

# 机翼共形阵列的阵元位置估计方法

杨志伟<sup>1</sup>, 贺 顺<sup>1,2</sup>, 廖桂生<sup>1</sup>, 欧阳缮<sup>3</sup>

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071;

2. 西安科技大学通信学院, 陕西西安 710054; 3. 桂林电子科技大学信息与通信学院, 广西桂林 541004)

**摘 要:** 研究机翼共形阵列存在共形表面变形下的阵元位置估计问题. 在获取观察区域距离-多普勒图像基础上, 首先采用子空间跟踪方法估计给定距离-多普勒单元数据的主特征矢量; 然后利用最小二乘方法拟合不同多普勒通道主特征矢量的绝对相位特性来获得相位中心的初估计; 最后结合机翼共形表面的变形模型, 在采用整体最小二乘方法拟合形变参数基础上得到相位中心的最终估计结果. 仿真结果表明该算法不需要辅助校正源, 能获得优于十分之一波长的相位中心位置估计精度, 满足高分辨率空间谱估计要求.

**关键词:** 共形阵列; 空间谱估计; 相位中心估计; 子空间跟踪

**中图分类号:** TN957.52      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2013) 10-1969-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.10.016

## Sensor Position Estimation for Wing Conformal Antenna Array

YANG Zhi-wei<sup>1</sup>, HE Shun<sup>1,2</sup>, LIAO Gui-sheng<sup>1</sup>, OUYANG Shan<sup>3</sup>

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

2. Communication and Information Engineering College, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an, Shaanxi 710054, China;

3. Information and Communication College, Guilin University of Electronic Technology, Guilin, Guangxi 541004, China)

**Abstract:** For the purpose of phase center estimation by taking into account the deformation of wing conformal antenna array, a new approach which performed in three stages is proposed. The first stage is carried out at range-Doppler images to estimate the primary eigen-vector associated with a given range-Doppler bin by adopting subspace tracking algorithm. Secondly, the initial estimation of phase center is obtained by fitting the unwrap phase of primary eigen-vector with least square algorithm. Finally, we calculate the deformation parameters based on these initial estimation with total least square algorithm, and the fine estimation of phase center is achieved. The most advantage of the proposed methodology is that none of the auxiliary calibration sources are needed. The effectiveness is confirmed by performance analysis and extensive simulation.

**Key words:** conformal antenna array; spatial spectrum estimation; phase center estimation; subspace tracking

## 1 引言

共形阵列天线<sup>[1]</sup>由附着在载体表面的多个天线单元组成, 具有节省布阵空间、减轻阵列重量和宽角扫描等优点, 在通信、雷达和声呐系统中有着重要的应用前景. 特别是将共形阵列天线装配在飞机、导弹等飞行器上, 可提供与平台相一致的气动外形而不影响载体空气动力学性能, 能最大限度地减轻平台负荷和扩大阵列有效孔径, 有利于实现平台的隐身设计.

目前, 针对共形阵列天线开展的研究工作主要集中在天线单元设计与辐射特性分析<sup>[2~5]</sup>、共形天线方向图综合和优化<sup>[6~16]</sup>、共形阵列先进信号处理<sup>[17~24]</sup>三个方

面. 在实际工作环境中, 各种非理想因素(例如阵元幅度/相位误差, 阵元位置误差以及互相耦合等)使得阵列导向矢量难以精确已知, 进而导致阵列信号处理技术的性能下降甚至失效. 因此, 阵列校正通常是实际阵列信号处理中不可缺少的重要环节. 就经典线阵和面阵而言, 人们针对不同误差的具体表现形式提出多种行之有效的校正方法<sup>[25~29]</sup>. 但是, 已有方法并未充分考虑共形阵列的具体布阵特点和载体共形表面的形变特性, 直接应用到共形阵列后所获得的性能提升有限.

事实上, 就安装在机翼表面的机载共形阵列天线而言, 飞行过程中机翼与气流相互作用容易导致共形表面发生变形, 引入了附加的阵元位置误差. 在稳态条件下,

该误差具有确定的结构特性,即可用弹性薄板理论对机翼形变量的稳态值进行建模.但是,不同气流密度和流速下的机翼形变量稳态值存在差异.换言之,机翼共形阵列的阵元位置误差具有时变性,需要及时在线计算.此外,通过外加辅助校正源的有源校正类方法在机翼共形阵列应用背景下几乎不具备可实现性,要求采用基于监视区域地物回波数据的自适应阵列位置误差校正方法.

针对上述问题,本文提出一种新的适用于机翼共形阵列的阵列位置误差估计方法.该方法在获取观察区域距离-多普勒图像基础上,首先采用子空间跟踪方法估计给定距离-多普勒单元数据的主特征矢量;然后利用最小二乘法拟合不同多普勒通道主特征矢量的绝对相位特性来获得相位中心的初估计;最后结合机翼共形表面的变形模型,在采用整体最小二乘法拟合形变参数基础上得到相位中心的最终估计结果.仿真结果表明该算法不需要辅助校正源,能获得优于十分之一波长的相位中心位置估计精度,满足高分辨率空间谱估计要求.

## 2 信号模型

飞行惯性和空气动力负载相互作用会产生机翼颤振现象,但由于存在结构阻尼,机翼颤振会很快衰减并达到稳定状态,此时可应用弹性薄板理论对机翼形变进行建模.不失一般性,假设阵列工作在左前下视模式,观察几何示意如图 1 所示,其中  $OXYZ$  构成右手直角坐标系,坐标原点  $O$  选择在机翼下表面翼根处,载机距地面高度为  $H$  且沿  $X$  轴以速度  $v_a$  飞行, $\alpha$  和  $\beta$  分别表示地物目标的方位角和俯仰角, $h$  表示机翼末梢的形变量.

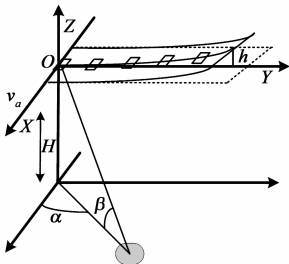


图1 机翼共形阵列形变及观察几何示意

考虑机翼形变仅在  $Z$  轴方向产生位移情况.根据弹性薄板理论,机翼曲线上的任意点  $y$  与其相对应的挠度  $z$  (纵向垂直位移) 之间的关系为:

$$z = \frac{\ell}{24} (y^4 - 4l_w y^3 + 6l_w^2 y^2) \quad (1)$$

其中  $\ell$  为常数, $l_w$  为机翼展长.当  $y = l_w$  时,有  $h =$

$\frac{\ell \cdot l_w^4}{8}$  成立,因此挠度  $z$  可表示为:

$$z = \frac{h}{3l_w^4} (y^4 - 4l_w y^3 + 6l_w^2 y^2) \quad (2)$$

进一步假设具有  $M$  个阵元的机翼共形阵列的阵元位置为  $(y_m, z_m)$  ( $m = 0, \dots, M-1$ ),记  $\lambda$  表示阵列工作

波长,  $\mathbf{u}_{\text{clu}} = \begin{bmatrix} \cos\alpha \cdot \cos\beta \\ \sin\alpha \cdot \cos\beta \\ -\sin\beta \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{u}_v = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$  和  $\mathbf{p}_m = \begin{bmatrix} 0 \\ y_m \\ z_m \end{bmatrix}$  分别表

示阵面到地物目标的单位方向矢量、载机速度单位矢量和阵元位置矢量.对阵元  $m$ ,给定方位角和俯仰角的地物目标空间频率  $f_s^m(\alpha, \beta)$  和多普勒频率  $f_d(\alpha, \beta)$  可表示为:

$$f_s^m(\alpha, \beta) = \frac{\langle \mathbf{p}_m, \mathbf{u}_{\text{clu}} \rangle}{\lambda} = \frac{y_m \sin\alpha \cdot \cos\beta - z_m \sin\beta}{\lambda}$$

$$f_d(\alpha, \beta) = \frac{2v_a}{\lambda} \langle \mathbf{u}_v, \mathbf{u}_{\text{clu}} \rangle = \frac{2v_a}{\lambda} \cos\alpha \cdot \cos\beta \quad (3)$$

其中 ' $\langle \rangle$ ' 表示矢量内积.在平坦地面条件下,等距离环的地物回波具有相同的俯仰角.因此,相干接收  $N$  个脉冲后,给定距离门  $r_0$  (即与俯仰角  $\beta_0$  对应) 的地物回波数据可表示为:

$$\mathbf{X}(r_0) = \sum_{k=1}^{N_c} \zeta_k \mathbf{a}_{st}(\alpha_k, \beta_0) + \mathbf{n} \quad (4)$$

其中  $N_c$  表示等效杂波地块数, $\alpha_k$  和  $\zeta_k$  分别表示第  $k$  个杂波地块的方位角和回波幅度,  $\mathbf{a}_{st}(\alpha_k, \beta_0) = \mathbf{a}_s(\alpha_k, \beta_0) \otimes \mathbf{a}_t(\alpha_k, \beta_0)$  表示第  $k$  个杂波地块的空时导向矢量,  $\mathbf{a}_s(\alpha_k, \beta_0) = [1 \quad e^{j2\pi f_s^1(\alpha_k, \beta_0)} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_s^{M-1}(\alpha_k, \beta_0)}]^T$  和  $\mathbf{a}_t(\alpha_k, \beta_0) = [1 \quad e^{j2\pi f_d(\alpha_k, \beta_0)} \quad \dots \quad e^{j2\pi f_d(\alpha_k, \beta_0)(N-1)}]^T$ ,  $\mathbf{n}$  为加性高斯白噪声.

## 3 阵元位置估计

对  $\mathbf{X}(r_0)$  进行相干处理后,考虑  $f_s^m(\alpha, \beta_0) = \left( y_m \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda f_d(\alpha, \beta_0)}{2v_a \cdot \cos\beta_0} \right)^2} \cdot \cos\beta_0 - z_m \sin\beta_0 \right) / \lambda$  成立,原则上通过拟合随多普勒频率变化的空间频率就可估计出阵元位置矢量,即通道相位中心.此外,机翼共形阵列的阵元位置矢量与机翼形变存在确定关系,结合机翼形变模型后可进一步提高阵元位置的估计精度.因此,我们提出由空间频率计算、阵元位置粗估计和结合机翼形变模型的阵元位置精估计三个步骤来计算机翼共形阵列的阵元位置矢量.下面对所提方法进行详细描述.

### 3.1 空间频率计算

众所周知,在单信号源条件下,阵列数据相关矩阵只有一个大特征值且该特征值对应的特征矢量与信号的阵列导向矢量仅相差复常数因子.计算空间频率转换为估计给定多普勒通道地物回波数据的 1 维主特征

矢量,可通过特征分解或子空间跟踪实现.考虑到特征分解运算复杂度较高,而子空间跟踪方法采用递推更新的方式避免了繁琐的矩阵求逆运算,在有效降低运算量的同时能获得与特征分解相近的子空间估计精度.为此,本文采用 FDPM<sup>[30]</sup>算法跟踪训练数据的 1 维主特征矢量.为突出重点,下面仅给出在样本集  $\mathbf{X}(r_l, f_d(\alpha_k, \beta_l)) (l=1, \dots, L$  和  $\mathbf{X}(r_l, f_d(\alpha_k, \beta_0))$  表示对  $\mathbf{X}(r_l)$  进行相干处理后与第  $k$  个多普勒通道  $f_d(\alpha_k, \beta_0)$  对应的阵列空域数据)上计算主特征矢量  $\mathbf{W}_k(l)$  的伪代码描述:

For  $l=1, \dots, L$   
 $\sigma_x^2(l) = (1-\eta)\sigma_x^2(l-1) + \eta \|\mathbf{X}(r_l, f_d(\alpha_k, \beta_0))\|_2^2$   
 $\mu(l) = \frac{1}{\sigma_x^2(l)}$   
 $y(l) = \mathbf{W}_k^H(l) \mathbf{X}(r_l, f_d(\alpha_k, \beta_0))$   
 $\mathbf{T}(l) = \mathbf{W}_k(l-1) + \mu(l) \mathbf{X}(r_l, f_d(\alpha_k, \beta_0)) \mathbf{y}^H(l)$   
 $\mathbf{W}_k(l) = \frac{\mathbf{T}(l)}{\|\mathbf{T}(l)\|_2}$

End (5)

其中  $\sigma_x^2(0) = 1$  和  $\mathbf{W}_k^H(0) = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times M}$ ,  $0 < \eta \leq 1$  称为遗忘因子,  $\|\cdot\|_2$  表示向量的 2 范数.

一旦计算出 1 维主特征矢量  $\mathbf{W}_k(L)$  后,同时记多普勒  $f_d(\alpha_k, \beta_0)$  对应的空域导向矢量为  $\mathbf{a}_s(\alpha_k, \beta_0) = [1 \ e^{2\pi f_s^j(\alpha_k, \beta_0)} \ \dots \ e^{2\pi f_s^{M-1}(\alpha_k, \beta_0)}]^T$ , 有  $\mathbf{a}_s(\alpha_k, \beta_0) = \gamma_k \mathbf{W}_k(L)$  ( $\gamma_k$  是任意非零复常数) 和  $2\pi f_s^m(\alpha_k, \beta_0) = \text{angle}\left(\frac{\mathbf{W}_k^m(L)}{\mathbf{W}_k^0(L)}\right) + 2k_m\pi$  ( $\text{angle}(\cdot)$  表示取相角操作,  $\mathbf{W}_k^m(L)$  表示  $\mathbf{W}_k(L)$  的第  $m$  个元素,  $k_m$  表示第  $m$  个元素取相角的相位模糊数) 成立. 因此,通过对主特征矢量的相位序列  $\boldsymbol{\varphi}_{\text{wrap}}(k) = \left[ \text{angle}\left(\frac{\mathbf{W}_k^1(L)}{\mathbf{W}_k^0(L)}\right) \ \dots \ \text{angle}\left(\frac{\mathbf{W}_k^{M-1}(L)}{\mathbf{W}_k^0(L)}\right) \right]$

解模糊可计算空间频率.

记绝对相位矢量  $\boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}(k)$  表示  $\boldsymbol{\varphi}_{\text{wrap}}(k)$  的解模糊结果,考虑监视区域内地物目标回波信号在相邻阵元之间不存在相位模糊,则  $\boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}(k)$  的计算式为:

$$\boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}^1(k) = \boldsymbol{\varphi}_{\text{wrap}}^1(k)$$

$$\boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}^{m+1}(k) = \boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}^m(k) + \Delta\phi_m \quad (6)$$

$$\text{其中 } \Delta\phi_m = \begin{cases} \Delta\phi_{\text{wrap}}^m & |\Delta\phi_{\text{wrap}}^m| \leq \pi \\ \Delta\phi_{\text{wrap}}^m - 2\pi & \Delta\phi_{\text{wrap}}^m > \pi \text{ 和 } \Delta\phi_{\text{wrap}}^m = \\ \Delta\phi_{\text{wrap}}^m + 2\pi & \Delta\phi_{\text{wrap}}^m < -\pi \end{cases}$$

$\boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}^{m+1}(k) - \boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}^m(k)$ . 经过相位解缠绕处理后,空间频率  $f_s^m(\alpha_k, \beta_0)$  的最终计算式为:

$$f_s^m(\alpha_k, \beta_0) = \frac{\boldsymbol{\varphi}_{\text{unwrap}}^m(k)}{2\pi} \quad (7)$$

### 3.2 阵元位置粗估计

一方面,根据信号模型易知机翼共形阵列可视为在 YOZ 平面内的面阵,至少需要 2 个以上的独立空域导向矢量才能求解出阵元位置矢量;另一方面,利用地物回波数据计算空域导向矢量也存在误差,需要综合处理多个空域导向矢量来降低误差影响.此外,考虑不同多普勒通道对应空域导向矢量的估计误差具有独立性,我们拟采用最小二乘法来计算阵元位置矢量.

记  $\mathbf{F}_s(\beta_0) = [\mathbf{f}_s(\alpha_1, \beta_0) \ \dots \ \mathbf{f}_s(\alpha_K, \beta_0)]$  表示针对俯仰角为  $\beta_0$  的距离环选取  $K$  个多普勒通道构成的空间频率矩阵,其中  $\mathbf{f}_s(\alpha_k, \beta_0) = [f_s^1(\alpha_k, \beta_0) \ \dots \ f_s^{M-1}(\alpha_k, \beta_0)]^T$  和  $k=1, \dots, K$ . 根据空间频率与阵元位置的依赖关系,有下面的表达式成立:

$$\mathbf{P}_s \mathbf{A} = \lambda \mathbf{F}_s(\beta_0)$$

$$\mathbf{P}_s = \begin{bmatrix} y_1 & z_1 \\ \vdots & \vdots \\ y_{M-1} & z_{M-1} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A} = \cos\beta_0 \begin{bmatrix} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda f_d(\alpha_1, \beta_0)}{2v_a \cdot \cos\beta_0}\right)^2} \ \dots \ \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda f_d(\alpha_K, \beta_0)}{2v_a \cdot \cos\beta_0}\right)^2}\right) \\ \frac{-\sin\beta_0}{\cos\beta_0} \ \dots \ \frac{-\sin\beta_0}{\cos\beta_0} \end{bmatrix} \quad (8)$$

根据最小二乘法可知,阵元位置矢量采用  $\mathbf{P}_s = \lambda \mathbf{F}_s(\beta_0) \mathbf{A}^T (\mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1}$  进行计算.

### 3.3 阵元位置精估计

采用最小二乘法在拟合阵元位置矢量的过程中无法利用与机翼形变有关的先验信息,估计精度有待进一步提高.事实上,机翼形变可用翼展长度  $l_w$  和末梢形变量  $h$  进行精确建模且阵元位置矢量与机翼形变存在确定关系,通过计算机翼形变参数可有效提高阵元位置矢量的估计精度.

记  $\rho_1 = \frac{h}{3l_w^4}$ ,  $\rho_2 = -\frac{4h}{3l_w^3}$  和  $\rho_3 = \frac{2h}{l_w^2}$ , 则根据机翼形变模型有下面的表达式成立:

$$\begin{bmatrix} y_1^4 & y_1^3 & y_1^2 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{M-1}^4 & y_{M-1}^3 & y_{M-1}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 \\ \vdots \\ z_{M-1} \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{y} \boldsymbol{\rho} = \mathbf{z} \quad (9)$$

原则上,利用最小二乘法拟合出系数向量  $\boldsymbol{\rho}$  后可求解翼展长度  $l_w$  和末梢形变量  $h$ . 不过,鉴于利用地物回波数空域导向拟合的阵元位置矢量存在扰动且误差可能具有相关性,可采用总体最小二乘法来减小系数向量的拟合误差,即  $\boldsymbol{\rho}$  的总体最小二乘解为:

$$\boldsymbol{\rho} = \frac{1}{v_{\min}(1)} \begin{bmatrix} v_{\min}(2) \\ \vdots \\ v_{\min}(4) \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中  $\mathbf{v}_{\min} = [v_{\min}(1) \ \cdots \ v_{\min}(4)]^T$  是对增广矩阵  $\mathbf{B} = [-z \ \mathbf{y}]$  进行奇异值分解后的最小奇异值对应右奇异矢量. 相应考虑形变后的翼展长度  $l_w$  和末梢形变量  $h$  可根据下式计算:

$$l_w = \frac{1}{3} \left( \sqrt{\frac{\rho_3}{6\rho_1} - \frac{\rho_2}{4\rho_1} - \frac{2\rho_3}{3\rho_2}} \right)$$

$$h = \rho_1 l_w^4 - \frac{\rho_2 l_w^3}{4} + \frac{\rho_3 l_w^2}{6} \quad (11)$$

一旦估计出机翼形变参数后, 结合形变模型的阵元位置矢量精估计式为:

$$(\hat{y}_m, \hat{z}_m) = \underset{\hat{y}_m, \hat{z}_m}{\operatorname{argmin}} \left( \sqrt{(\hat{y}_m - y_m)^2 + (\hat{z}_m - z_m)^2} \right)$$

$$\text{s.t.} \quad \hat{z}_m - \frac{h}{3l_w^4} (\hat{y}_m^4 - 4l_w \hat{y}_m^3 + 6l_w^2 \hat{y}_m^2) = 0 \quad (12)$$

## 4 实验结果

考虑文中方法估计阵元位置的主要误差源是空域导向矢量误差, 俯仰角误差和载机速度误差, 因此本节通过计算机仿真验证所提方法的稳健性. 仿真参数包括: 单侧机翼均匀安装 22 个阵元(相距波长)的机翼共形阵列工作在前下视状态; 飞机位于距离地面大约 8000m 高处且速度为 120m/s; 工作波长 0.69m(UHF 波段); 波束中心的俯仰角和方位角分别是  $15^\circ$  和  $45^\circ$ ; 脉冲重复频率选择保证主瓣地物回波多普勒谱不模糊; 单个通道的杂噪比 20dB; 蒙特卡洛实验次数 500.

定义空域导向矢量估计误差为  $\delta_s = \lg_{10}((\hat{\mathbf{a}}_s^H (\mathbf{I} - \mathbf{a}_s \mathbf{a}_s^H) \mathbf{a}_s / \mathbf{a}_s^H \mathbf{a}_s))$ , 其中  $\mathbf{a}_s$  和  $\mathbf{a}_s$  分别表示理想的空域导向矢量和估计的实际空域导向矢量,  $\mathbf{I}$  表示单位矩阵. 图 2 给出了不同脉冲重复频率的空域导向矢量估计误差随相干积累脉冲数的变化关系. 图 3 进一步给出相同条件下的空域导向矢量相角均方根误差随相干积累脉冲数的变化关系, 其中相角均方根误差定义为  $\sigma_{\text{pha}} = \text{std}(\text{angle}(\hat{\mathbf{a}}_s \odot \mathbf{a}_s^*))$  ('\*' 表示共轭, ' $\odot$ ' 表示矢量对应元素积,  $\text{std}(\cdot)$  表示求标准差), 可用来衡量估计的空域导向矢量相对理想空域导向矢量对应元素的相位扰动大小. 可以发现: 相同脉冲重复频率条件下, 空域导向矢量估计误差和空域导向矢量相角均方根误差均随相干积累脉冲数的增加而降低; 相同相干积累脉冲数条件

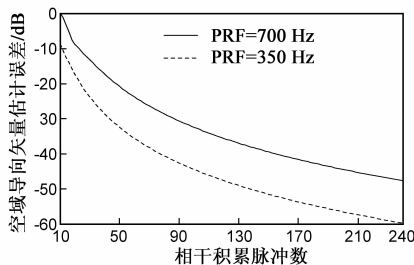


图2 空域导向矢量估计误差与相干积累脉冲数的关系

下, 降低脉冲重复频率能获得更低的空域导向矢量估计误差和空域导向矢量相角均方根误差. 原因在于增大相干积累脉冲数或降低脉冲重复频率后, 等效提高了多普勒分辨能力, 与多普勒分辨单元对应的空间张角减小, 提高了地物回波的空域导向矢量估计精度.

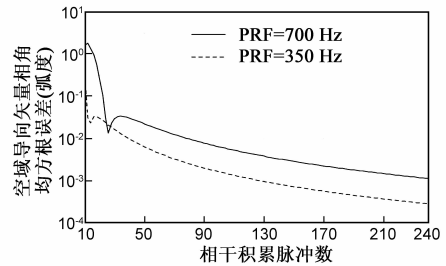
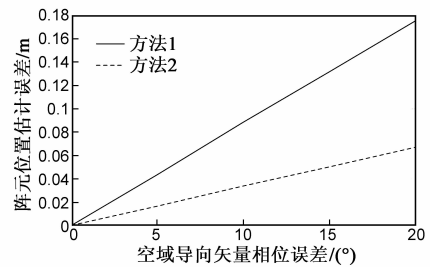


图3 空域导向矢量平均相角差与相干积累脉冲数的关系

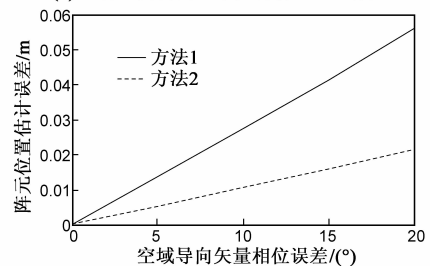
为便于性能比较, 定义阵元位置估计误差为  $\sigma_{\text{pos}} =$

$$\frac{\sqrt{\sum_{m=1}^{M-1} ((\hat{y}_m - y_m)^2 + (\hat{z}_m - z_m)^2)}}{(M-1)}$$

, 同时记采用最小二乘拟合阵元位置的粗估计方法为方法 1 和结合机翼形变模型的阵元位置精估计方法为方法 2. 图 4 给出了采用两种方法获得的阵元位置估计误差随空域导向矢量相位误差的变化关系, 其中相干积累 64 个脉冲, 脉冲重复频率 350Hz. 可以发现: 增加处理的主瓣多普勒通道数能够降低阵元位置估计误差; 相同条件下, 方法 2 相比方法 1 而言能获得更好的阵元位置估计结果, 对空域导向矢量的相位误差更稳健.



(a) 选择主瓣内的 16 个多普勒通道进行处理



(b) 选择主瓣内的 32 个多普勒通道进行处理

图4 阵元位置估计误差与空域导向矢量相位误差的关系

在脉冲重复频率为 350Hz, 波束中心俯仰角  $10^\circ$  和方位角  $45^\circ$ , 空域导向矢量相位均方根误差  $10^\circ$ , 相干积累 64 个脉冲并选择主瓣内 16 个多普勒通道进行处理

条件下,图 5 给出了阵元位置估计误差随俯仰角误差的变化关系.可以发现:方法 1 的阵元位置估计误差随俯仰角误差的增大而明显增大;方法 2 的估计性能在俯仰角误差小于  $1^\circ$  内几乎相同,表明该方法对俯仰角误差稳健.图 6 进一步给出了阵元位置估计误差随平台速度误差的变化关系,其中俯仰角误差  $0.5^\circ$ .可以发现:随着平台速度误差的增大,方法 1 的估计性能明显恶化;方法 2 在速度误差小于  $0.5\text{m/s}$  条件下的阵元位置估计误差小于  $0.07\text{m}$ (波长的约十分之一).

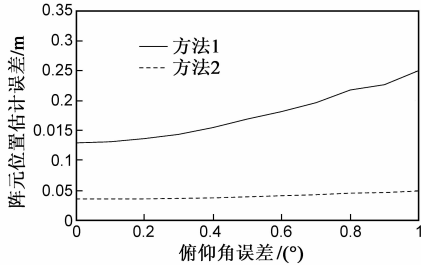


图5 阵元位置估计误差与俯仰角误差的关系

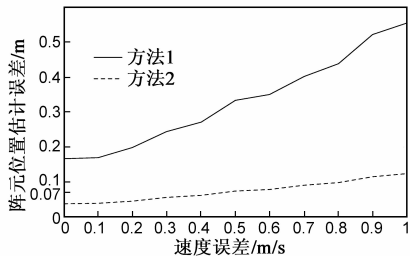


图6 阵元误差估计误差与速度误差的关系

## 5 结论

在实际工作环境中,机翼共形阵列发生共形表面形变是影响处理性能的主要因素,需要采用基于地物回波数据的先进处理方法估计阵列位置误差.利用地物回波的空间频率与多普勒频率存在确定关系和结合机翼形变模型,我们提出由空间频率计算、阵元位置粗估计和阵元位置精估计三个步骤组成的机翼共形阵列阵元位置估计方法.仿真结果表明该算法不需要辅助校正源,对空域导向矢量相位误差、俯仰角误差和平台速度误差稳健,能获得优于十分之一波长的相位中心位置估计精度,满足高分辨率空间谱估计要求.

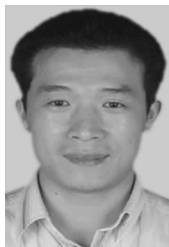
## 参考文献

[1] L Josefsson, P Persson. Conformal Array Antenna Theory and Design[M]. Hoboken, New Jersey: Wiley IEEE Press, 2006.  
 [2] Wang J J, Zhang Y P, Chua K M, Lu C W. Circuit model of microstrip patch antenna on ceramic land grid array package for antenna-chip codesign of highly integrated RF transceivers[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2005, 53(12): 3877

- 3883.  
 [3] Hussain M G M. Theory and analysis of adaptive cylindrical array antenna for ultra-wideband wireless communications[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2005, 4(6): 3075 - 3083.  
 [4] Morton T E, Pasala K M. Performance analysis of conformal conical arrays for airborne vehicles[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(3): 876 - 889.  
 [5] 牛俊伟,钟顺时.柱面共形碟形微带天线的阻抗特性和方向图研究[J].电波科学学报, 2004, 19(5): 576 - 580.  
 Niu Jun-wei, Zhong Shun-shi. Impedance characteristics and radiation patterns of conformal cylindrical bow-tie microstrip antennas[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2004, 19(5): 576 - 580. (in Chinese)  
 [6] Vaskelainen L I. Phase synthesis of conformal array antennas[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2000, 48(6): 987 - 991.  
 [7] Boeringer D W, Werner D H. Efficiency-constrained particle swarm optimization of a modified bernstein polynomial for conformal array excitation amplitude synthesis[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2005, 53(8): 2662 - 2673.  
 [8] Dohmen C, Odendaal J W, Joubert J. Synthesis of conformal arrays with optimized polarization[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2007, 55(10): 2922 - 2925.  
 [9] Vaskelainen L I. Constrained least-squares optimization in conformal array antenna synthesis[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2007, 55(3): 859 - 867.  
 [10] Wang B H, Guo Y, Wang Y L. Frequency-invariant pattern synthesis of conformal array antenna with low cross-polarization[J]. IET Microwaves Antennas and Propagation, 2008, 2(5): 442 - 450.  
 [11] Jacobsson P, Rylander T. Gradient-based shape optimization of conformal array antennas[J]. IET Microwaves, Antennas and Propagation, 2010, 4(2): 200 - 209.  
 [12] Tsui K M, Chan S C. Pattern synthesis of narrowband conformal arrays using iterative second-order cone programming[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2010, 58(6): 1959 - 1970.  
 [13] Comisso M, Vescovo R. 3D power synthesis with reduction of near-field and dynamic range ratio for conformal antenna arrays[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2011, 59(4): 1164 - 1174.  
 [14] Fuchs B, Fuchs J J. Optimal polarization synthesis of arbitrary arrays with focused power pattern[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 2011, 59(12): 4512 - 4519.  
 [15] 张玉洁,等.非规则曲面共形阵列的优化设计[J].电子与信息学报, 2010, 32(9): 2227 - 2230.  
 Zhang Yu-jie, et al. Optimization design of conformal array on irregular curved surface[J]. Journal of Electronics & Informa-

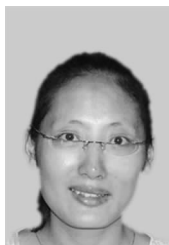
- tion Technology, 2010, 32(9): 2227 – 2230. (in Chinese)
- [16] 齐飞林, 等. 圆锥台共形阵列波束扫描角及孔径规划[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(7): 1449 – 1453.  
Qi Fei-lin, et al. Programming of beam scanning angle and array aperture for conical array[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(7): 1449 – 1453. (in Chinese)
- [17] Hersey R K. Adaptive detection and estimation using a conformal array antenna[D]. Atlanta: Georgia Institute of Technology, 2004.
- [18] Hersey R K, Melvin W L, et al. Adaptive ground clutter suppression for conformal array radar systems[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2009, 3(4): 357 – 372.
- [19] Xie W C, Wang Y L. STAP for airborne radar with cylindrical phased array antennas[J]. Signal Processing, 2009, 89(5): 883 – 893.
- [20] Ries P, Lapiere F D, Verly J G. Geometry-induced range-dependence compensation for bistatic STAP with conformal arrays[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(1): 275 – 294.
- [21] 齐子森, 等. 锥面共形阵列天线盲极化 DOA 估计算法[J]. 电子学报, 2009, 37(9): 1919 – 1925.  
Qi Zi-sen, et al. Blind DOA estimation algorithm for conical conformal array antenna with respect to polarization diversity[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(9): 1919 – 1925. (in Chinese)
- [22] 齐子森, 等. 锥面共形阵列天线相干源盲极化 DOA 估计算法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(6): 1226 – 1230.  
Qi Zi-sen, et al. Blind DOA estimation algorithm of coherent sources for conical conformal array antenna with respect to polarization diversity[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(6): 1226 – 1230. (in Chinese)
- [23] 高飞, 谢文冲, 等. 机载共形阵列雷达杂波抑制方法研究[J]. 电子学报, 2010, 38(9): 2014 – 2020.  
Gao Fei, Xie Wen-chong, et al. Study on clutter suppression method for airborne radar with conformal arrays[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 39(9): 2014 – 2020. (in Chinese)
- [24] 段克清, 等. 一种稳健的共形阵列机载雷达杂波抑制方法[J]. 电子学报, 2011, 39(6): 1321 – 1326.  
Duan Ke-qing, et al. A robust clutter suppression method for airborne radar with conformal antennas array[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(6): 1321 – 1326. (in Chinese)
- [25] A J Weiss, B Friedlander. Eigenstructure methods for direction finding with sensor gain and phase uncertainties[J]. Circuits Systems Signal Processing, 1990, 9(3): 271 – 300.
- [26] C M S See. Method for array calibration in high-resolution sensor array processing[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 1995, 142(3): 90 – 96.
- [27] Youming Li, M H Er. Theoretical analyses of gain and phase error calibration with optimal implementation for linear equispaced array[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2006, 54(2): 712 – 723.
- [28] Aifei Liu, Guisheng Liao, et al. An eigenstructure method for estimating DOA and sensor gain-phase errors[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2011, 59(12): 5944 – 5956.
- [29] 王布宏, 等. 共形阵列天线互耦校正的辅助阵元法[J]. 电子学报, 2009, 36(6): 1283 – 1288.  
Wang Bu-hong, et al. Mutual coupling calibration for conformal array antenna with instrumental sensors[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 36(6): 1283 – 1288. (in Chinese)
- [30] Xenophon G Doukopoulos, George V. Moustakides. Fast and stable subspace tracking[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(4): 1452 – 1465.

### 作者简介



E-mail: yangzw@xidian.edu.cn

杨志伟 男, 博士, 1980 年 9 月生于四川南充. 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副教授、博士生导师, 中国电子学会会员. 主持了国家自然科学基金、国防预研基金、博士点基金和中央高校基本科研业务费等科研任务. 主要从事阵列信号处理、空时极化自适应处理、地面运动目标检测和天基预警领域研究.



贺 顺 女, 1980 年 1 月生于湖南常德. 现为西安电子科技大学信号与信息处理专业在读博士研究生, 西安科技大学通信学院讲师. 研究方向为宽带信号检测与估计、自适应阵列处理.  
E-mail: heshun - 1212@163.com



E-mail: gsliao@xidian.edu.cn

廖桂生 男, 1963 年 6 月生于广西桂林. 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室教授, 博士生导师, 教育部长江学者特聘教授和创新团队学术带头人, 中国电子学会高级会员, IEEE 会员. 主持和承担了国防 973 项课题、国家“863”高技术项目、国防科技预研、国家自然科学基金等科研任务, 其中获省部级科技进步奖一等奖 1 项、二等奖 2 项、三等奖 1 项. 1999 年获教育部跨世纪优秀人才基金, 2004 年入选国家人事部颁发的首批“新世纪百千万人才工程国家级人选”, 2008 年获国家杰出青年科学基金. 在国内外发表学术论文 200 余篇. 现主要从事雷达探测系统信号处理、包括空时自适应处理, 天基预警和阵列信号处理等研究领域.