出一种有效的通道均衡和目标检测方法。文献[4]提出通过二维滤 波对回波数据进行预处理,从而完成通道误差补偿和均衡。文献[5]首先通过预滤波处理补偿了载机的运动误差, 而采用传统的自适应相位中心偏置天线(Displaced Phase Center Antenna, DPCA)技术补偿系统的幅相误差。文献 [6]针对分布式小卫星构型,提出一种误差估计方法。

本文在此基础上,提出2种通道误差估计方法: a)采用阵列信号处理技术直接对通道误差进行估计; b) 首 先通过对各通道回波进行抽取,得到2倍于原通道数的回波信号,这样等效于降低了脉冲重复频率,增加了回波 信号的模糊数,但是通道误差的自由度并未增加。举例来说,假设原有2个通道的回波数据,各通道的方位过采 样率为1,即刚好满足 Nyquist采样定理,则对每个通道数据进行二抽一操作后可得到4组通道回波,其中2组 为虚拟通道,此时各通道的回波信号发生了多普勒模糊,模糊数约为2(模糊数定义为多普勒带宽与脉冲重复频 率的比值),但是通道误差的相对自由度仍为1。接着,采用子空间处理的方法进行通道误差估计。实验证明方 法b)能得到更高的误差估计精确度。

1 信号模型

采用如图 1 所示的几何模型,假设共有 *M* 个通道,沿航向均匀分布。 *X* 轴为平台运动方向, *Z* 轴背向地面, *Y* 轴垂直于轨道平面,构成右手坐 标系。(*X*,*Y*,*Z*)又称为(前方、左方、上方)。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。

在实际系统工作时,通常以参考天线发射信号,各个通道同时接收 回波。当基线较短时,对各个通道补偿一个常数相位后,可以忽略双基 效应,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 时坐标为(v_st ,0,0), v_s 为载机速 度,第 $m \land (m=1,2,3,\cdots,M)$ 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_st ,0,0),则参考通道接收的回波信号 $s_0(\tau,t)$ 为(这里主要考 虑杂波信号):



图 1 几何模型

$$s_0(\tau,t) = \sigma(x,y,z)g(t)h\left(\tau - \frac{2r_0(t)}{c}\right)e^{-j\frac{4\pi v_0(t)}{\lambda}}$$
(1)

式中: τ 为距离快时间; t为方位慢时间; $\sigma(x, y, z)$ 为地面单元 (x, y, z)处的复反射系数; g(t)为天线方向图; $h(\tau)$ 为发射脉冲; $r_0(t)$ 为地面单元 (x, y, z)到参考通道的瞬时斜距; c为光速; λ 为工作波长。

$$r_{0}(t) = \sqrt{(x - v_{s}t)^{2} + y^{2} + z^{2}} \approx \sqrt{y^{2} + z^{2}} + \frac{(v_{s}t - x)^{2}}{2\sqrt{y^{2} + z^{2}}} = \sqrt{y^{2} + z^{2}} + \frac{v_{s}^{2}\left(t - \frac{x}{v_{s}}\right)^{2}}{2\sqrt{y^{2} + z^{2}}}$$
(2)

相应地, 第 m 个通道接收的回波信号为:

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

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

即

式中:

$$s_m(\tau,t) \approx s_0 \left(\tau, t + \frac{x_m}{v_s}\right)$$
(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。对各通道信号分别通过距离和方位压缩后得到 M 幅复图像,然后对各通道相对参考通道进行时延 x_m/v_s,再相减即可得到杂波对消。

在实际情况中,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确度,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,沿航向位置误差的影响通常较小,可以忽略。文献[8]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。假设第 *m* 个通道的相位误差为 e^{jG}, 将式(5)变换到多普勒频率,考虑加性噪声,得:

S

$$S_m(\tau, f_d) \approx e^{j\zeta_m} S_0(\tau, f_d) e^{j2\pi \frac{X_m}{v_s} f_d} + N_m(\tau, f_d)$$
(6)

用矢量形式表达距离-多普勒单元的输出信号为:

$$=\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{p}\boldsymbol{S}_{0}+\boldsymbol{n}$$
(7)

$$\boldsymbol{s} = \begin{bmatrix} S_1, S_2, \cdots, S_M \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(8)

$$\boldsymbol{\Gamma} = \operatorname{diag}\left\{ e^{j\zeta_1}, e^{j\zeta_2}, \cdots, e^{j\zeta_M} \right\}$$
(9)

$$\boldsymbol{p} = \begin{bmatrix} 1, e^{j2\pi\frac{x_2}{v_s}f_d}, \cdots, e^{j2\pi\frac{x_M}{v_s}f_d} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(10)

$$\boldsymbol{n} = \begin{bmatrix} N_1, N_2, \cdots, N_M \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(11)

2 误差估计方法

2.1 方法1

假设每一通道的加性噪声均是独立同分布的,则各通道接收回波的协方差为:

$$\boldsymbol{R} = E\{\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}\} = S_{0}^{2}\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{p}\boldsymbol{p}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Gamma}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2}\boldsymbol{I}_{M}$$
(12)

式中: σ^2 为噪声功率; I_M 为M阶单位矩阵; S_0^2 为杂波信号功率。

对式(12)进行特征分解,得到:

$$\boldsymbol{R} = \lambda_1 \boldsymbol{u}_1 \boldsymbol{u}_1^{\mathrm{H}} + \sum_{n=2}^{M} \lambda_n \boldsymbol{u}_n \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}}$$
(13)

式中: λ_i 为**R**的最大特征值; u_i 为对应的杂波信号特征向量,n>1时为噪声特征值和噪声特征向量。信号特征向量与杂波信号的导向矢量的基向量相同^[9],即:

$$\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{p} = k\boldsymbol{u}_1 \tag{14}$$

式中 k 为未知的复常数。由此可得:

$$\boldsymbol{\Gamma} = k\boldsymbol{u}_{1}\boldsymbol{p}^{\mathrm{H}} \left(\boldsymbol{p}\boldsymbol{p}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}$$
(15)

这样便可得到各通道相对参考通道的相位误差。

2.2 方法 2

首先将每个通道的回波数据进行二抽一,分别得到2组虚拟通道信号,见图2。2个虚拟通道间的特性可认为是完全一致,对应的等效相位中心基线为v_s/f_p,f_p为原始的脉冲重复频率。



图 2 通道数据方位重采样

这样通过对各通道回波数据进行方位重采样后,通道数变为了 2*M*,脉冲重复频率变为 *f*_p/2,等效的方位过 采样率降为原来的一半,考虑最严重的情况,即原始回波信号的脉冲重复频率刚好满足 Nyquist 采样定理,则重 采样后回波信号将发生多普勒模糊,模糊次数为 2(模糊次数定义为多普勒带宽与脉冲重复频率的比值),但通道 误差的相对自由度仍保持为 *M*-1。因此方位重采样操作可认为限制了通道误差的自由度,增加了可用于求解通道 误差的方程数。理论上来说,方位重采样率越高,即虚拟通道数越多,则通道误差估计精确度越高,但在实际中, 虚拟通道数增加的同时,多普勒模糊次数也增加了,此外误差估计精确度还与系统杂噪比等因素相关。

方位重采样后,各通道接收回波变为(假设原过采样率为1):

$$S_m(\tau, f_d) = e^{j\zeta_m} \sum_{n=-L}^{L} S_0\left(\tau, f_d + n\frac{f_p}{2}\right) e^{j2\pi\frac{x_m}{v_s}\left(f_d + n\frac{f_p}{2}\right)} + N_m(\tau, f_d)$$
(16)

式中: $m=1,2,3,\dots,2M$;L=0.5。为表述方便,同样使用 $e^{i\zeta_m}$ 表示各通道误差,但2M个通道只有M个不同误差值。 用矢量形式表达式(16)得:

$$\boldsymbol{s} = \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{P} \boldsymbol{s}_0 + \boldsymbol{n} \tag{17}$$

式中:

$$\mathbf{s} = [S_1, S_2, \cdots, S_{2M}]^{\mathrm{T}}$$
 (18)

$$\Gamma = \text{diag}\{e^{j\zeta_1}, e^{j\zeta_2}, \dots, e^{j\zeta_{2M}}\}$$
(19)

$$\boldsymbol{P} = [\boldsymbol{p}^{-L}, \boldsymbol{p}^{L}] \tag{20}$$

$$s_0 = [S_0(\tau, f_d - Lf_r), S_0(\tau, f_d + Lf_r)]^{\mathrm{T}}$$
(21)

$$\boldsymbol{n} = [N_1, N_2, \cdots, N_{2M}]^{\mathrm{T}}$$
(22)

式中:

(32)

$$\boldsymbol{p}^{n} = \left[1, \mathrm{e}^{j2\pi\frac{x_{2}}{v_{s}}\left(f_{d}+n\frac{f_{p}}{2}\right)}, \cdots, \mathrm{e}^{j2\pi\frac{x_{2M}}{v_{s}}\left(f_{d}+n\frac{f_{p}}{2}\right)}\right]^{\mathrm{T}}$$
(23)

由此就可利用存在多普勒模糊时多通道误差估计方法^[8,10]进行通道误差估计。式(17)的协方差矩阵为:

$$\boldsymbol{R} = E\{\boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}\} = \boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{P}\boldsymbol{R}_{\boldsymbol{s},\boldsymbol{s},\boldsymbol{s}}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Gamma}^{\mathrm{H}} + \sigma^{2}\boldsymbol{I}$$
(24)

$$\mathbf{R}_{\mathbf{s}_0 \mathbf{s}_0} = E\{\mathbf{s}_0 \mathbf{s}_0^{\mathrm{H}}\} = \mathrm{diag}\{\sigma_{s,1}^2, \sigma_{s,2}^2\}$$
(25)

 $\sigma_{s_1}^2$ 和 $\sigma_{s_2}^2$ 为模糊信号功率。对式(24)进行特征分解,得:

$$\boldsymbol{R} = \sum_{n=1}^{2} \lambda_n \boldsymbol{u}_n \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}} + \sum_{n=3}^{2M} \lambda_n \boldsymbol{u}_n \boldsymbol{u}_n^{\mathrm{H}}$$
(26)

式中: $\lambda_n 和 u_n (n \leq 2)$ 分别为 R 的信号特征值和对应的信号特征向量, n > 2时为噪声特征值和噪声特征向量, 由 $U = [u_3, \dots, u_{M}]$ 构成噪声子空间。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,即:

$$span\{\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{p}_{-L}, \boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{p}_{L}\} = span\{\boldsymbol{u}_{1}, \boldsymbol{u}_{2}\}$$

$$(27)$$

$$\boldsymbol{U} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{u}_1, \boldsymbol{u}_2 \end{bmatrix} \tag{28}$$

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[11]:

$$\boldsymbol{U}\left(\boldsymbol{U}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{U}\right)^{-1}\boldsymbol{U}^{\mathrm{H}} = \boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{P}\left(\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Gamma}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{P}\right)^{-1}\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\Gamma}^{\mathrm{H}}$$
(29)

已知
$$U$$
为仿酉矩阵^[11],即 $U^{H}U = I_{2}$,且 $\Gamma^{H}\Gamma = I_{M}$,可得:

 V_{m}

$$UU^{\rm H} = \boldsymbol{\Gamma} \boldsymbol{P} \left(\boldsymbol{P}^{\rm H} \boldsymbol{P} \right)^{-1} \boldsymbol{P}^{\rm H} \boldsymbol{\Gamma}^{\rm H}$$
(30)

今

令:

$$\boldsymbol{V} = \boldsymbol{U}\boldsymbol{U}^{\mathrm{H}}$$
(31)
$$\boldsymbol{Q} = \boldsymbol{P} \left(\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{P} \right)^{-1} \boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}$$
(32)

则

$$-\Gamma_{mm}Q_{m1}\Gamma_{11}^{*} = V_{m1} - Q_{m1}e^{j(\zeta_{m} - \zeta_{1})} = 0$$
(33)

$$\zeta_m - \zeta_1 = \angle \frac{V_{m1}}{Q_{m1}}, \quad m = 1, 2, \cdots, M$$
 (34)

式中∠(•)表示取相位。由此,通过式(34)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。最后将得到的 2M个通道相位误差进行相同通道平均得到最终估计的通道相位误差。

实验验证 3

利用某研究所录取的地基数据进行实验验证,其 各项参数见表 1, 其中 T_p为发射周期, B_r为信号带宽, F。为距离采样频率, d,为方位天线尺寸。

表1 系统参数						
Table1 System parameters						
λ/m	$T_{\rm p}/\mu{ m s}$	B _r /MHz	$F_{\rm s}/{\rm MHz}$	<i>d</i> _a /m	$f_p/{\rm Hz}$	$v_{\rm s}/({\rm m}\cdot{\rm s}^{-1})$
0.03	10	130	200	4.4	20	10

为了获取多通道模糊数据,首先将回波数据的多普勒带宽限制为 2.5 Hz,再按照图 3 的方式抽取得到两通道 数据,这样每个通道的脉冲重复频率(Pulse Recurrence Frequency, PRF)为 2.5 Hz,过采样率为 1。然后再人为地 给每个通道加[-90°,+90°]的随机相位误差。



图 4 给出了在不同信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)下,上述 2 种方法的通道相位误差估计精确度。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 6 个不同的多 普勒单元求平均得到相位误差。从图 4 可以看出, 2 种方法均能正确估计得到通道误差, 采用方法 2 方位重采样 后进行误差估计的精确度更高。

4 结论

利用多通道进行运动目标检测时,要求各通道间的特性一 致,但在实际情况中,由于加工工艺、温度、辐射等环境因素, 各通道间不可避免地存在误差。本文针对多通道 SAR 系统,提 出 2 种通道误差估计方法: a) 基于杂波信号的特征向量与其导 向矢量的线性关系,给出了简单高效的误差估计方法; b) 首先 通过对各通道回波进行方位重采样得到2倍于原通道数的回波信 号,同时每个通道回波信号发生了多普勒模糊,但通道误差的自 由度并未增加,然后再利用杂波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原理进行误差估计。 最后利用仿真和地基实测数据对提出的估计方法进行验证。



参考文献:

- Gierull C H, Sikaneta I C. Raw data based two-aperture SAR ground moving target indication[C]// Proceedings of IGARSS, Toulouse, France: [s.n.], 2003,2:1032-1034.
- [2] Ender J. Detection and estimation of moving target signals by multi-channel SAR[J]. AEU-International Journal of Electronics and Communications, 1996,50(2):150-156.
- [3] Ender J. The airborne experimental multi-channel SAR system AER-II[C]// Proc. EUSAR'96 Conference. Koniswinter, Germany:[s.n.], 1996:49-52.
- [4] 吕孝雷,苏军海,邢孟道,等. 三通道 SAR-GMTI 误差校正方法的研究[J]. 系统工程与电子技术, 2008,30(6):1037-1042.
 (LV Xiao-lei,SU Jun-hai,XING Meng-dao, et al. Ground fast moving target detection based on trichannel SAR-GMTI[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2008,30(6):1037-1042.)
- [5] 刘向阳. 机载多通道 SAR-GMTI 误差分析与补偿方法研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2010. (LIU Xiang-yang. Study on error analysis and compensation for multi-channel airborne SAR-GMTI system[D]. Xi'an:Xidian University, 2010.)
- [6] 徐青,廖桂生,张娟,等. SAR-GMTI构型下分布式小卫星误差估计方法[J]. 电子学报, 2011,39(4):848-853. (XU Qing, LIAO Gui-sheng,ZHANG Juan, et al. Error Estimation Method for Distributed Small Satellites in the Configuration for SAR-GMTI[J]. Acta Electronica Sinica, 2011,39(4):848-853.)
- [7] 夏猛,杨小牛. 星机双基地 SAR-GMTI 中的运动误差分析[J]. 系统工程与电子技术, 2012,34(5):925-930. (XIA Meng, YANG Xiao-niu. Motion error analysis of spaceborne-airborne bistatic SAR-GMTI[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2012,34(5):925-930.)
- [8] LI Z,WANG H,BAO Z,et al. Performance improvement for constellation SAR using signal processing techniques[J]. IEEE Transactions on Aerosp. Electron. System, 2006,42(2):436-452.
- [9] 王永良,陈辉,彭应宁,等. 空间谱估计理论与算法[M]. 北京:清华大学出版社, 2004. (WANG Yong-liang, CHEN Hui, PENG Ying-ning, et al. Spatial spectrum estimation theory and algorithm[M]. Beijing:Tsinghua University Press, 2004.)
- [10] YANG T,LI Z,YANG Y,et al. Channel error estimation methods for multichannel SAR systems in azimuth[J]. IEEE Geosci. Remote Sens. Lett., 2013,10(3):548-552.
- [11] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京:清华大学出版社, 2004. (ZHANG Xian-da. Matrix analysis and Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004.)

作者简介:



吴明宇(1976-),男,江西省峡江县人,在 读博士研究生,研究方向为阵列信号处理、SAR 成像及地面动目标检测.email:inhurry@163.com. 杨桃丽(1987-),女,四川省乐山市人,在读博士研究生,研究方向为干涉合成孔径雷达成像.

吴顺君(1942-),男,上海市人,教授,博士生导师,研 究方向为自适应信号处理、高速数字信号处理、电子系统建 模与仿真. **李真芳**(1977-),男,山东省寿光县人,教授,博士生导师,研究方向为干涉合成孔径雷达成像及地面动目标检测.