

星载 SAR 天线阵面形变分析与补偿方法*

曾祥能^{1,2}, 何峰², 张永顺¹, 董臻²

(1. 空军工程大学 导弹学院, 陕西 三原 713800; 2. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 研究了星载 SAR 天线阵面形变对波束输出的影响及形变补偿方法。针对未来星载 SAR 将采用的柔性阵面, 提出了一种用于星载 SAR 天线的空间形变实时测量与控制的闭环系统, 建立了阵面形变下阵列流形误差模型, 得出小幅度形变主要影响波束的旁瓣输出, 通过求解补偿形变权值的最小二乘解, 使阵列形变补偿后波束输出与期望波束输出最佳逼近, 并给出用于阵列误差补偿的阵列形变测量精度要求。仿真结果验证了本文方法结论的正确性与有效性。

关键词: 星载 SAR; 阵面形变; 误差补偿; 阵列流形

中图分类号: TN957.52 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2012)03-0158-06

Analysis and compensation of spaceborne SAR antenna array deformation

ZENG Xiangneng^{1,2}, HE Feng², ZHANG Yongshun¹, DONG zhen²

(1. Missile Institute, Air Force Engineering University, Sanyuan 713800, China;

2. College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The beam output of deformed Spaceborne SAR antenna array and the deformation error compensation are studied. Considering the flexible antenna array which may be adopted in the future Spaceborne SAR, a closed loop system for measuring and controlling of Spaceborne SAR antenna array's deformation is proposed, and the steering vector model of deformed antenna array is presented. It was found that the mild deformation affect the beam's sidelobe output more than the beam's main-lobe. Then, the compensated weights were solved by the least square method, which can approximate the deformed antenna array outputs to the original antenna array outputs at most. Next, the deformed antenna array measuring precise demand was worked out. The validity of this method is verified by simulation.

Key words: spaceborne SAR; antenna array deformation; deformation error compensation; steering vector

未来星载 SAR 将朝着轻量化、经济型、多功能、敏捷快响的方向发展^[1-2], 一般会使用可展开折叠的平面状天线, 其口径一般在 10 ~ 20m², 甚至在 30m² 以上。为了进一步实现轻量化设计、降低发射难度与成本, 星载 SAR 天线将采用轻质结构、并去掉刚性支架^[2]。因此, 星载 SAR 天线结构出现跨度大、质量轻、刚度低、阻尼弱等动力学特性, 属于大型挠性空间结构。在空间中, 由于卫星姿态调整、变轨、空间碎片碰撞、热载荷等干扰作用, 星载 SAR 天线会出现难以避免的空间位置形变, 造成天线波束畸变, 影响天线输出性能, 将会对星载 SAR 的模糊抑制性能产生严重影响, 造成阵列的信噪比损失, 对星载 SAR 天线阵面形变对波束输出的影响分析及误差补偿产生干扰。

针对 SAR 天线阵面形变对波束输出的影响, 学者们已经作了一定的研究, Wang 分析了天线的

典型机械误差对方向图函数的影响^[3]。陈杰等建立了天线展开误差模型及天线热变形误差模型, 基于成对回波理论分析了星载 SAR 相控阵天线展开误差和热变形误差对模糊性能的影响。Schippers 等以无人机载 SAR 天线为对象, 研究了天线变形或振动对其性能的影响, 并针对天线阵面的振动误差输出进行补偿^[4-6], 这些研究都是基于规律性阵列误差进行研究, 并重点研究天线阵列误差模型的构建。Takshshi 等分析了热振动对相控阵天线的影 响, 并研究了在轨校准方法^[7]。Yonezawa 研究了展开相控阵天线的形变测量问题, 利用多个观测点对阵面形变进行实时观测并用于波束校正^[8]。加拿大的 MDA 公司对去刚性支架的柔性阵列天线进行了开创性的应用研究, 其通过一个专门的天线形变测量系统对柔性阵列天线的阵面形变进行实时测量, 再通过相

* 收稿日期: 2011-07-28

基金项目: 国家部委资助项目

作者简介: 曾祥能(1983—), 男, 湖南新宁人, 博士研究生, E-mail: zengxiangneng103@163.com;

张永顺(通信作者), 男, 教授, 博士生导师, E-mail: zhangyongshun@126.com

位补偿技术以保证阵列波束不变形^[9]。当前已有的研究主要集中在对天线振动、热变形造成的位置误差监测和影响分析,而对误差补偿的研究则主要是关于接收波束对散射目标的波达方向估计误差校正。对于星载 SAR 阵列天线,其发射波束的畸变将会影响测绘带内能量分布及模糊抑制性能,当前还很少有这方面的研究。本文基于小幅度的一维线阵天线形变问题,对星载 SAR 阵列天线的位置误差进行建模,分析其对波束输出产生的影响,并研究通过相位补偿权值来获得无误差波束输出。

1 阵列天线位置误差模型

当阵列天线的一个或多个阵元位置发生改变,相对于原有的阵列构型,由规则阵变为不规则阵,则阵列天线的方向图将发生改变。在一定程度上,位置误差和相位误差一样,原理上都是改变了原阵列的阵列流形,可按相位误差进行讨论。对于柔性阵列天线单元的位置误差测量,可通过在阵列单元的附着表明设置若干标志点,每个标志点处发射专用测量信号至平台上的位置测量系统,由多个无源接收系统对标志点进行空间位置解算,最后根据各天线单元的位置形变量进行相位补偿,使发射波束维持设定的形状,整个处理流程如图 1 所示。

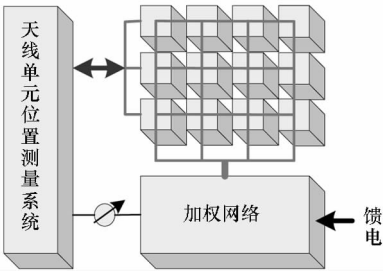


图 1 阵列天线位置误差测量与补偿控制示意图

Fig. 1 The configuration of antenna array cell position measuring and compensation

由 M 个阵元组成的均匀线阵,将阵列发射-接收角度空间表示为离散的角度集合 $\{\theta_n\}$ ($n = 1, \dots, N$),天线阵列流形为 \mathbf{A} :

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_n), \dots, \mathbf{a}(\theta_N)] \quad (1)$$

$\mathbf{a}(\theta_n)$ 为 $M \times 1$ 维指向 θ_n 的导向矢量:

$$\mathbf{a}(\theta_n) = \left[\exp\left(j2\pi \frac{d_1 \sin\theta_n}{\lambda}\right), \dots, \exp\left(j2\pi \frac{d_M \sin\theta_n}{\lambda}\right) \right]^T \quad (2)$$

式中 λ 为信号波长, d_m ($m = 1, \dots, M$) 为第 m 个阵元位置。

在阵列加权矢量 $\mathbf{W} = [w_1, \dots, w_M]^T$ 作用下

的发射波束输出为:

$$\mathbf{P} = \mathbf{W}^T \cdot \mathbf{A} \quad (3)$$

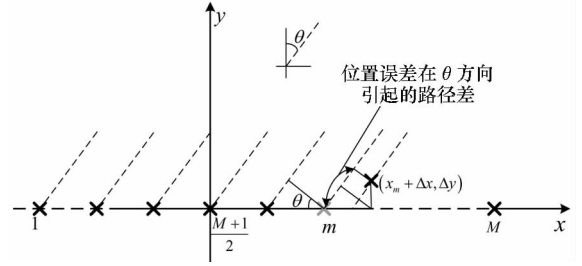


图 2 线阵阵元位置误差引起路径差

Fig. 2 The path difference arise from antenna cell position error of linear array

均匀线阵的二维形变如图 2 所示,第 m 个阵元位置由 $(x_m, 0)$ 变为 $(x_m + \Delta x_m, \Delta y_m)$ 后,在空间指向 θ 处路径差变化为

$$\Delta D_m(\theta) = \Delta x_m \cdot \sin\theta + \Delta y_m \cdot \cos\theta \quad (4)$$

显然,阵元位置相对原规则布阵发生改变后,其传播路径的改变量与空间指向 θ 相关,从而使阵列流形附加一个随 θ 变化的相位项。阵列位置误差改变了天线阵列流形,表示为 $\tilde{\mathbf{A}} = [\tilde{\mathbf{a}}(\theta_1), \dots, \tilde{\mathbf{a}}(\theta_n), \dots, \tilde{\mathbf{a}}(\theta_N)]$:

$$\tilde{\mathbf{a}}(\theta_n) = \tilde{\mathbf{T}}(\theta_n) \mathbf{a}(\theta_n) \quad (5)$$

式中 $\tilde{\mathbf{T}}(\theta_n)$ 为方位依赖的 $M \times M$ 维对角阵,其第 m 个对角元素 $[\tilde{\mathbf{T}}(\theta_n)]_m$ 对应第 m 个阵元在方位 θ_n 上的相位误差,可按下式计算:

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{T}}(\theta_n)]_m &= \exp\left[j2\pi \cdot \frac{\Delta D_m(\theta_n)}{\lambda}\right] \\ &= \exp\left[\frac{j2\pi}{\lambda} \cdot (\Delta x_m \cdot \sin\theta_n + \Delta y_m \cdot \cos\theta_n)\right] \end{aligned} \quad (6)$$

则阵列发生形变后,其指向为 θ_0 的均匀权发射波束输出为

$$\tilde{\mathbf{P}} = \mathbf{W}^T \cdot \tilde{\mathbf{A}} \quad (7)$$

阵列流形的改变量为 $\Delta \mathbf{A} = \tilde{\mathbf{A}} - \mathbf{A}$,对应的输出发射波束形状改变量为

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{P} &= \tilde{\mathbf{P}} - \mathbf{P} \\ &= \mathbf{W}^T \cdot \Delta \mathbf{A} \\ &= \mathbf{W}^T \cdot \{[\tilde{\mathbf{T}}(\theta_1) - \mathbf{I}] \cdot \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \\ &\quad [\tilde{\mathbf{T}}(\theta_N) - \mathbf{I}] \cdot \mathbf{a}(\theta_N)\} \end{aligned} \quad (8)$$

则阵列形变引起的 θ_n 方向的波束输出改变量 $\Delta \mathbf{P}(\theta_n)$ 为

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{P}(\theta_n) &= \mathbf{W}^T \cdot [\tilde{\mathbf{T}}(\theta_n) - \mathbf{I}] \cdot \mathbf{a}(\theta_n) \\ &= \sum_{m=1}^M [\mathbf{W}^T]_m \cdot ([\tilde{\mathbf{T}}(\theta_n)]_m - 1) \cdot [\mathbf{a}(\theta_n)]_m \end{aligned} \quad (9)$$

由于在发射波束的主瓣区域内满足 $[\mathbf{W}^T]_m \cdot$

$[\mathbf{a}(\theta_n)]_m \approx 1, (m = 1, \dots, M)$ 。则对于主瓣区域 Θ_{main} 内的波束输出改变量可近似表示为

$$\Delta \mathbf{P}(\theta) = \text{tr}(\tilde{\Gamma}(\theta)) - M, \quad (\theta \in \Theta_{\text{main}}) \quad (10)$$

其中 $\text{tr}(\cdot)$ 表示取矩阵的迹, 由式(6)、(10)可知, 当形变的阵元数较少且形变量 ΔD_m 较小时, 有 $\sum_{m=1}^M [\tilde{\Gamma}(\theta)]_m \approx M$, 即发射波束的主瓣区域波束输出改变量较小。在旁瓣区域则不同, 由式(9)可见, 在旁瓣区域可能出现 $[\mathbf{W}^T]_m \cdot ([\tilde{\Gamma}(\theta_n)]_m - 1) \cdot [\mathbf{a}(\theta_n)]_m = 1$, 从而使波束输出的改变剧烈。因此, 柔性天线的小范围微量形变主要影响发射波束的旁瓣输出, 对主瓣输出的改变量并不显著。

2 阵列天线位置误差补偿

为了维持无阵列形变时的阵列波束形状, 则考虑调整阵列天线发射波束对应的权值, 使阵列波束输出尽量接近无形变的波束输出。存在形变的阵列流形为 $\tilde{\mathbf{A}}$, 设用于补偿阵列天线位置误差的阵列权值为 \mathbf{W}_{com} , 则经此权值补偿后的波束输出为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{\text{com}} &= \mathbf{W}_{\text{com}}^T \cdot \tilde{\mathbf{A}} \\ &= \mathbf{W}_{\text{com}}^T \cdot [\tilde{\Gamma}(\theta_1)\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \tilde{\Gamma}(\theta_N)\mathbf{a}(\theta_N)] \end{aligned} \quad (11)$$

将式(4)与式(3)对比, 则要使完全补偿掉阵列天线位置误差, 就要满足 $\mathbf{P}_{\text{com}} = \mathbf{P}$, 即:

$$\mathbf{W}_{\text{com}}^T \cdot \tilde{\Gamma}(\theta_n)\mathbf{a}(\theta_n) = \mathbf{P}(\theta_n) \quad (n = 1, \dots, N) \quad (12)$$

一般的, $N > M$, 则式(12)为超定方程组, 无法求得整个方程组的解析解, 但可求得 \mathbf{W}_{com} 的最小二乘解:

$$\mathbf{W}_{\text{com}} = (\tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{A}}^T)^{-1}\tilde{\mathbf{A}}\mathbf{P}^T \quad (13)$$

若阵列波束的离散角度数量较大, 则可对式(12)中的离散角度数 N 中取重点区域的角度区域(如主瓣区域)进行求解。在此基础上, 若局部旁瓣水平过高, 可通过对已获得的权值 \mathbf{W}_{com} 进行微扰, 形成新的阵列控制权值 $\mathbf{W}_{\text{com}} + \Delta \mathbf{W}$, 实现对局部旁瓣区域的控制:

$$\begin{aligned} \min \quad & \Delta \mathbf{W}^H \Delta \mathbf{W} \\ \text{s. t.} \quad & |(\mathbf{W}_0 + \Delta \mathbf{W})^H \mathbf{a}(\theta_s)| \leq \varepsilon \\ & |\Delta \mathbf{W}^H \mathbf{a}(\theta_m)| \leq \delta \end{aligned} \quad (14)$$

其中 θ_s 表示旁瓣区域, θ_m 表示主瓣区域, ε 的设定根据所期望的旁瓣水平而定, δ 为可容忍的主瓣能量波动范围。

当阵列形变量比较小时, $\tilde{\mathbf{A}}$ 相对于 \mathbf{A} 的结构改变比较小, 如每个单元的位置形变量较小, 或者只有少数几个单元的位置形变量较大, 这时, 最小二乘解 $\mathbf{W}_{\text{com}}^T$ 获得波束输出与无形变的波束输出具有最小均方误差意义, 二者很接近。但是, 当阵列天线形变剧烈时, $\tilde{\mathbf{A}}$ 相对于 \mathbf{A} 的结构改变严重, 则通过求取 \mathbf{W}_{com} 的最小二乘解已不能满足阵列位置误差补偿的要求, 波束输出形状畸变严重。对于柔性阵列天线的形变严重问题, 将通过机械控制调整阵列天线单元的空间布阵来解决。

3 阵面形变测量精度要求

根据式(13)得阵列形变补偿校正后波束与无阵列形变的波束输出具有最小二乘意义上的一致, 但相位补偿量计算是基于对阵列形变测量值获得的, 因此, 形变测量精度仍将影响着补偿后的波束输出。测量精度是指测量误差分布的离散与密集程度、与观测条件有关。评定测量精度的常用指标包括中误差、相对误差和极限误差(容许误差), 中误差与统计学的标准差定义形式相同:

$$\sigma = \pm \sqrt{\frac{\Delta_1^2 + \Delta_2^2 + \dots + \Delta_n^2}{n}} \quad (15)$$

式中 Δ_i 为第 i 个形变量测量值的偶然误差。

记阵列形变的测量精度为 σ , 对阵列形变量的测量值 $\Delta \tilde{\mathbf{D}}$ 为

$$\Delta \tilde{\mathbf{D}} = \Delta \mathbf{D} + \sigma \quad (16)$$

以 M 个单元的线阵天线为例, 阵列形变补偿后的波束输出受形变测量精度的影响, 可理解为经形变补偿后的天线阵列仍存在幅度为 $\sigma = [\sigma_1, \dots, \sigma_M]$ 的位置形变, σ 为各元素独立的 M 维向量, 由于对天线阵列形变的测量分别在 x 坐标方向和 y 坐标方向进行, 且对 M 个阵列单元的形变测量条件相同, 则测量值中误差可分为 σ_x 、 σ_y 两类, 根据误差传播定律的线性函数误差传播定律, 容易得到 $\Delta D_m(\theta) = \Delta x_m \cdot \sin\theta + \Delta y_m \cdot \cos\theta$ 的中误差 $m_{\Delta D}$ 为

$$m_{\Delta D} = \sqrt{\sigma_x^2 \cdot \sin^2\theta + \sigma_y^2 \cdot \cos^2\theta} \quad (17)$$

进一步的, 可得 $[\Gamma(\theta)]_m = \exp\left(\frac{j2\pi}{\lambda}\Delta D_m(\theta)\right)$ 的中误差 m_{Γ_m} 为

$$\begin{aligned} m_{\Gamma_m} &= \frac{2\pi}{\lambda} [\Gamma(\theta)]_m \cdot m_{\Delta D} \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} [\Gamma(\theta)]_m \cdot \sqrt{\sigma_x^2 \cdot \sin^2\theta + \sigma_y^2 \cdot \cos^2\theta} \end{aligned} \quad (18)$$

根据式(11)可得形变补偿后的波束输出为

$$P_{\text{com}}(\theta) = \sum_{m=1}^M [\mathbf{W}_{\text{com}}^T]_m \cdot [\mathbf{a}(\theta)]_m \cdot [\Gamma(\theta)]_m \quad (19)$$

$$\begin{aligned} m_{P_{\text{com}}}(\theta) &= \sqrt{\sum_{m=1}^M ([\mathbf{W}_{\text{com}}^T]_m \cdot ([\mathbf{a}(\theta)]_m)^2 \cdot m_{\Gamma_m}^2)} \\ &= \sqrt{\sum_{m=1}^M ([\mathbf{W}_{\text{com}}^T]_m \cdot [\mathbf{a}(\theta)]_m)^2 \cdot [\Gamma(\theta)]_m^2 \cdot \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \cdot (\sigma_x^2 \cdot \sin^2\theta + \sigma_y^2 \cdot \cos^2\theta)} \quad (20) \\ &= \frac{2\pi P_{\text{com}}(\theta)}{\lambda} \cdot \sqrt{\sigma_x^2 \cdot \sin^2\theta + \sigma_y^2 \cdot \cos^2\theta} \end{aligned}$$

则阵列形变测量精度 (σ_x, σ_y) 下波束输出中误差为 $\frac{2\pi P_{\text{com}}(\theta)}{\lambda} \cdot \sqrt{\sigma_x^2 \cdot \sin^2\theta + \sigma_y^2 \cdot \cos^2\theta}$,其表示在阵列形变测量精度 (σ_x, σ_y) 的情况下,在角度 θ 方向出现的极限误差,其值与波束输出的空间角度方向有关。进一步的,将形变测量精度引起的波束输出容许误差折算成增益损失相对值 $\eta = \frac{m_{P_{\text{com}}}}{P_{\text{main}}}$ (P_{main} 为波束主瓣电平)。在主瓣区域,有

$$\eta \approx \pm \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \sqrt{\sigma_x^2 \cdot \sin^2\theta + \sigma_y^2 \cdot \cos^2\theta} \quad (21)$$

通常对 (x, y) 坐标方向的阵列形变测量条件是相同的,可以取测量精度 (σ_x, σ_y) 为统一的精度 σ 。主瓣增益损失随测量精度误差的变化趋势如图3所示。可见,当测量精度误差 $\sigma \geq 0.1592\lambda$ (λ 为电磁波长)时,波束输出的误差相对值为1,此时由测量精度引起的波束输出误差可能导致波束完全变形失效。如要求形变测量误差引起波束主瓣增益损失低于1dB,可以计算出 $\sigma \leq 0.0173\lambda$ 。

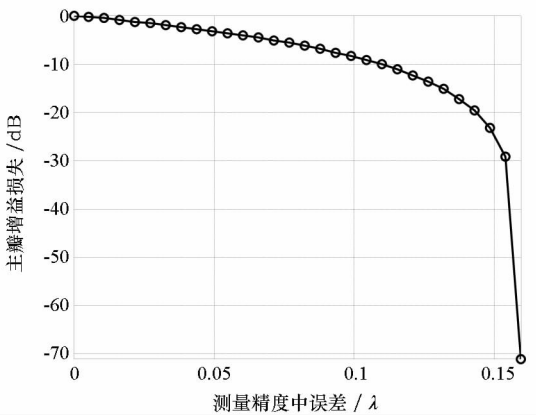


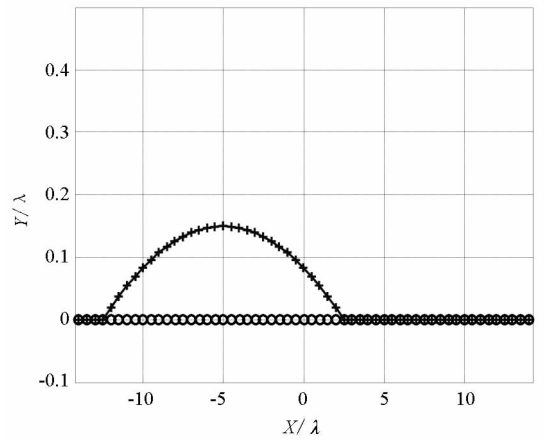
图3 主瓣增益损失与测量精度误差的关系
Fig. 3 The relationship between main-lobe loss and measuring precision error

4 仿真分析

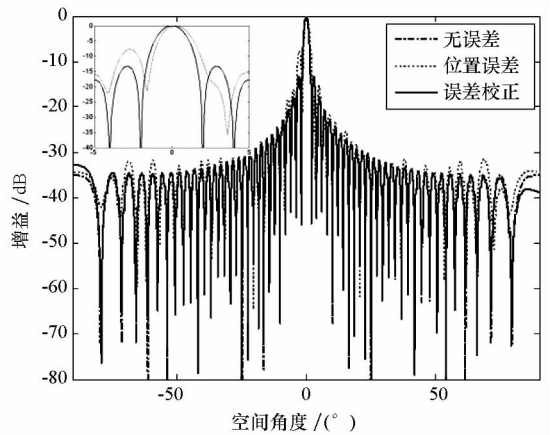
(1)由57个相同全向阵元组成的均匀线阵,

则可得 $P_{\text{com}}(\theta)$ 的中误差 $m_{P_{\text{com}}}$ 如式(20)所示。

如图4(a)所示,阵列的单元间距为 0.5λ ,在第5~34个单元出现最大幅度为 0.15λ 的扭曲凸起变形,其波束输出情况如图4(b)所示,可见,阵列形变的位置误差主要引起波束输出的旁瓣情况,主瓣改变较小。通过采用本文方法进行位置误差补偿校正后,其波束输出与无误差情况基本一致。



(a)阵列形变前后情况



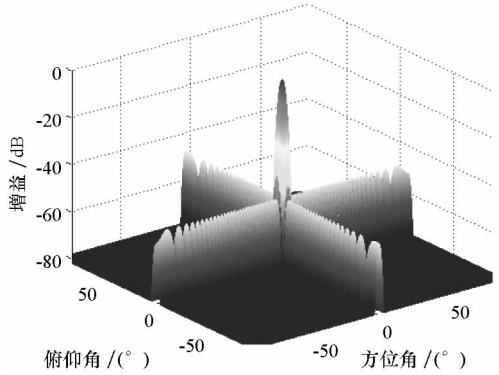
(b)阵列形变补偿前后波束输出情况

图4 线阵天线形变补偿情况

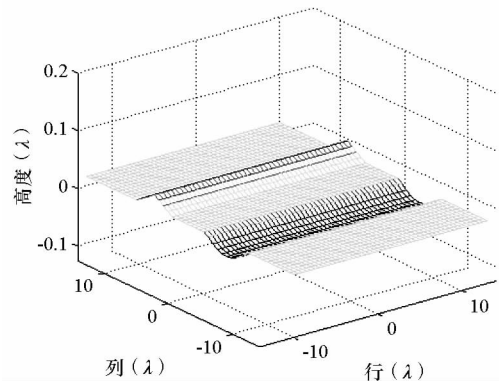
Fig. 4 The distortion compensation of uniform linear antenna array

(2)由 47×47 个各向同性单元组成的均匀面阵,阵列行间距为 0.5λ ,列间距为 0.7λ ,采用二维切比雪夫幅度权控制旁瓣水平为 -50dB ,波束

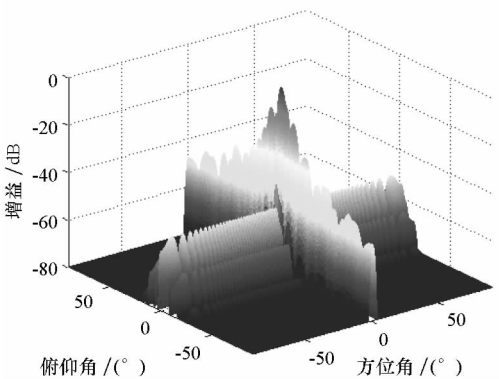
输出如图 5(a) 所示。沿列方向出现幅度分别为 0.1λ 、 0.05λ 的二维褶皱形变,如图 5(b) 所示,阵面形变导致天线波束畸变如图 5(c) 所示,采用本文方法对阵面沿列方向二维位置误差进行相位补偿校正,校正后波束输出如图 5(d) 所示,可见,校正后波束输出与误差时一致。



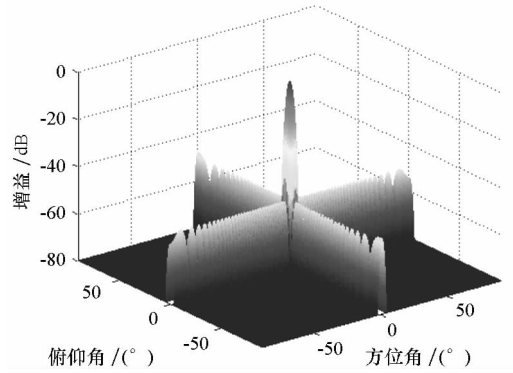
(a) 均匀阵面方向图



(b) 阵面二维形变



(c) 阵面形变引起波束畸变



(d) 误差补偿校正后波束输出

图 5 均匀阵面形变补偿情况

Fig. 5 The distortion compensation of uniform planar antenna array

(3) 现考察本文方法在不同形变程度下,经误差补偿后的波束输出情况,阵列形变幅度为 $0 \sim 1\lambda$,由于阵列波束输出情况主要影响天线的模糊抑制性能,因此波束输出情况衡量指标选为综合旁瓣水平,其定义为旁瓣增益与主瓣增益之比。通过 100 次蒙特卡罗试验,得误差补偿校正后输出综合旁瓣水平与形变幅度关系如图 6 所示,经过本文方法作误差补偿后,波束主瓣情况与无误差情况基本接近,但部分旁瓣增益抬高严重,随着形变幅度增加,误差补偿后波束旁瓣畸变剧烈,当形变幅度达 0.5λ 时,综合旁瓣增益水平被抬高至 -8dB 以上,因此,本文方法在形变幅度为 0.5λ 内有效。

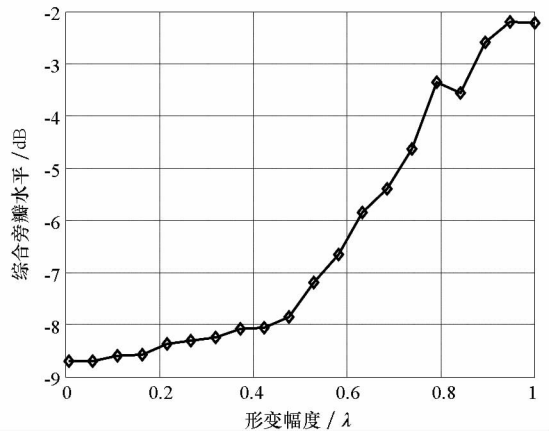


图 6 误差补偿校正后输出综合旁瓣水平与形变幅度的关系

Fig. 6 The relationship between ISRL and distortion amplitude of distortion compensation beam

5 结 论

文章对一维线阵的阵列形变问题进行了研究,建立了阵列天线位置误差模型,分析出较小幅度的天线形变主要影响波束旁瓣输出,对主瓣输

出的影响较小。然后,对阵列天线的位置误差通过相位幅权值进行补偿,获得了无误差的波束输出性能。本文方法面向未来星载 SAR 的柔性阵列天线的实时波束控制,对阵列天线形变的实时测量将通过专门的形变测量系统实时获得,研究的结论适用于一维线阵的阵列形变问题,也适用于二维面阵的仅一维形变时的误差补偿。当阵列形变剧烈时,可通过机械控制、膨胀塑型等手段调整阵列的空间位置,使其复原到接近无误差阵列,这时就又回到了本文讨论的小幅度天线形变问题。

参考文献 (References)

- [1] Keydel W. Perspectives and visions for future SAR systems[J]. IEE Pvoc. -Radar Sonar Nuvig. , 2003, 150(3): 97 - 103.
- [2] James K, Fox P, Thompson A. WiSARTM: A disruptive technology for high-performance, smallsat-based synthetic aperture radar missions [C]// 6th Responsive Space Conference. 2008. Los Angeles, CA. 1 - 7.
- [3] Wang H S C. Performance of phased-array antennas with mechanical errors[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1992, 28(2):535 - 545.
- [4] van Tongeren J H, Schippers H, Vos G. Development of smart antennas on vibrating structures of aerospace platforms [C]// NATO AVT Specialists Meeting, Vilnius, Lithuania, 2006: 1 - 16.
- [5] van Tongeren J H, Schippers H, Knott P, et al. Vibrating antennas and compensation techniques Research in NATO/RTO/SET 087/RTG 50 [C]// IEEE Aerospace Conference. 2007: 1 - 13.
- [6] Vos G, Schippers H. Analysis of vibrating lightweight radar antennas [C]// International Radar Conference, 2009. Bordeaux. 1 - 4.
- [7] Nakamoto N, Takahshi T, Ohtsuka M, et al. A simple on-board calibration method and its accuracy for mechanical distortions of satellite phased array antennas [C]. EuCAP 2009: 1573 - 1577.
- [8] Konishi Y, Yonezawa K, Chiba I, Beam-shape correction in deployable phased arrays[J]. IEEE transactions on antennas and propagation, 1999, 47(3):482 - 486.
- [9] James K, Peterman D, Glavac V. Distortion measurement and compensation in a synthetic aperture radar phased-array antenna [C]// 2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the American Electromagnetics Conference, 2010. American IEEE: 978 - 982.