

基于地面发射机的方位多通道 SAR 系统 通道幅相误差估计方法

李奥坤^{1,2,3} 洪峻^{1,2} 明峰^{1,2}

(1. 中国科学院电子学研究所 北京 100190; 2. 微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190;
3. 中国科学院大学 北京 100049)

摘要:方位多通道 SAR 系统能够克服最小天线面积的限制,从而满足了高分辨率和宽测绘带的性能要求,是星载 SAR 研究的热点。对于方位多通道 SAR 系统,通道间的幅相误差对系统成像性能有很大影响,必须对其进行标定。针对幅相误差具有空变性和估计精度易受噪声影响的特点,利用子空间投影算法,提出了一种基于地面发射机的定标方法,通过合理的地面发射机布设策略,解决幅相误差空变特性估计的问题,通过地面发射机容易实现高信噪比的特点,抑制噪声对估计精度的影响。最后通过仿真实验,对提出方法的有效性和精度进行了仿真实验,实验表明,该方法可以通过布设少量地面接收机即可解决幅相误差估计中空变特性和噪声影响的问题,同时还降低了算法的运算量,在仿真中达到了良好的估计精度,实现了成像的校正。

关键词:方位多通道 SAR;幅相误差估计;定标方法

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.70

Method of gain-phase error estimation for azimuth multi-channel spaceborne SAR system based on transmitter on the ground

Li Yukun^{1,2,3} Hong Jun^{1,2} Ming Feng^{1,2}

(1. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;
2. National Key Laboratory of Science and Technology on Microwave Imaging, Beijing 100190, China;
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Azimuth multi-channel spaceborne SAR system are able to overcome the limitation of minimum antenna constraint, so that it can yield high resolution and wide swath (HRWS) images. For this reason, this system is becoming research hotspots now. For azimuth multi-channel spaceborne SAR system, gain-phase errors between channels have a negative effect on the quality of imaging of system, so we must calibrate those errors. For range-variant characteristics of phase error and negative effect on estimation caused by noise, utilizing Signal Subspace Comparison algorithm, we put forward a method of gain-phase error estimation based on transmitter on the ground. Through suitable disposition of transmitter, we can overcome range-variant characteristics of phase error. Through controlling the power of transmitter, we can restrain the negative effect on estimation caused by noise. Finally, we validate it through simulation. It shows that we can solve the problem caused by range-variant characteristics of phase error and the effect of noise by using a few transmitter. At the same time, in this way we can guarantee the precision of algorithm and it can also abates the amount of calculation.

Keywords: azimuth multi-channel spaceborne SAR system; gain-phase error estimation; method of calibration

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^[1],无法同时获得宽距离测绘带和高方位分辨率。多通道 SAR 系统采用数字波束形成技术(digital beam forming, dDBF)^[2]可以在保证无距离模糊的前提

收稿日期:2017-03

下,通过多普勒模糊抑制来实现高分辨宽测绘带成像^[3]。方位多通道 SAR 在实现高分辨率宽测绘带的过程中,需要对信号进行 DBF 解模糊,这就要求各通道的特性一致^[4],通道位置也必须精确已知^[5]。然而,对于实际星载 SAR 系统,各通道之间存在着不可避免的误差。文献[6]对星载 MC-SAR 系统的误差源进行了分析,由于外界环境因素和通道自身的加工工艺,各接收通道的幅相特性不可能完全一致;同时,安装、制造、测量误差和天线姿态误差都会导致各通道天线相位中心位置测量也存在误差,这两类非理想因素造成了通道间的幅相不一致,将影响星载 MC-SAR 系统 DBF 解模糊性能,对成像造成严重影响^[7]。因此,通道间幅相误差必须得到校正。针对这一问题,国内外提出了多种估计通道间幅相误差的方法。文献[8]提出了距离互相关法,它需要的运算量极小,但其对系统参数有着很高的要求,需要设置单独的定标模式;文献[9]提出了二维自适应校正法,该算法复杂度很低,但是幅度校正的结果却不是理想;文献[10]提出了基于回波数据的子空间投影法,它考虑了噪声的影响,通过信号子空间与噪声子空间正交性,估计出通道幅相误差。对于该算法,针对噪声对估计精度的影响,文献[1]提出了取多个不同的多普勒单元回波多次估计求平均的方法。然而在噪声较大的情况下,该方法的估计精度不能得到保证。针对相位误差空变性对估计精度的影响,文献[11]提出了在距离向上分块的方法。然而这一方法要求子块内误差空变性不能过大,这使得该算法的复杂度很高。

针对这两个问题,利用子空间算法,提出了一种基于地面发射机的定标方法来估计通道间的幅相误差。该方法通过控制发射机信号功率,能够消除信噪比不足对估计精度的影响,也简化了算法的运算量。同时,通过分析通道间相位误差的空变特性,从而提出对应的发射机布设策略来克服相位误差空变性的影响。在仿真实验中,加入了高斯白噪声,通过分析噪声对算法性能的影响,提出了对发射机信噪比的要求。通过仿真实验验证,算法达到了良好的估计精度,所提方法能够用于噪声过大和相位误差空变性较突出的环境。

2 基于地面发射机信号的回波模型

如图 1 所示,设方位多通道系统有 M 个通道,沿航向分布,通道间间隔为 d 。X 轴方向为雷达运动方向,Z 轴背向地球中心,Y 轴垂直于 X-Z 平面, θ 为天线下视角。

假设各通道同时接收在地面 P 点位置的发射机发射的信号, P 点坐标为 (x, y, z) 。设第一个通道为参考通道,坐标为 $(0, 0, 0)$,系统速度为 v ,校正源 P 到参考通道的距离为 $r_0(t) = \sqrt{(x - vt)^2 + y^2 + z^2}$,则参考通道接收到的回波信号为:

$$s_0(\tau, t) = g(t)h\left(\tau - \frac{r_0(t)}{c}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi r_0(t)}{\lambda}\right) \quad (1)$$

式中: τ 为方位向时间, t 为距离向时间, c 为光速, λ 为发

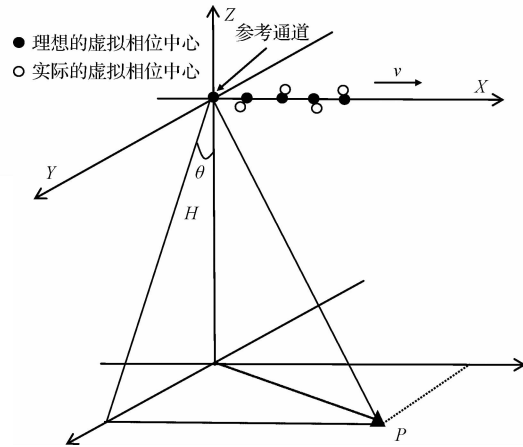


图 1 方位多通道系统几何模型

射信号波长, $g(t)$ 表示单程天线方向图, $h(\tau)$ 表示天线接收到的发射信号。

设第 m 个通道的坐标为 $(x_m, 0, 0)$,其接收到的发射机发出的信号为:

$$s_m(\tau, t) = g(t)h\left(\tau - \frac{r_m(t)}{c}\right)\exp\left(-j\frac{2\pi r_m(t)}{\lambda}\right) \quad (2)$$

其中,校正源 P 到第 m 个通道的距离为:

$$r_m(t) = \sqrt{(x - vt - x_m)^2 + y^2 + z^2} \approx \sqrt{y^2 + z^2} + \frac{v^2 \left(t + \frac{x_m - x}{v}\right)^2}{2\sqrt{y^2 + z^2}} = r_0\left(t + \frac{x_m}{v}\right) \quad (3)$$

由式(1)~(3)可得, $s_m(\tau, t) \approx s_0\left(\tau, t + \frac{x_m}{v}\right)$,即其他通道接收到的信号近似为参考通道方位向的延时。转换到距离-多普勒域,同时考虑加性噪声,可得:

$$S_m(\tau, f_d) \approx S_0(\tau, f_d)\exp\left(j2\pi\frac{x_m}{v}f_d\right) + N_m(\tau, f_d) \quad (4)$$

式中: f_d 表示多普勒频率。因为高分辨率宽测绘带方位多通道系统每个通道的方位向采样频率(PRF)都低于多普勒带宽,所以每个通道接收的回波均发生多普勒模糊,式(4)变为:

$$S_m(\tau, f_d) = \sum_{n=-N}^N S_0(\tau, f_d + nf_s)\exp\left(j2\pi\frac{x_m}{v}(f_d + nf_s)\right) + N_m(\tau, f_d) \quad (5)$$

其中,多普勒模糊数为 $2N+1$, f_s 为方位向采样频率。将每个通道的回波用矢量形式表达,可得以下各矩阵:

$$\mathbf{S}(\tau, f_d) = [S_1(\tau, f_d), \dots, S_M(\tau, f_d)]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{S}_0(\tau, f_d) = [S_0(\tau, f_d - Nf_s), \dots, S_0(\tau, f_d + Nf_s)]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{a}(f_d + nf_s) = \left[1, \exp\left(j2\pi\frac{x_m}{v}(f_d + nf_s)\right), \dots, \exp\left(j2\pi\frac{x_m}{v}(f_d + nf_s)\right)\right]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{A}(f_d) = [\mathbf{a}(f_d - Nf_s), \dots, \mathbf{a}(f_d + Nf_s)] \quad (9)$$

$$\mathbf{N}(\tau, f_d) = [N_1(\tau, f_d), \dots, N_m(\tau, f_d)]^T \quad (10)$$

由式(5)可知,上面各矩阵关系可表示为:

$$\mathbf{S}(\tau, f_d) = \mathbf{A}(f_d)\mathbf{S}_0(\tau, f_d) + \mathbf{N}(\tau, f_d) \quad (11)$$

然而实际应用中,每个通道的幅度相位响应特性不能完全一样,因此产生了通道幅相特性误差。同时,通道位置也会存在误差。天线的安装、形变等因素会使天线相位中心发生偏移;飞行中天线姿态误差也将导致天线相位中心位置误差^[12]。由文献[13-14],沿航向的通道位置误差会产生方位向的延时,但在一般的误差范围内,对系统性能没有显著影响,因此可以忽略;沿垂直向的通道位置误差会导致通道相位误差。由此可知,通道幅相特性误差和通道位置误差将引起通道间的幅相误差,导致各通道不平衡,对系统成像性能造成严重影响。因此需要估计出各通道相对于参考通道的幅度和相位误差,并进行补偿,使各通道均衡。为此,需对式(11)进行改写,将幅相误差加入接收信号模型。设第 m 个通道幅相误差为 $\gamma_m e^{j\xi_m}$, 对于参考通道, $\gamma_1 = 1, e^{j\xi_1} = 1$ 。将各通道幅相误差表示为矩阵形式得:

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}[1, \gamma_2 e^{j\xi_2}, \dots, \gamma_m e^{j\xi_m}] \quad (12)$$

式(11)可变为:

$$\mathbf{S}(\tau, f_d) = \mathbf{\Gamma}\mathbf{A}(f_d)\mathbf{S}_0(\tau, f_d) + \mathbf{N}(\tau, f_d) \quad (13)$$

3 估计算法与流程

3.1 相位误差估计

本文的相位误差估计算法采用了子空间投影算法。由文献[10]可知,每个多普勒单元都与一个方位角相对应,关系为:

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \sin\varphi \quad (14)$$

由接收信号模型可知,每个通道接收到的信号均存在方位向模糊,因此相当于接收了多个来自不同方位角的信号,这样就为估计算法提供了多个校正源。由文献[14],相位误差 $[1, e^{j\xi_2}, \dots, e^{j\xi_m}]$ 的估计值可由下面的代价函数进行最小化后得到:

$$J = \sum_{n=-N}^N \|\hat{\mathbf{E}}_n^H \mathbf{\Gamma} \mathbf{a}(\tau, f_d + n f_s)\|^2 \quad (15)$$

其中, $\hat{\mathbf{E}}_n$ 为信号的噪声子空间 \mathbf{E}_n 的估计值。 \mathbf{E}_n 可由接收信号的协方差矩阵得到。协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{SS} = \mathbf{E}[\mathbf{S}\mathbf{S}^H] = \mathbf{\Gamma}\mathbf{A}\mathbf{R}_{HH}\mathbf{A}^H\mathbf{\Gamma}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M \quad (16)$$

式中: $[\cdot]^H$ 表示共轭转置, σ_n^2 为噪声功率, \mathbf{I}_M 为 M 维的单位方阵。由信号与噪声相互独立特性,协方差矩阵可分解为与信号子空间和噪声子空间,并且两者为正交关系。得到两个子空间的方法为对协方差矩阵进行特征分解,得到 M 个特征值和对应的 M 个特征向量,分别表示为 λ_m 和 $u_m (m = 1, \dots, M)$, 将 λ_m 降序排列,得到最大的 $2N+1$ 个值,将它们对应的特征向量依次排列,组成的矩阵为信号子空间 $\mathbf{E}_s = [u_1, \dots, u_{2N+1}]$, 剩余的特征向量则组成了噪声子空间 $\mathbf{E}_n = [u_{2N+2}, \dots, u_M]$ 。对于该算法,这也同时限

定了多普勒模糊数 $2N+1$ 应当小于系统通道数 M 。

因为在对接收信号进行计算时,无法直接通过式精确得到 \mathbf{R}_{SS} , 一般通过下式得到估计值:

$$\hat{\mathbf{R}}_{SS}(\tau, f_d) = \frac{1}{2K+1} \sum_{k=0}^{2K} \mathbf{S}(\tau - K + k, f_d) \mathbf{S}^H(\tau - K + k, f_d) \quad (17)$$

根据文献[1],最终可由代价函数最小化推导出下式得出相位误差:

$$\xi_m = \text{angle}\left(\frac{\mathbf{V}_{m1}}{\mathbf{Q}_{m1}}\right) \quad m = 1, \dots, M \quad (18)$$

其中, $\mathbf{V} = \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H, \mathbf{Q} = \mathbf{A}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ 。

3.2 幅度误差估计

幅度误差估计算法非常简单,仅需要一个计算式即可求得估计值。根据文献[15],可利用下式来进行估计:

$$\gamma_m = \sqrt{\frac{(\mathbf{R}_{SS}(f_d))_{mm} - \sigma^2}{(\mathbf{R}_{SS}(f_d))_{11} - \sigma^2}} \quad m = 1, \dots, M \quad (19)$$

其中,噪声功率 $\sigma^2 = \frac{1}{M-2N-1} \sum_{n=2N+2}^M \lambda_n$ 。

3.3 算法流程

综合上述内容,本文方法所需的算法流程可总结如下。

- 1) 由式(17)得到接收信号协方差矩阵,进行特征分解得到信号子空间 \mathbf{E}_s 和噪声子空间 \mathbf{E}_n 。
- 2) 由式(19)估计出幅度误差并进行补偿。
- 3) 根据已知的矩阵 \mathbf{A} 和求出的信号子空间计算出矩阵 \mathbf{Q} 和 \mathbf{V} 后,通过式(18)估计出各通道相位误差。

3.4 仿真实验

根据 3.3 中设定的算法流程,通过点目标仿真来验证该算法应用于所提方法时的性能。

表 1 仿真参数

参数	值	参数	值
卫星速度	7 400 m/s	载波频率	9.65 GHz
卫星高度	750 km	理想脉冲重复频率	1 245 Hz
过采样率	1.2	方位向子孔径数	5
多普勒带宽	3 700 Hz	子孔径间距	2.4 m

仿真中,在信号中加入了 30 dB 噪声,并同时加入幅度误差和相位误差,其中幅度误差在 (0.8, 1.2) 范围内随机变化,相位误差弧度值在 $(-\pi/2, \pi/2)$ 范围内随机变化。采用表 1 中的参数,进行仿真,通过估计算法得到误差估计值。对系统接收信号进行补偿后,得到了校正后的点目标仿真结果。图 2 中,图(a)为校正前的点目标的方位向截面,图(b)为校正后的点目标的方位向截面。

由图 2 可以看出,幅相误差在方位向上产生了假目标,对成像产生了很大影响;而校正后,假目标得到抑制,成像结果较好。

为得到算法的估计精度,分别统计了幅度和相位误差估计值的结果,如表 2、3 所示。

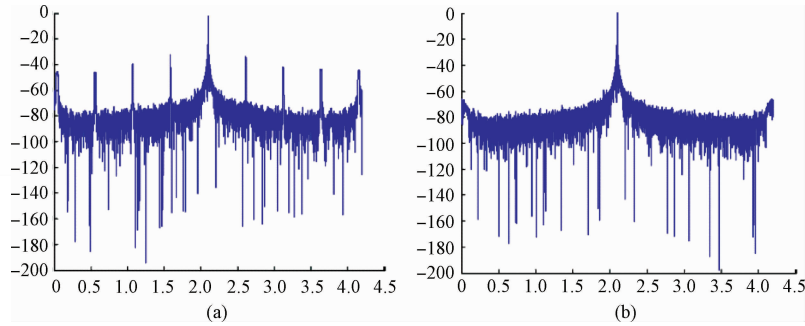


图2 校正前后方位向截面对比

表2 幅度误差估计结果

幅度误差估计	通道 1	通道 2	通道 3	通道 4	通道 5
实际值	0	1.2	1.039 9	1.012 2	1.172 7
估计值	0	1.167 0	1.034 7	0.965 4	1.170 8

表3 相位误差估计结果

相位误差估计	通道 1	通道 2	通道 3	通道 4	通道 5
实际值	0	-0.416 8	-0.150 5	1.221 8	-0.328 0
估计值	0	-0.416 4	-0.150 0	1.222 2	-0.328 0

从表2、3中可以看到,幅度误差估计值与设定的随机产生的幅度误差最多仅差不到0.05;相位误差估计精度可达到以弧度为单位的千分位。为验证估计精度已达到要求,可通过成像指标(峰值旁瓣比,积分旁瓣比,分辨率)进行衡量,分别统计加入误差前和校正后的方位向的以上3类成像指标进行对比,得到表4所示。

表4 校正带来的成像指标变化

	峰值旁瓣比/dB	积分旁瓣比/dB	分辨率/m
无误差	-16.055 4	-12.054 8	1.846 6
校正后	-16.055 0	-12.053 1	1.846 6

由表4可以看出,校正后积分旁瓣比,峰值旁瓣比,分辨率3项指标相对于无误差时的指标,其数值变化大小均在可以接受的范围内,对成像来讲没有明显的差别。

从以上分析可知,子空间投影法可以很好地应用到本文所提出的定标方法中。

4 定标策略

4.1 相位误差空变性分析

由上节可知,通道位置误差通过引起天线相位中心到发射机的距离变化,产生了相位误差。为确定定标过程中发射机的布置,需要对通道位置误差的空变特性进行分析。首先,对该误差进行建模。在质心轨道坐标系下,记第 m 个通道的相位中心位置误差矢量为 $(\Delta x_m, \Delta y_m, \Delta z_m)$,第 m 通道的相位中心位置可表示为 $(v_s t + d + \Delta x_m,$

$\Delta y_m, \Delta z_m)$,则通道 m 到点目标的距离为 $R_m = \sqrt{(v_s t + d + \Delta x_m - x)^2 + (\Delta y_m - y)^2 + (\Delta z_m - z)^2}$,则回波路径为 $r_m = R_m + \sqrt{(v_s t - x)^2 + (-y)^2 + (-z)^2}$,由二阶近似,及 $\left| v_s t + \frac{d + \Delta x_m}{2} - x \right| \ll R_0$, ($R_0 = \sqrt{y^2 + z^2}$),得到 $r_m \approx \sqrt{\left(v_s t + \frac{d + \Delta x_m}{2} - x \right)^2 + R_0^2} + \Delta r_m$,其中 $\Delta r_m = -\frac{1}{2}(\Delta y_m \sin \theta + \Delta z_m \cos \theta)$ 表示由通道位置误差引起的回波路径差, θ 为下视角。进而可得相位误差为:

$$\Delta \varphi = -4\pi \Delta r_m / \lambda = \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta y_m \sin \theta + \Delta z_m \cos \theta) \quad (20)$$

由式(20)可知,相位误差具有空变性,即对于不同下视角下的不同场景,需要补偿的相位误差不同。因此,如果只在一点布设发射机,只能估计出该下视角下的相位误差。用该估计值对其他下视角位置的场景进行补偿,则会不准确,造成很大的残余相位误差,影响成像性能。因此,需要对相位误差的空变特性规律进行分析,在适当的位置布设发射机。

由文献[13],垂直向相位中心位置误差一般不会超过2cm,由式(20)可知,当 $|\Delta y_m - \Delta z_m|$ 最大时,产生的相位误差也最大。为确保充分考虑相位误差空变性的影响,假设 $|\Delta y_m - \Delta z_m|$ 达到最大值,在此,假设 $\Delta y_m = 2$ cm, $\Delta z_m = -2$ cm。对于雷达系统,下视角 θ 一般变化 $3^\circ \sim 4^\circ$,因此在仿真参数中将下视角范围设为 $40^\circ \sim 44^\circ$ 。由式(20)得到相位误差随下视角变化的图像,如图3所示。

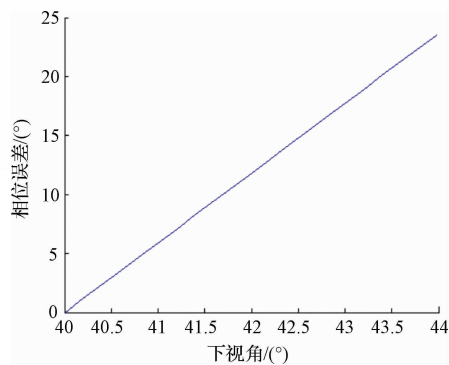


图3 相位误差空变特性

当下视角从 40° 增加到 44° 时,可能产生的最大相位误差已接近 25° ,会对成像造成影响,因此必须对由下视角变化造成的相位误差进行估计并补偿。由图3可知,下视角变化产生的相位误差与下视角存在线性关系,因此只需在

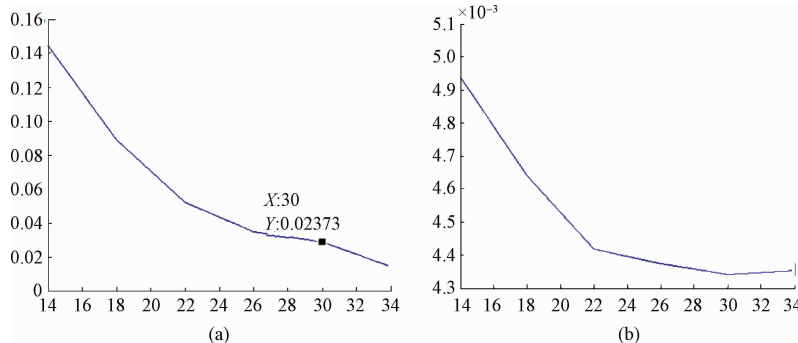


图4 估计误差均方值随信噪比变化曲线

图4中,图(a)为幅度误差估计,图(b)为相位误差估计,图中横坐标均为信噪比,纵坐标均为估计误差均方值(ARMSE)。由以上结果,可以得出信噪比在30 dB以上时,估计精度较高且稳定。从而,可控制发射功率,使估计算法在理想信噪比条件下进行。

5 结论

通过利用子空间算法,提出了一种基于地面发射机的定标方法来估计方位多通道系统的幅相误差。通过仿真实验,验证了估计算法的性能上的可靠性。分析了相位误差的空变特性和信噪比对估计算法性能的影响,使得提出的定标方法克服了相位误差的空变影响,解决了噪声比不理想的问题,同时也因此降低了算法的运算量。

参考文献

- [1] 杨桃丽,李真芳,刘艳阳,等. 两种星载高分辨宽测绘带 SAR 系统通道相位误差估计方法[J]. 电子学报, 2013, 41(5): 931-935.
- [2] BAUMGARTNER S V, KRIEGER G. Simultaneous high-resolution wide-swath SAR imaging and ground

下视角为 $40^\circ, 42^\circ, 44^\circ$ 对应的3个点处,沿距离向布设3台发射机,即可在定标过程中精确的得到如图3所示的相位误差随下视角变化的线性函数。由此,对场景中的每一个点,都能较精确的补偿空变带来的相位误差。

4.2 信噪比分析

由文献[1],信噪比过小会对子空间算法的估计精度造成影响,因此基于回波数据的算法采取了取不同多普勒单元多次重复估计的手段,来降低噪声的影响。由于使用地面发射机进行定标,所以可以人为地控制信噪比,使其在理想范围内来避免受到噪声影响。由此,为得到信噪比的理想范围,需要得出信噪比对算法精度及稳定性的影响特性。对此,以表1所给参数进行仿真,仿真中分别加入幅度及相位误差,幅度误差在(0.8,1.2)随机变化,相位误差弧度在 $(-\pi/2, \pi/2)$ 随机变化,分别进行100次蒙特卡洛实验,得到估计误差均方值(ARMSE)随信噪比变化的曲线,如图4所示。

moving target indication; processing approaches and system concepts[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations & Remote Sensing, 2015, 8(11): 5015-5029.

- [3] HONG F, WANG R, ZHANG Z, et al. Integrated time and phase synchronization strategy for a multichannel spaceborne-stationary bistatic SAR system[J]. Remote Sensing, 2016, 8(8): 628.
- [4] LASKOWSKI P, BORDONI F, YOUNIS M. Antenna pattern compensation in multi-channel azimuth reconstruction algorithm[C]. Proceedings of the Advanced Rf Sensors & Remote Sensing Instruments, 2011.
- [5] 刘艳阳,李真芳,杨桃丽,等. 一种单星方位多通道高分辨率宽测绘带 SAR 系统通道相位偏差时域估计新方法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(12): 2913-2919.
- [6] 马仑,廖桂生,李真芳. 多通道 SAR 误差估计与补偿方法及其实测数据验证[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(6): 1305-9.

(下转第51页)