

北京航空航天大学学报
Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics
ISSN 1001-5965,CN 11-2625/V

《北京航空航天大学学报》网络首发论文

题目：旋转式平流层测风仪信号的在线解算算法
作者：程骏飞，周江华，张晓军
DOI：10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0431
收稿日期：2026-06-26
网络首发日期：2026-09-08
引用格式：程骏飞，周江华，张晓军. 旋转式平流层测风仪信号的在线解算算法[J/OL]. 北京航空航天大学学报. https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0431



网络首发：在编辑部工作流程中，稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定，且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式（包括网络呈现版式）排版后的稿件，可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定；学术研究成果具有创新性、科学性和先进性，符合编辑部对刊文的录用要求，不存在学术不端行为及其他侵权行为；稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准，正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性，录用定稿一经发布，不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容，只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认：纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊（光盘版）》电子杂志社有限公司签约，在《中国学术期刊（网络版）》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版，以单篇或整期出版形式，在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊（网络版）》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物（ISSN 2096-4188，CN 11-6037/Z），所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

旋转式平流层测风仪信号的在线解算算法

程骏飞，周江华✉，张晓军

（中国科学院空天信息创新研究院，北京 100094）
✉通信作者 E-mail：chengjunfei24@mails.ucas.ac.cn

摘要 本文针对平流层艇载旋转式压差测风仪在复合噪声、转速波动和动态时延条件下的空速及相对风向在线解算问题，基于实测频谱建立含谐波扰动、有色噪声和白噪声的复合噪声模型，并在递推最小二乘算法基础上提出线性卡尔曼滤波与加权最小二乘相位回归双阶段方法及增广状态扩展卡尔曼滤波联合估计方法。仿真结果表明，恒定来流下双阶段算法具有较高稳态精度，空速均方根误差与相对风向平均绝对角误差相较递推最小二乘算法分别降低 91.0%和86.6%；高频变化来流下扩展卡尔曼滤波具有更好的相对风向跟踪能力，相对风向平均绝对角误差最低为 5.945°。独立空速扫描表明，空速尺度会影响算法相对性能，双阶段算法的空速误差变化较小。由此可见，双阶段算法适用于恒定或准稳态来流下的高精度空速与相对风向解算，增广状态 EKF 更适用于复杂动态来流在线估计。

关键词 平流层；空速测量；卡尔曼滤波器；扩展卡尔曼滤波器；参数估计
中图分类号 V241; V274; TN911.72 文献标志码 A DOI: 10.13700/j.bh.1001-5965.2026.0431

Online algorithm for calculating signals from the rotary stratospheric anemometer

CHENG Junfei, ZHOU Jianghua✉, ZHANG Xiaojun

（Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China）
✉E-mail: chengjunfei24@mails.ucas.ac.cn

Abstract To improve the online estimation accuracy of airspeed and relative-flow direction for a stratospheric airship-borne rotary differential-pressure anemometer under composite noise, rotor-speed fluctuations, and dynamic time-delay effects, the characteristics of measured differential-pressure signals were analyzed and an engineering-oriented signal model was established. Spectral analysis identified a dominant rotor-frequency component together with harmonic disturbances, low-frequency colored noise, and high-frequency white noise. A composite noise model containing harmonic disturbance, colored noise, and white noise was therefore constructed to represent the practical measurement environment. Based on the conventional Recursive Least Squares (RLS) framework, two online estimation and correction methods were developed. The first was a two-stage method combining a linear Kalman Filter (KF) with weighted least-squares phase regression, in which the fundamental airspeed-vector components and harmonic terms were estimated by the KF, while the dynamic time-delay coefficient was identified through phase regression. The second employed an augmented-state Extended Kalman Filter (EKF) to jointly estimate airspeed, relative-flow direction, dynamic time delay, channel bias, and harmonic components. A MATLAB/Simulink simulation platform was established to compare RLS, the two-stage KF method, and the augmented-state EKF under two constant-flow conditions and two dynamically varying relative-flow conditions. Under the high-airspeed constant-flow condition, the two-stage method reduced the airspeed root-mean-square error and the relative-flow-direction mean absolute angular error by 91.0% and 86.6%, respectively, compared with RLS, demonstrating superior steady-state estimation accuracy. Under the high-frequency dynamic condition, the augmented-state EKF provided better relative-flow-direction tracking performance, with a minimum mean absolute angular error of 5.945°. An independent airspeed sweep over 5–18 m/s was also conducted while maintaining the same relative-flow-direction range, noise model, and algorithm parameters. The results showed that airspeed magnitude affected the relative performance of the three algorithms, whereas the airspeed estimation error of the two-stage method remained comparatively stable over the tested range. The results indicate that the two-stage method is more

收稿日期：2026-06-26
基金项目：国家自然科学基金（52227811）
作者简介：程骏飞 男，硕士研究生。主要研究方向：浮空器测量系统与动力学控制。周江华 男，研究员。主要研究方向：浮空器动力学控制。
英文基金项目： National Natural Science Foundation of China (52227811)
网络首发时间：2026-09-08 16:38:26 网络首发地址：https://link.cnki.net/urlid/11.2625.v.20260908.1357.002

suitable for high-accuracy airspeed and relative-flow-direction estimation under constant or quasi-steady inflow conditions, whereas the augmented-state EKF provides better adaptability for online estimation under complex dynamically varying relative-flow conditions.

Key words Stratosphere; Airspeed measurement; Kalman filter; Extended Kalman filter; Parameter estimation

平流层飞艇是飞行高度介于卫星和传统飞行器之间的临近空间飞行器，具备在平流层空间长期驻留和巡航的能力，近年来受到各国的普遍重视。在平流层飞艇的飞行控制中，飞艇所受气动力与其相对于周围大气的运动状态密切相关，因此空速及相对风向是评估飞艇飞行性能和实施精细化控制的重要状态参数[1]。由于目前的低空风速计无法准确实时测量高海拔低速飞行器空速及相对风向[2][3][4]，中国科学院空天信息创新研究院浮空器中心设计了面向平流层飞艇的旋转式压差风速计[5][6]，在2019年的飞行试验中，在国际上率先解决了平流层稀薄大气环境下，低速飞行器空速及相对风向准确测量的难题[7]。这种旋转式压差风速计通过间接测量动压压差，从信号中解算空速信息。但由于运动和旋转流场导致的噪声耦合在信号中，很难通过普通的滤波滤除，中国科学院空天信息创新研究院浮空器中心设计了一种工程化的滤波处理方法，将旋转压差风速计的周期压差信号用傅里叶级数展开，并采用了 Recursive Least Squares 递推最小二乘算法（RLS）将周期信号幅值求出，从幅值中解算得到空速及相对风向[8]。但这种解算方法仅滤除了高频噪声，并未对测量信号中的系统误差进行处理，需要风洞标定测量，增加了地面检测的复杂性[9]。

Kalman Filter 卡尔曼滤波算法（KF）是一种针对线性系统的状态估计方法，其递归逻辑简单，运算量小，适合计算机处理[12]，在风场预测领域也被广泛应用[13]。当被估过程或观测变量与过程的关系是非线性的，则需要使用雅可比矩阵将关系线性化，这种滤波算法被称作 Extended Kalman Filter 扩展卡尔曼滤波（EKF）[14]。EKF 算法多用于解决导航、控制及轨迹追踪等领域中复杂的非线性问题[15][16]。本文针对艇载旋转式压差测风仪空速及相对风向信号中的噪声与系统误差进行分析与建模，在原有 RLS 算法基础上提出 KF 双阶段估计方法和增广状态 EKF 联合估计方法，并通过恒定、动态及不同空速尺度工况比较三种实时解算方法的性能，为平流层飞艇空速及相对风向的高精度在线解算与误差辨识提供算法基础。

1 艇载测风仪空速传感原理与工程化测量模型

平流层艇载测风仪结构如图 1 所示，测风仪的转动部由底部电机驱动旋转，两对正交的刚性探头固定于转子部，探头向外端翘曲部分内嵌压差传感器，测量在旋转中的动压压差。将转动部简化为图 2 的模型示意，建立探头端子传感器转动过程的动力学方程。

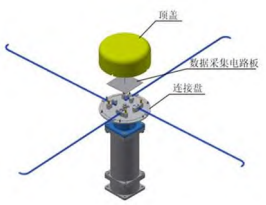


图 1 平流层艇载测风仪结构图
Figure 1 Stratospheric airship-borne anemometer structural diagram

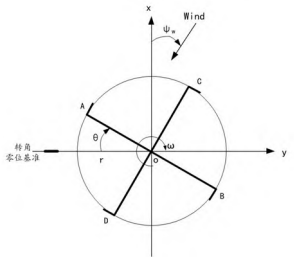


图 2 测风仪动力学模型示意
Figure 2 Schematic diagram of the dynamic model of the anemometer

设刚性旋杆的旋臂半径为 r，转子角速度为 ω，平面内相对来流速度和方向分别为 V_{a}、Ψ_{a}（若以空气相对于飞艇的相对来流方向表示，则二者方向相差 180°），相对风向与基准轴夹角为旋臂转角为 θ，定义测压探头 A、B 相对转动轴的线速度为 $V=\omega r$，根据伯努利方程，探头 A、B 的动压 p_{A} 和 p_{B} 分别为：

$$\begin{cases} p_{\mathrm{A}} = \dfrac{1}{2}\rho[V^2 + V_{\mathrm{a}}^2\cos^2(\psi_{\mathrm{a}}-\theta) + 2VV_{\mathrm{a}}\cos(\psi_{\mathrm{a}}-\theta)] \\ p_{\mathrm{B}} = \dfrac{1}{2}\rho[V^2 + V_{\mathrm{a}}^2\cos^2(\psi_{\mathrm{a}}-\theta) - 2VV_{\mathrm{a}}\cos(\psi_{\mathrm{a}}-\theta)] \end{cases} \tag{1}$$

式中：ρ 是大气密度，所以两对压差传感器所测的压差为：

$$\begin{cases} \Delta p_1 = p_{\mathrm{A}} - p_{\mathrm{B}} = 2\rho\omega r V_{\mathrm{a}}\cos(\psi_{\mathrm{a}}-\theta) \\ \Delta p_2 = p_{\mathrm{C}} - p_{\mathrm{D}} = 2\rho\omega r V_{\mathrm{a}}\sin(\psi_{\mathrm{a}}-\theta) \end{cases} \tag{2}$$

从理论上讲，由式 1，2 可以在已知大气密度，探头端旋转半径，转子恒定转速，转动角位置的情况下提取出平面内相对来流信息[10]：

$$\begin{cases} V_{\mathrm{a}} = \dfrac{1}{2\rho\omega r}\sqrt{\Delta p_1^2 + \Delta p_2^2} \\ \psi_{\mathrm{a}} = \arctan\left(\dfrac{\Delta p_2}{\Delta p_1}\right) + \theta \end{cases} \tag{3}$$

艇载测风仪直接输出飞艇相对于局部大气的空速及相对风向。若进一步需要获得导航系环境真风，可结合艇载导航信息进行计算。设测风仪与导航参考点近似重合，忽略安装杆臂影响，飞艇艇体系空速矢量为 $\boldsymbol{v}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{B}}$，导航系统给出的北—东—地坐标系地速为 $\boldsymbol{v}_{\mathrm{G}}^{\mathrm{N}}$，则艇体系空速转换至导航系后有

$$\boldsymbol{v}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{N}} = \boldsymbol{C}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{N}}\boldsymbol{v}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{B}} \tag{4}$$

根据空速、地速与真风的矢量关系

$$v_w^{\mathrm{N}} = v_{\mathrm{G}}^{\mathrm{N}} - \boldsymbol{C}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{N}}\boldsymbol{v}_{\mathrm{A}}^{\mathrm{B}} \tag{5}$$

式中，$\boldsymbol{C}_{\mathrm{B}}^{\mathrm{N}}$为艇体系至北—东—地导航坐标系的方向余弦矩阵。因此，本文重点研究测风仪直接输出的空速及相对风向在线解算，导航系真风恢复属于测风结果与艇载导航信息的后续融合过程。

在理想条件下，艇载旋转式测风仪的压差信号仅由空速、相对风向以及转子角位置决定。考虑工程应用中的非理想因素后，单路压差信号可写为：

$$\Delta p(t-\tau) = a + 2b\rho\omega r V_{\mathrm{a}}\cos[\psi_{\mathrm{a}} + \theta(t) - \Delta\theta] + \varepsilon \tag{6}$$

式中，a 为压差传感器零偏，b 为通道线性度系数，$\theta(t)$为转子角位置，$\Delta\theta$ 为安装角误差，τ 为动态时延误差系数，ε 为总等效噪声。由公式可知，相对于其他风传感器，旋转式测风仪具备空速及相对风向信息与传感器直流漂移完全解耦的优点。另外，实际压差信号中的非理想因素可归纳为幅值误差、相位误差和观测噪声三类，后续第 2 节将进一步分析其对空速及相对风向解算结果的影响。

2. 艇载测风仪信号噪声特征与 RLS 算法局限性

2.1 实测信号噪声特征

使风速计以 400r/min 的转速旋转，同时给予其速度方向固定的来流，得到单路压差传感器时域信号与频谱分析如图 3 所示。

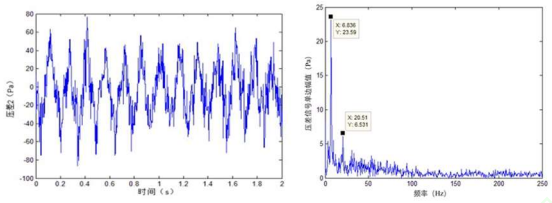


图 3 400r/min 转速恒风情况下压差时域信号图（左）与频谱分析图（右）
Figure 3 Waveforms of the two differential pressure signals under constant airflow at 400 r/min(left) and FFT analysis graph of differential pressure signal(right)

由图可知，实测信号在约 6.836Hz 处存在显著主峰，与 400r/min 对应的理论转频 6.667Hz 基本一致，说明该成分主要来源于转子基频响应；同时，频谱在约 20.51Hz 处存在明显峰值，与主峰近似满足三倍关系，可推测其更可能与探头尖端涡流引起的压力脉动有关[17] [18]，而非由低频转速波动直接主导。由于旋转式测风仪结构存在半周对称性，压差信号的傅里叶展开只保留奇次谐波。并且频谱中主峰和谐波峰值两侧各有一簇小峰，来源于转子转速波动导致的谐波。本文将总等效噪声 $\varepsilon(t)$分解为谐波干扰项、低频有色噪声项和高频白噪声项三部分，即：

$$\varepsilon(t)=\varepsilon_{\mathrm{h}}(t)+\varepsilon_{\mathrm{c}}(t)+\varepsilon_{\omega}(t) \tag{7}$$

式中：$\varepsilon_h(t)$用于描述由旋转调制、机械振动及结构不对称引入的窄带谐波干扰：

$$\varepsilon_{\mathrm{h}}(t)=\sum_{n=1}^{N_{\mathrm{h}}}A_{\mathrm{n}}cos(2\pi nf_{\mathrm{r}}t+\varphi_{\mathrm{n}}) \tag{8}$$

式中：f_{r} 为转子基频，n 为谐波阶次，A_{n} 和 φ_{n} 分别为第 n 阶谐波的幅值和初相位。$\varepsilon_{\mathrm{c}}(t)$用于表征有色噪声，其变化特征较为缓慢，通常表现为低频能量集中的非白噪声。$\varepsilon_{\omega}(t)$则表示零均值白噪声。

2.2 RLS 解算方法的局限性

原有 RLS 解算方法[8] 基于主频信号的线性化形式，将单路压差信号表示为

$$y_{\mathrm{k}}=a+Acos\varphi_{\mathrm{t,k}}+Bsin\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varepsilon_{\mathrm{k}} \tag{9}$$

可建立线性回归模型估计正交分量，并得到空速及相对风向估计值（变量物理意义见附录 A）：

$$y_{\mathrm{k}}=\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\theta}_{\mathrm{K}}+\varepsilon_{\mathrm{k}} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}&=[1\quad cos\varphi_{\mathrm{t,k}}\quad sin\varphi_{\mathrm{t,k}}]^{\mathrm{T}}\\ \boldsymbol{\theta}_{\mathrm{k}}&=[a\quad A\quad B]^{\mathrm{T}}\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}\hat{V}_{\mathrm{a,k}}&=\frac{\sqrt{\hat{A}_{\mathrm{k}}^2+\hat{B}_{\mathrm{k}}^2}}{Cb\omega_{\mathrm{k}}}\\ \hat{\psi}_{\mathrm{a,k}}&=arc\tan 2(\hat{B}_{\mathrm{k}},\hat{A}_{\mathrm{k}})+\Delta\theta\end{aligned} \tag{12}$$

单路压差 RLS 解算方法可以在一定程度上抑制随机噪声对空速及相对风向解算结果的影响，然而实际压差信号中仍有诸多干扰项耦合其中。

首先，由 2.1 频谱分析可知，三倍转频谐波和低频有色扰动的峰值无法完全忽略，若仍将上述扰动统一归入随机噪声，三倍谐波和低频扰动会在递推过程中持续进入 A、B 的估计结果，造成主频分量波动和动态响应滞后。其次，在算法更新中，ω_{k} 也会存在低频波动，在 400r/min 转速下，实际转速仍存在约±1.5%～±2.5%的波动；在 10m/s 典型空速条件下，该波动可引起约±0.15～±0.25 m/s 量级的

速度估计浮动（即压差信号主峰和谐波峰值两侧小峰）。

此外，动态时延在观测方程中可等效为附加相位误差。若转子角速度在短时间内近似恒定，则动态时延引起的相位偏移可表示为：

$$\theta(t-\tau)\approx\theta(t)-\omega\tau \tag{13}$$

动态时延与安装角误差在信号模型中均表现为相位偏移项。若算法未对动态时延进行显式建模，其影响将直接进入相对风向估计结果，并表现为与转速相关的系统性偏差。

根据风洞试验数据对不同安装角及转速条件下的相位偏移进行最小二乘拟合，可得到动态时延系数量级约为 10^{-3}。若转子转速为 100r/min~1000r/min，由时延造成的角度误差约为$(3\omega)°$（ω 单位为 r/min）。

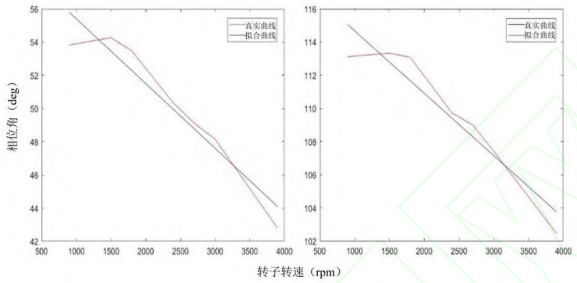


图 4 不同安装角及转速下时延系数的拟合情况（拟合线的斜率为时延系数）

Figure 4 Fitting results of the time delay coefficient under different installation angles and rotational speeds (the slope of the fitted line represents the time delay coefficient).

根据风洞试验和标定试验结果，压差计零偏和线性度误差可通过环模箱标定[11] 及在线辨识方法进行修正，其中多数传感器线性度系数接近 1，仅存在 10^{-3} 量级的小幅偏差，对主要测量结果影响有限。安装角误差可通过装配测量或离线标定补偿。因此，本文后续重点考虑主频分量估计、三倍谐波分离、动态时延补偿和转速波动影响，而不能仅以理想白噪声假设替代实际测量扰动。

3. 测风仪信号的在线解算及校正算法

为提高算法对实测压差信号的适应能力，本文在原有主频信号模型基础上，将三倍谐波分量显式引入观测模型中，使算法能够在估计空速及相对风向的同时，对三倍谐波进行联合估计与分离。另外，针对转速波动和时延系数补偿方面，本文设计两类在线解算与校正方法：一类是基于线性重参数化的卡尔曼滤波与加权最小二乘相位回归双阶段估计方法；另一类是将空速、相对风向、动态时延系数和三倍谐波参数统一纳入状态向量的增广状态扩展卡尔曼滤波方法。两种算法均以两路压差信号、转子角速度和转子角位置作为输入，输出空速估计值、相对风向估计值、动态时延系数估计值及标定激励指令。

3.1 线性 KF 与相位回归双阶段估计法

算法的核心思路为：通过独立的加权最小二乘算法（Least Squares Method）在转速激励下估计时延系数 τ；以 KF 滤波为主线，同时估计两路偏置、主频风矢量和三倍谐波分量，并根据 τ 估计值加以相位补偿。（本节公式变量意义见附录 B）

线性 KF 算法的状态向量定义为：

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{k}}=[a_1 \quad a_2 \quad u_1 \quad v_1 \quad u_3 \quad v_3]^{\mathrm{T}} \tag{14}$$

两路压差信号写为

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{k}}=\boldsymbol{H}_{\mathrm{k}}\boldsymbol{x}_{\mathrm{k}}+\boldsymbol{v}_{\mathrm{k}} \tag{15}$$

$$\boldsymbol{y}_{\mathrm{k}}=\begin{bmatrix}\Delta p_{1,\mathrm{k}}\\ \Delta p_{2,\mathrm{k}}\end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\boldsymbol{H}_{\mathrm{k}}=\begin{bmatrix}1 & 0 & h_{11,\mathrm{k}} & h_{12,\mathrm{k}} & g_{11,\mathrm{k}} & g_{12,\mathrm{k}}\\ 0 & 1 & h_{21,\mathrm{k}} & h_{22,\mathrm{k}} & g_{21,\mathrm{k}} & g_{22,\mathrm{k}}\end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\begin{cases}h_{11,\mathrm{k}}=C_1\omega_{\mathrm{k}}cos(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 1})\\ h_{12,\mathrm{k}}=-C_1\omega_{\mathrm{k}}sin(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 1})\\ g_{11,\mathrm{k}}=C_1\omega_{\mathrm{k}}cos3(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 1})\\ g_{12,\mathrm{k}}=-C_1\omega_{\mathrm{k}}sin3(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 1})\\ h_{21,\mathrm{k}}=C_2\omega_{\mathrm{k}}sin(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 2})\\ h_{22,\mathrm{k}}=C_2\omega_{\mathrm{k}}cos(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 2})\\ g_{21,\mathrm{k}}=C_2\omega_{\mathrm{k}}sin3(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 2})\\ g_{22,\mathrm{k}}=C_2\omega_{\mathrm{k}}cos3(\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 2})\end{cases} \tag{18}$$

更新过程采用慢变随机游走模型，进行过程预测，状态更新，协方差更新。得到主频正交分量对应的总相位与空速为：

$$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}=arc\tan 2(\hat{v}_{1,\mathrm{k}},\hat{u}_{1,\mathrm{k}}) \tag{19}$$

$$V_{\mathrm{a,k}}=\sqrt{\hat{u}_{1,\mathrm{k}}^2+\hat{v}_{1,\mathrm{k}}^2} \tag{20}$$

在标定窗口内，对展开后的总相位建立加权线性回归关系，估计时延系数并补偿相位偏移：

$$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{i}}=\psi_{\mathrm{a}}+\tau\omega_{\mathrm{i}}+\eta_{\mathrm{i}} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}&\bar{\omega}=\frac{\sum_{\mathrm{i}}w_{\mathrm{i}}\omega_{\mathrm{i}}}{\sum_{\mathrm{i}}w_{\mathrm{i}}},\bar{\boldsymbol{\Phi}}=\frac{\sum_{\mathrm{i}}w_{\mathrm{i}}\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{i}}}{\sum_{\mathrm{i}}w_{\mathrm{i}}}\\ &\hat{\tau}=\frac{\sum_{\mathrm{i}}w_{\mathrm{i}}(\omega_{\mathrm{i}}-\bar{\omega})(\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{i}}-\bar{\boldsymbol{\Phi}})}{\sum_{\mathrm{i}}w_{\mathrm{i}}(w_{\mathrm{i}}-\bar{\omega})^2}\\ &\hat{\psi}_{\mathrm{a}}=\bar{\boldsymbol{\Phi}}-\hat{\tau}\bar{\omega}\end{aligned} \tag{22}$$

算法逻辑如图 5 所示，初始化阶段，首先在满足转速门限的样本上进行批量统计，并通过最小二乘方法得到状态初值及初始协方差，降低滤波初期因经验初值不准确造成的收敛波动。进入在线运行后，算法将状态建模为慢变参数，并根据当前转子角速度和角位置实时更新量测矩阵。对于残差过大或转速过低的样本，算法通过门控机制跳过更新，以避免传感器毛刺、瞬态冲击或低激励工况造成状态估计发散。在标定窗口内，算法向转子转速指令中叠加带汉宁包络的低频激励，以提高动态时延系数的可观测性。

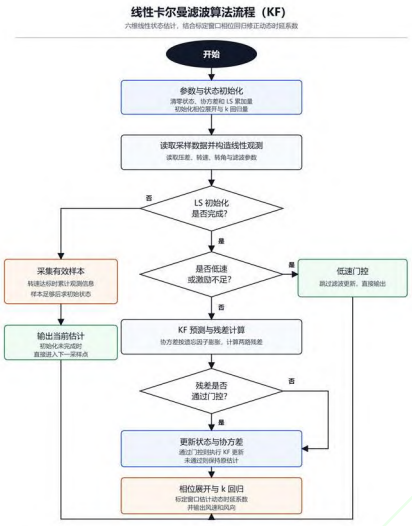


图 5 线性 KF 与相位回归双阶段估计法算法逻辑

Figure 5 Algorithmic Logic of the Two-Stage Estimation Method Combining Linear KF and Phase Regression

线性 KF 与相位回归双阶段估计法具备模型线性、计算量小、实时性强、能够将三倍转频谐波从主频估计中分离出来的优点；但由于动态时延系数未进入统一协方差传播，难以完整描述其与主频状态、三倍谐波状态之间的不确定性耦合。因此，该方法更适合算力受限、标定激励可控且实时性要求较高的工程场景。

3.2 增广状态 EKF 联合估计法

与线性 KF 双阶段估计法不同，增广状态 EKF 将空速幅值、相对风向相位、动态时延系数和三倍谐波参数统一纳入同一个非线性状态空间模型中进行联合估计。（本节公式变量意义见附录 C）

$$\boldsymbol{x}_{\mathrm{k}}=\begin{bmatrix}a_1 & a_2 & V_{\mathrm{a}} & \psi_{\mathrm{a}} & \tau & h_{3\mathrm{c}} & h_{3\mathrm{s}}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{23}$$

由于平流层艇载测风应用中，来流速度与方向在算法采样周期内通常具有缓慢变化特征，而传感器零偏、动态时延系数和谐波参数也不会在相邻采样点间发生突变，因此状态转移模型采用随机游走形式。对非线性观测函数进行一阶线性化，得到观测 Jacobian 矩阵：

$$\boldsymbol{J}_{\mathrm{k}}=\begin{bmatrix}1 & 0 & h_1 & C_1\omega d_1 & C_1\omega^2 d_1 & g_1 & x_1\\ 0 & 1 & h_2 & C_2\omega d_2 & C_2\omega^2 d_2 & g_2 & x_2\end{bmatrix} \tag{24}$$

$$\begin{aligned} &h_1=C_1\omega cos\psi_{1,\mathrm{k}},h_2=C_2\omega sin\psi_{2,\mathrm{k}}\\ &g_1=C_1\omega cos3\psi_{1,\mathrm{k}},g_2=C_2\omega sin3\psi_{2,\mathrm{k}}\\ &x_1=-C_1\omega sin3\psi_{1,\mathrm{k}},x_2=C_2\omega cos3\psi_{2,\mathrm{k}}\end{aligned} \tag{25}$$

$$\begin{aligned} \psi_{1,\mathrm{k}}&=\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 1}+\psi_{\mathrm{a}}+\tau\omega_{\mathrm{k}}\\ \psi_{2,\mathrm{k}}&=\varphi_{\mathrm{t,k}}+\varphi_{\Delta 2}+\psi_{\mathrm{a}}+\tau\omega_{\mathrm{k}}\end{aligned} \tag{26}$$

计算观测残差，创新协方差，归一化创新平方并进行门控：

$$e_{\mathrm{k}}=y_{\mathrm{k}}-\hat{y}_{\mathrm{k}}=y_{\mathrm{k}}-h(\boldsymbol{x}_{\mathrm{k}},u_{\mathrm{k}}) \tag{27}$$

$$\begin{cases}\boldsymbol{S}_{\mathrm{k}}=\boldsymbol{J}_{\mathrm{k}}\boldsymbol{P}_{\mathrm{k|\,k\text{-}1}}\boldsymbol{J}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{T}}+\boldsymbol{R}\\ NIS_{\mathrm{k}}=\boldsymbol{e}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{S}_{\mathrm{k}}^{-1}\boldsymbol{e}_{\mathrm{k}}\end{cases} \tag{28}$$

通过门控后，更新 EKF 得到解算值。

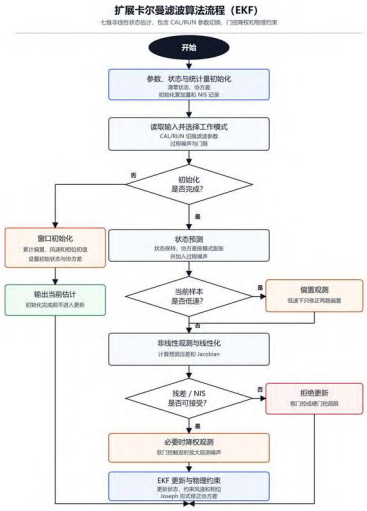


图 6 增广 EKF 算法逻辑
Figure 6 Augmented EKF Algorithm Logic

算法逻辑如图 6 所示。程序中设置标定(CAL)和普通运行(RUN)两类工作模式。采用两套参数，提高标定时参数的可辨识性，保证长期在线运行的稳定性。动态时延系数可选择在标定结束后锁定，也可继续以较小过程噪声参与在线更新。EKF 在每个采样点对观测模型进行一阶线性化，并利用残差门控和归一化创新平方 Normalized Innovation Squared(NIS)门控抑制异常样本对状态估计的影响。

与 KF+LS 方法相比，增广 EKF 能够在同一状态空间中描述主频风矢量、三倍谐波和动态时延之间的耦合关系，不完全依赖外部强转速激励，但该方法计算量较大，对初值和噪声协方差设置更敏感，适合相对风向动态变化明显或需要持续在线校正的工况。

4. 仿真平台与工况设计

4.1 理想信号与噪声注入

算法的仿真验证平台基于 MATLAB/Simulink 搭建。首先是压差信号的模拟仿真，如图 7：

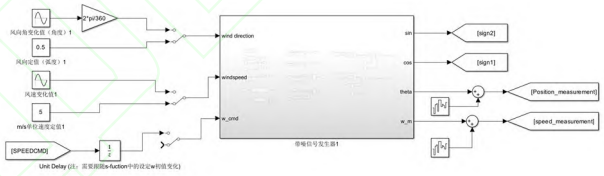


图 7 压差信号仿真模型
Figure 7 Differential Pressure Signal Simulation Model

在带噪信号发生器中，转子转速部分注入了低功率白噪声和低频波动；而压差噪声注入采用三路并联结构，构造了信号的三倍谐波分量、高频白噪声和低频有色噪声，噪声模型简化公式为：

$$\Delta p_{\mathrm{sim}}(t) = a + C\cos\beta(t) + \eta_3 C\cos 3\beta(t) + \varepsilon(t) \tag{29}$$

式中，$C\cos\beta(t)$对应式 6 中的主频项，$\eta_3 C\cos 3\beta(t)$即为主频的三倍谐波，幅值系数 η_3 由 2.1 可得为 0.28，$\varepsilon(t)$部分则分频带设置不同噪声，模拟 FFT 图中的分布情况。仿真部分参数如表 1 所示。理想信号、噪声信号与 FFT 分析如图 8。

表 1 Simulink仿真模块系数
Table 1 Simulink Simulation Module Coefficients

通道	直流偏移 a	大气密度 ρ(kg/m³)	旋杆半径 r(m)	线性度 b	安装角 Δθ(rad)	时延系数 τ(s)
通道 1	0.363	1.225	0.25	0.999	0.52	-0.0043
通道 2	0.1143	1.225	0.25	0.9978	0.52	-0.0043

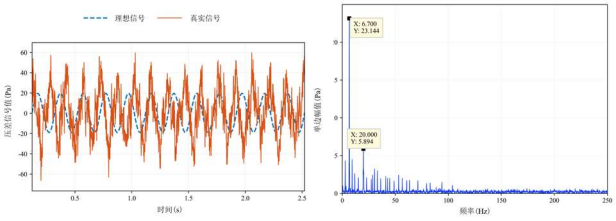


图 8 理想信号/噪声注入压差信号（左）模拟噪声信号 FFT 分析（右）
Figure 8 Ideal Signal/Noise-Injected Differential-Pressure Signal (left); FFT Analysis of Simulated Noise Signal (right)

4.2 算法验证

在 4.1 构建的信号模型基础上，对 RLS、KF+LS 和 EKF 三种在线解算算法进行性能验证。首先设置两类恒定来流和两类周期变化来流工况，比较算法的稳态精度与动态跟踪能力；随后在保持相对风向变化范围、噪声模型及算法参数不变的条件下进行独立空速扫描，以分析空速变化对算法相对性能的影响。

结合测风仪解算模块的运行性能，算法内部采样周期设为 0.005 s，对输出空速、相对风向结果按 0.02 s 采样间隔进行统计分析。工况具体参数如表 2 所示。

表 2 实验工况参数
Table 2　Airspeed and Relative-Flow-Direction Parameters for Experimental Conditions

	空速偏置(m/s)	相对风向偏置(°)	空速振幅(m/s)	相对风向振幅(°)	频率(Hz)
实验 1	3	28.65(0.5rad)	0	0	0
实验 2	18	114.59(2rad)	0	0	0
实验 3	3	30(pi/6rad)	3	20	0.5
实验 4	15	5(pi/36rad)	10	50	0.02

三种算法在四类工况下的误差统计结果及动态跟踪性能在表 3，表 4 中进行了统计整理。表 3 列出了不同工况下的空速均方根误差 Root Mean Squared Error(RMSE)和相对风向平均绝对误差 Mean Absolute Error(MAAE)。表 4 则列出在实验 3，4 工况下不同算法的相位时延，幅值比与归一化/标准化均方根误差 Normalized Root Mean Square Error(NRMSE)。

表 3　三种算法在四类工况下的误差统计结果
Table 3 Statistical Errors of Airspeed and Relative-Flow Direction for the Three Algorithms under Four Operating Conditions

工况	指标	EKF	KF+LS	RLS
实验 1	空速 RMSE / m·s⁻¹	0.142	0.041	0.211
	相对风向 MAAE / °	3.652	1.515	10.112
实验 2	空速 RMSE / m·s⁻¹	1.569	0.162	1.795
	相对风向 MAAE / °	2.049	1.105	8.257
实验 3	空速 RMSE / m·s⁻¹	1.140	1.154	2.221
	相对风向 MAAE / °	5.945	11.212	12.890
实验 4	空速 RMSE / m·s⁻¹	2.149	0.353	0.785
	相对风向 MAAE / °	6.360	124.264	11.245

表 4 周期变化工况下的动态跟踪与时延指标

Table 4 Dynamic Tracking and Time-Delay Metrics under Periodically Varying Operating Conditions

工况	对象	EKF：时延/幅值比/NRMSE	KF+LS：时延/幅值比/NRMSE	RLS：时延/幅值比/NRMSE
实验 3	空速	0.15s/0.78/19.1%	0.18s/0.83/19.2%	0.42s/0.16/37.1%
	相对风向	0.12s/0.95/25.2%	0.18s/0.63/45.5%	0.43s/0.19/36.8%
实验 4	空速	0.84s/0.79/10.7%	0.33s/0.99/1.8%	0.72s/0.99/3.9%
	相对风向	0.43s/0.96/7.8%	1.31s/1.41/129.7%	0.72s/0.98/11.9%

4.2.1 恒定来流，低空速小相对风向角工况

在低空速小相对风向角恒定来流下，算法跟踪情况如图 9 所示。由图像和统计值可知，三种算法均能完成空速与相对风向估计，但误差水平存在差异。KF+LS 算法取得最低空速 RMSE 和相对风向 MAAE，分别为 0.041 m/s 和 1.515°；EKF 空速 RMSE 为 0.142 m/s，相对风向 MAAE 为 3.652°；RLS 空速 RMSE 为 0.211 m/s，相对风向 MAAE 达到 10.112°。该结果表明，RLS 虽然输出较平滑，但由于未显式补偿动态时延，相对风向估计存在稳定偏差；KF+LS 通过标定后锁定时延系数，在恒定来流中具有更高稳态精度。

KF+LS 算法相较于 EKF 算法波动更小，这是因为 KF+LS 算法在标定模式结束后锁定了时延系数（该算法下时延系数估计值会在激励消失后随时间逐渐偏移），因此相对风向稳态误差较小；EKF 算法未锁定时延系数（该算法可以无需转速激励，直接利用电机转速中的低频扰动维持无偏估计），其估计值围绕-0.0043 附近波动，如图 10 所示，该波动传递至相对风向估计后表现为角度抖动。

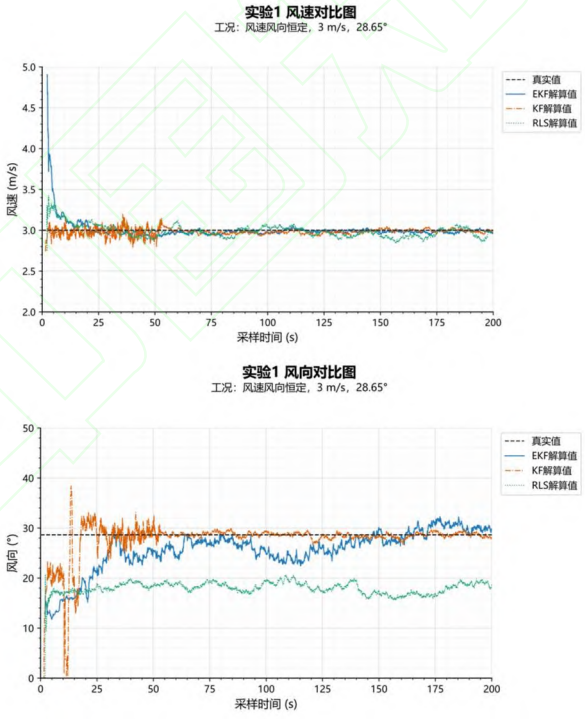


图 9 低空速小相对风向角恒定来流下的算法跟踪情况

Figure 9 Airspeed/Relative-Flow-Direction Tracking Performance under Constant Inflow with Low Airspeed and Small Relative-Flow Direction Angle

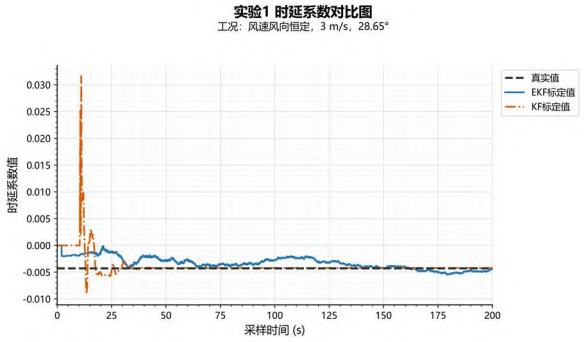


图 10 实验一环境下的时延系数估值曲线
Figure 10 Estimated Time-Delay Coefficient Curve under Experimental Environment 1

4.2.2 恒定来流，高空速大相对风向角工况

高空速大相对风向角恒定来流下的结果如图 11 所示。KF+LS 仍保持最优速度估计精度，空速 RMSE 为 0.162 m/s，明显低于 EKF 的 1.569 m/s 和 RLS 的 1.795 m/s。相对风向估计方面，KF+LS 和 EKF 的 MAAE 分别为 1.105°和 2.049°，均显著低于 RLS 的 8.257°。因此，两类新算法均能有效削弱动态时延引起的相对风向固定偏差，其中 KF+LS 在恒定工况下具有更好的稳态解算精度。

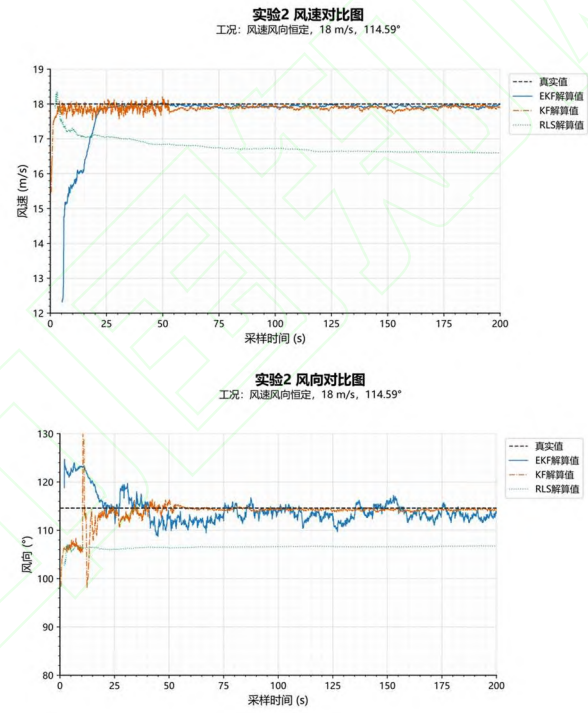


图 11 高空速大相对风向角恒定来流下的算法跟踪情况
Figure 11 Airspeed/Relative-Flow-Direction Tracking Performance under Constant Inflow with High Airspeed and Large Relative-Flow Direction Angle.

4.2.3 空速与相对风向高频小幅振荡工况

在 0.5 Hz 高频小幅振荡工况下，跟踪结果如图 12 所示。EKF 与 KF+LS 的空速 RMSE 分别为 1.140 m/s 和 1.154 m/s，均明显低于 RLS 的 2.221 m/s，说明两类新算法均能改善动态来流速度估计。相对风向估计方面，EKF 的 MAAE 为 5.945°，低于 KF+LS 的 11.212°和 RLS 的 12.890°。动态指标进一步表明，EKF 相对风向相位时延为 0.123 s，幅值比为 0.947；而 KF+LS 和 RLS 的相对风向幅值比分别为 0.625 和 0.192，均存在不同程度的动态分量衰减。因此，高频工况下 EKF 在相对风向跟踪精度、幅值保持和响应滞后之间具有更优综合性能。

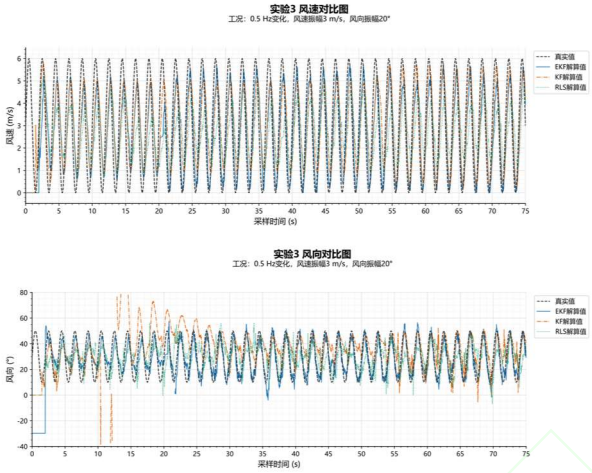


图 12 空速与相对风向高频振荡工况下算法跟踪情况
Figure 12 Airspeed/Relative-Flow-Direction Tracking Performance under High-Frequency Oscillation Conditions

4.2.4 空速与相对风向低频大幅振荡工况

在低频大幅振荡工况下，如图 13 所示，空速和相对风向估计结果表现出明显差异。空速通道中，KF+LS 取得最低 RMSE，为 0.353 m/s，且幅值比达到 0.994，说明其能够较好保持低频大幅空速变化；RLS 空速 RMSE 为 0.785 m/s，EKF 为 2.149 m/s。相对风向通道中，EKF 取得最优结果，MAAE 为 6.360°，幅值比为 0.955，NRMSE 为 7.80%；相比之下，KF+LS 相对风向 MAAE 达到 124.264°，NRMSE 为 129.65%。该结果表明，KF+LS 的相位回归在低频大幅相对风向变化下易受到相对风向周期项与转速激励耦合影响，导致时延系数标定偏移；EKF 通过增广状态联合估计动态时延，对复杂相对风向变化具有更好的鲁棒性。

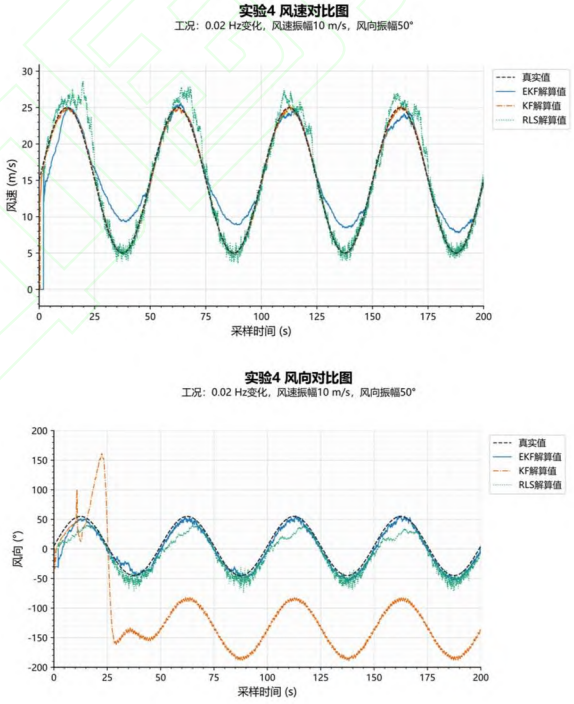


图 13 空速与相对风向低频大幅振荡工况下算法跟踪情况
Figure 13 Airspeed/Relative-Flow-Direction Tracking Performance under Low-Frequency, Large-Amplitude Oscillation Conditions

4.2.5 空速尺度对算法性能的影响

前述四类典型工况同时改变了空速水平、相对风向变化幅值和变化频率，因此难以单独判断空速尺度对算法性能的影响。为此，在保持 4.1 节信号模型、复合噪声模型和算法参数不变的条件下进行独立空速扫描。相对风向选择 110°~130°变化范围，各工况的空速在 5、6、9、12、15 和 18 m/s 六个均值上叠加幅值 2 m/s、频率 0.1 Hz 的正弦分量，相对风向以 120°为中心作幅值 10°、频率 0.1 Hz 的周期变化，空速序列另叠加标准差 0.05 m/s 的可复现随机扰动。结果如图 14 所示

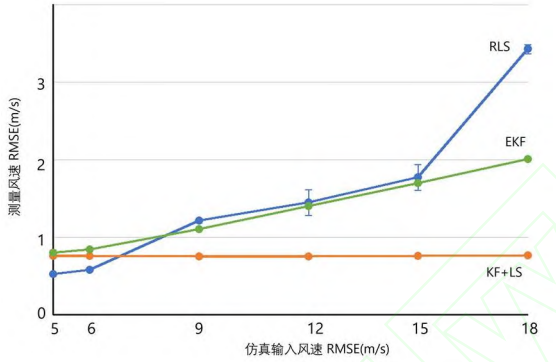


图 14 三种算法的独立空速扫描
Figure 14 Independent airspeed sweep of the three algorithms in the frozen direction range

空速通道中，KF+LS 在 5~18 m/s 范围内的 RMSE 均值保持在 0.753~0.762 m/s；RLS 的 RMSE 由 5 m/s 时的 0.593 m/s 增至 18 m/s 时的 3.684 m/s，EKF 则由 0.807 m/s 增至 2.076 m/s。因而，5~6 m/s 时 RLS 的空速误差最小，自 9 m/s 起 KF+LS 最低。相邻测试档位结果的线性插值给出 RLS 与 KF+LS 约 6.83 m/s、RLS 与 EKF 约 8.11 m/s 的描述性交叉点。该结果表明，空速尺度会改变算法的相对优劣，空速变化时，固定参数下 KF+LS 算法所受影响最小。

5. 结论

综合仿真实验的四类工况可以看出，KF+LS 算法在恒定来流下具有较高的空速解算精度，且在高频变化来流下可以保证时延系数的标定精度；EKF 在方向估计和动态方向跟踪方面优势更明显，能够在恒定来流工况且无激励的环境下持续稳定追踪时延系数；RLS 算法结构简单、收敛速度快，但由于未显式估计时延系数，在相对风向解算中普遍存在固定偏差，并且在高频变化来流下对有效动态分量存在明显衰减。

进一步的独立空速扫描表明，空速尺度会影响三种算法的相对性能。随着平均空速由 5 m/s 增至 18 m/s，RLS 和 EKF 的空速估计误差总体增大，而 KF+LS 在固定参数下的 RMSE 变化较小，说明不同算法不存在覆盖全部空速范围和评价通道的统一最优解，实际应用中应结合空速范围以及速度、方向精度需求选择解算模式。

在测风仪升空后，首先需要估计系统的时延系数，再进行下一步的空速估计。由于仿真中的转速激励曲线比较理想，现实中的转子转速无法完全符合，因此，在恒定或低频振荡来流中（一般平流层环境），可使用 EKF 标定模式，以转速噪声为激励估计时延系数。若标定环境处于高频变化来流中（飞艇处于上升期，位置不在平流层），则可以采用 LS 标定模式进行估计。由于时延系数一般为定值，标定模式结束后即可直接锁定时延系数，不参与更新，或以小时为单位进行系数的重置估计。

在空速及相对风向信息解算方面，若应用场景以低算力稳态空速测量为主，KF+LS 工作模式具有较好的误差控制能力，尤其适用于标定激励可控、时延系数可锁定的工况；EKF 算法则更适合相对风向精度要求较高、相对来流动态变化较复杂或难以施加强外部激励的场景。RLS 算法结构简单、收敛较快，仍具有一定工程实用价值。实际算法构建中可以将 KF+LS 算法与 EKF 算法相融合进行实时解算，可发挥出各自在擅长工况下的最佳性能。本文提出的在线解算与校正框架能够在一定程度上降低

对地面风洞标定和经验补偿的依赖，为平流层艇载测风仪在升空后实现动态误差辨识、空速及相对风向实时解算和长期自主校正提供了可行思路，对提升平流层飞艇气动状态感知能力与飞行控制品质具有一定工程意义。另外需要说明，本文算法直接解算艇体系下的空速及相对风向，若需获得导航坐标系中的环境真风，可进一步结合导航与姿控系统提供的地速和姿态信息，根据空速、地速与真风的矢量关系进行计算。

附录 A RLS 在线递推估计算法公式

为保证正文叙述简洁，本文将 RLS、线性 KF 和增广 EKF 的递推更新公式列于本附录。正文主要说明模型结构、误差耦合关系和算法适用场景，附录用于给出算法实现所需的更新关系和变量定义。

带遗忘因子的 RLS 递推关系为：

$$K_{\mathrm{k}}=\frac{P_{\mathrm{k\text{-}1}}\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}}{\lambda+\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{T}}P_{\mathrm{k\text{-}1}}\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}}$$

$$\hat{\theta}_{\mathrm{k}}=\hat{\theta}_{\mathrm{k\text{-}1}}+K_{\mathrm{k}}(y_{\mathrm{k}}-\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{K}}^{\mathrm{T}}\hat{\theta}_{\mathrm{k\text{-}1}}) \tag{A1}$$

$$P_{\mathrm{k}}=\frac{1}{\lambda}(I-K_{\mathrm{k}}\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{T}})P_{\mathrm{k\text{-}1}}$$

$$M_{\mathrm{k}}=\sqrt{\hat{A}_{\mathrm{k}}^{2}+\hat{B}_{\mathrm{k}}^{2}}$$

$$\hat{\chi}_{\mathrm{k}}=arc\tan 2(\hat{B}_{\mathrm{k}},\hat{A}_{\mathrm{k}}) \tag{A2}$$

$$\hat{V}_{\mathrm{a,k}}=\frac{M_{\mathrm{k}}}{Cb\omega_{\mathrm{k}}} \tag{A3}$$

$$\hat{\psi}_{\mathrm{a,k}}=\hat{\chi}_{\mathrm{k}}+\Delta\theta+\omega_{\mathrm{k}}\hat{\tau} \tag{A4}$$

其中，C 为由大气密度、旋臂半径和测压结构确定的比例常数，b 为通道比例系数，ω_k 为转子角速度，$\Delta\theta$ 为安装角误差，τ 为动态时延系数估计值。

表A1 RLS公式变量物理意义

Table A1 Physical meaning of variables in the RLS algorithm

符号	物理意义
y_{k}	第 k 个采样点的压差信号观测值
$\varphi_{\mathrm{t,k}}$	转子角位置
$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{k}}$	RLS 回归向量，由常数项、余弦项和正弦项组成
θ_{k}	待估参数向量，包括零偏和主频正交分量
a	压差传感器零偏
A,B	主频压差信号的等效正交分量
P_{k}	参数协方差矩阵，反映估计不确定性
K_{k}	RLS 增益，决定新样本对参数修正的权重
λ	遗忘因子
M_{k}	主频信号幅值
χ_{k}	主频信号综合相位
V_{a}	空速
ψ_{a}	相对风向
τ	动态时延系数

附录 B 线性 KF 与加权相位回归递推公式

表B1 线性KF与相位回归公式变量物理意义

Table B1 Physical meaning of variables in linear KF and phase regression formulas

符号	物理意义
x_k	线性 KF 状态向量
a_1,a_2	两路压差通道零偏
u_1,v_1	主频风矢量正交分量
u_3,v_3	三倍转频谐波正交分量
H_k	当前采样点的量测矩阵
C_1,C_2	两路通道比例系数
ω_k	转子角速度
$\varphi_{t,k}$	转子角位置
$\varphi_{\Delta1}$, $\varphi_{\Delta2}$	两路通道固定相位补偿
Q	过程噪声协方差矩阵
R	观测噪声协方差矩阵
S_k	创新协方差矩阵
K_k	卡尔曼增益
e_k	观测残差
Φ_k	由主频正交分量得到的总相位
$V_{a,k}$	由正交分量得到的空速
ψ_a	待估相对风相位
η_i	回归残差
τ	动态时延系数
w_i	相位回归权重

附录 C 增广状态 EKF 递推公式

表C1 增广EKF公式变量物理意义
Table C1 Physical meaning of variables in the augmented EKF formulas

符号	物理意义
x_k	增广 EKF 状态向量
a_1,a_2	两路压差通道零偏
V_a	空速幅值
ψ_a	相对风向相位，包含安装角常值补偿
τ	动态时延系数
h_{3c},h_{3s}	三倍转频谐波正交分量
$h(x_k,u_k)$	非线性观测函数
u_k	已知输入，包括转子角速度、角位置和通道参数
J_k	观测函数对状态的一阶 Jacobian 矩阵
Q	过程噪声协方差矩阵
R	观测噪声协方差矩阵
S_k	创新协方差矩阵
K_k	EKF 增益
e_k	观测残差
NIS_k	归一化创新平方，用于异常样本门控
C_1,C_2	两路通道比例系数
ω_k	当前转子角速度
$\varphi_{t,k}$	当前转子角位置
$\varphi_{\Delta1}$, $\varphi_{\Delta2}$	两路通道固定相位补偿
$\Psi_{1,k}$, $\Psi_{2,k}$	两路观测相位

参考文献（References）

[1] 苗景刚， 王帆， 周江华， 等． 风场环境下平流层飞艇运动建模[J]． 系统科学与数学， 2013， 33（6）： 685-694． MIAO J G，WANG F，，ZHOU J H，et，al．Motion modeling of stratospheric airship in wind field[J]． Journal of Systems Science and Complexity，2013， 33（6）： 685-694（in Chinese）．

[2] Funk P, Lutz T, Wagner S. Experimental investigations on hull-fin interferences of the LOTTE airship[J]. Aerospace Science and Technology, 2003, 7(8): 603-610.

[3] 李成文．热线式风速传感器概况[J]．仪器仪表与分析监测，1988，（04）：37-40．

[4] Maruca B A, Marino R, Sundkvist D, et al. Overview of and first observations from the TILDAE High-Altitude Balloon Mission[J]. Atmospheric Measurement Techniques, 2017, 10(4): 1595-1607.

[5] 周江华，苗景刚．高空驻空型飞行器风速风向实时测量方法与装置：中国，ZL201010102257．X[P]． 2010-06-23．ZHOU J H，MIAO J G． Method and device for real-time measurement of wind speed and direction of high-altitude airborne aircraft：China，ZL201010102257．X[P]，2010-06-23 （in Chinese）．

[6] 周江华，苗景刚．一种用于高空低速飞行器风速风向实时测量装置：中国，ZL201510628433．6[P]．2015-12-23．ZHOU J H，MIAO J G， JIA Y S． Real-time measuring device for windspeed and direction of high-altitude low-speed aircraft： China，ZL201510628433．6[P]． 2015-12-23（in Chinese）．

[7] 袁明昱，周江华，郝勇，等．平流层艇载风速计非接触供电系统的设计[J]．北京航空航天大学学报，2023，49（04）：972-980．DOI：10．13700/j．bh．1001-5965．2021．0344． Mingyu Y， Jianghua Z， Yong H A O， et al． Design of contactless power supply system for stratospheric airship anemometer[J]． Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics， 2025， 49（4）：972-980．

[8] 中国科学院空天信息创新研究院．飞行器风速仪数据的解算方法和系统：202410432210．1[P]．2024-12-13．
[9] 中国科学院空天信息创新研究院．飞行器风速仪数据的标定方法和系统：202410432209．9[P]．2024-11-26．
[10] 张石玉，付增良，赵俊波，等．临近空间低速飞行器风速仪研制及其在低温低压风洞中的标定试验[J]．实验流体力学，2017，31（02）：81-85+103． Shiyu Z， Zengliang F， Junbo Z， et al． Development of near-space-vehicle anemometer and calibration tests in low-temperature-low-static-pressure wind tunnel[J]． Journal of Experiments in Fluid Mechanics， 2017， 31（2）： 81-85， 103．
[11] 中国科学院光电研究院．微压差发生和检定装置：201110120908．2[P]．2015-01-07．
[12] 彭丁聪．卡尔曼滤波的基本原理及应用[J]．软件导刊，2009，8（11）：32-34．
[13] 潘迪夫，刘辉，李燕飞．基于时间序列分析和卡尔曼滤波算法的风电场风速预测优化模型[J]．电网技术，2008，（07）：82-86．DOI：10．13335/j．1000-3673．pst．2008．07．012． Difu P， Hui L， Yanfei L． A wind speed forecasting optimization model for wind farms based on time series analysis and Kalman filter algorithm[J]． POWER SYSTEM TECHNOLOGY-BEIJING-， 2008， 32（7）： 82．
[14] 王学斌，徐建宏，张章．卡尔曼滤波器参数分析与应用方法研究[J]．计算机应用与软件，2012，29（06）：212-215． Xuebin W， Jianhong X， Zhang Z． On analysis and application approach for Kalman filter parameters[J]． Computer Applications and Software，2012， 29（6）： 212-215．
[15] 李永东．永磁同步电机无速度传感器控制综述[J]．电气传动，2009，39（09）：3-10．DOI：10．19457/j．1001-2095．2009．09．001．
[16] 吴建清，宋修广．同步定位与建图技术发展综述[J]．山东大学学报（工学版），2021，51（05）：16-31． Wu J， Song X． Review on development of simultaneous localization and mapping technology[J]． Journal of Shandong University （Engineering Science）， 2021， 51（05）： 16-31．
[17] Neuhaus L, Neise W. Active control to improve the aerodynamic performance and reduce the tip clearance noise of axial turbomachines[C]//11th AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference. 2005: 3073.
[18] Wang H, Wu Y, Ouyang H, et al. Investigations of rotating instability and fluctuating tip clearance flow in a low-speed axial compressor[J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering, 2016, 230(6): 981-994.