

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2412503

# 基于分数低阶协方差的阵列式超声波测风方法\*

单泽彪<sup>1,2</sup>, 谢世娟<sup>1</sup>, 刘小松<sup>1</sup>, 刘云清<sup>1</sup>, 王启万<sup>2</sup>

(1. 长春理工大学电子信息工程学院 长春 130022; 2. 长春气象仪器研究所 长春 130102)

**摘要:**考虑到当前基于时差法的超声波测风方法是间歇式测量,并且在脉冲噪声背景下测风精度较差,提出一种基于分数低阶协方差的阵列式超声波连续测风方法。该方法采用由一个发射超声波换能器和4个接收换能器组成的超声波测风阵列结构,依托该阵列结构通过对其连续采样并进行分数低阶协方差运算处理以抑制脉冲冲击噪声的影响,然后结合多重信号分类算法即可实现风速风向的高精度连续测量。通过仿真对比实验和实际测量实验验证了所提方法的有效性及其优越性,与其他超声波测风方法相比具有更强的噪声抑制能力及测风精度,在实测实验中风速和风向的测量误差分别为1.2%和2°,基本达到了超声波风速风向测量的精度要求。

**关键词:**阵列式测风;脉冲噪声;Alpha稳定分布;连续测风;分数低阶协方差

**中图分类号:** TH765 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.40

## Array ultrasonic wind measurement method based on fractional low-order covariance

Shan Zebiao<sup>1,2</sup>, Xie Shijuan<sup>1</sup>, Liu Xiaosong<sup>1</sup>, Liu Yunqing<sup>1</sup>, Wang Qiwan<sup>2</sup>

(1. School of Electronic and Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun 130022, China;

2. Changchun Meteorological Instrument Research Institute, Changchun 130102, China)

**Abstract:** The current ultrasonic wind measurement method based on the time difference method is intermittent measurement. Its accuracy is poor in the background of pulse noise. To address this issue, an array ultrasonic continuous wind measurement method based on fractional low-order covariance is proposed in this article. The method adopts an ultrasonic wind measurement array structure consisting of one transmitting ultrasonic transducer and four receiving transducers. Leveraging this array structure, continuous sampling is implemented and fractional low-order covariance operations are applied to suppress the influence of impulse impact noise. Subsequently, the combination with the multiple signal classification algorithm enables high-precision continuous measurement of wind speed and direction. The effectiveness and superiority of the proposed method are evaluated through simulation comparative experiments and actual measurement experiments. Compared with other ultrasonic wind measurement methods, the proposed method shows stronger noise suppression capabilities and higher wind measurement accuracy. In practical experiments, the measurement errors for wind speed and wind direction are 1.2% and 2°, respectively, which could meet the fundamental technical requirements of ultrasonic anemometers.

**Keywords:** array wind measurement; impulse noise; Alpha stable distribution; continuous wind measurement; fractional low-order covariance

## 0 引言

风速风向是气象领域中极为关键的要素之一,风速

风向的测量在气象观测、军事国防、航空航海等行业都发挥着重要作用<sup>[1-3]</sup>。相较于传统机械测风技术,超声波测风具有无需启动风速、不存在机械磨损、测量范围广且精度高优势,已成为目前应用最为广泛的测风方法<sup>[4]</sup>。

收稿日期:2024-02-20 Received Date: 2024-02-20

\* 基金项目:吉林省自然科学基金(YDJZ202301ZYTS412)、吉林省教育厅科学技术项目(JJKH20240938KJ)、吉林省教育厅产业化培育项目(JJKH20240940CY)资助

超声波测风方法主要分为时差法、频差法及多普勒法等。时差法是最常用的方法,其原理是一对换能器之间间歇轮巡式收发超声波信号,通过测量超声波信号的到达时间并计算达到时差进而求得风速风向值,因此时差法测风方法的准确性完全取决于达到时间的测量精度<sup>[5-6]</sup>。并且这种间歇式收发超声波的测风机制,需假设在其轮流收发超声波过程中风速风向保持不变。如果风速或风向变化较快,其测量结果将受到不同程度的影响,甚至出现错误的结果。另外,该方法在实际硬件测量系统中常需设置峰值检波和阈值比较电路,但是在环境中存在较大噪声干扰时,对信号起始与达到时刻的确定影响较大。文献[7]针对超声波信号收发时刻点受噪声影响不易确定问题,提出了一种基于相位翻转的超声波测风方法,利用相敏检波器对相位的敏感特性及对噪声较强的抑制能力,提高了风速风向的测量精度。但该方法为保证超声波接收信号与参考信号的同步性,需两次相敏检波,其电路设计难度较大且系统较为复杂。文献[8]提出了一种双阵元接收阵列测风系统,其中采用互相关方法进行达到时间估计进而获得风速风向值。该方法无需确定超声波信号的收发时刻点、系统结构相对简单且算法易于实现,然而该方法在低信噪比下测量精度相对较差。

在弱信号检测及处理领域,诸多技术方法都表现出较强的噪声抑制效果,其中之一便是阵列信号处理技术。该技术采用多个传感器组成阵列来接收并处理空间信号,同时能够抑制其中的干扰和噪声,信号检测与处理效果较好<sup>[9]</sup>。近几年,该技术开始被用于超声波风速风向测量领域。文献[10-11]设计了一种多换能器构成的弧形阵列结构,在此系统结构基础上对接收信号做相关运算,求其协方差矩阵,最后利用多重信号分类算法求得风矢量信息,测量效果较好且抗噪能力强。然而,相关方法仅适合在理想的高斯白噪声条件下进行测量。针对接收信号中含高斯色噪声影响的情况,文献[12]对基于高阶累积量的阵列式超声波测风方法进行了研究分析,该方法首先计算出换能器接收信号的高阶累积量,进而利用多重信号分类算法对其特征分解,最终得到风速风向值。该方法能够在抑制高斯白噪声的同时抑制高斯色噪声,因此可以在高斯混合噪声环境下进行风速风向的高精度测量。

当前在超声波测风领域所进行的研究大多假设噪声服从高斯分布,然而在实际应用中,由于电路的干扰、换能器的非均匀振动以及特殊环境等原因,超声波测量噪声表现出了非高斯分布的特性,且伴有明显的尖峰脉冲特点。该类脉冲噪声可用 Alpha 稳定分布予以描述,Alpha 稳定分布噪声是高斯分布噪声的一种拓展,其不仅包含高斯噪声,而且还包含具有脉冲冲击特性的非高斯

噪声<sup>[13-14]</sup>。但是由于 Alpha 稳定分布不存在二阶及更高阶的统计量,现有的基于二阶统计量或高阶累积量的方法在其中便失去效果。为解决该问题,研究者们引入了分数低阶统计量的概念,分数低阶统计量用于刻画 Alpha 稳定分布随机过程之间的联系,在抑制该类冲击噪声干扰方面具有优良的效果<sup>[15]</sup>。

基于上述研究现状,为解决时差法无法真正连续测风以及在 Alpha 稳定分布噪声条件下风速风向的有效测量问题,本文提出了一种基于分数低阶协方差(fractional low-order covariance, FLOC)与多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法相结合的阵列式连续测风方法。所提方法利用由多个超声波换能器构成的弧形测风系统结构,然后结合分数低阶统计量对脉冲噪声的抑制能力,求取阵列接收数据的分数低阶协方差,再利用多重信号分类算法对其处理,即对接收信号的分数低阶协方差特征分解,通过对其空间谱搜索即可得到待测量的风矢量信息。所提方法不仅于高斯噪声环境中具有与高阶累积量方法基本相当的估计精度,而且在 Alpha 稳定分布噪声背景下仍然具有较好的测风性能。最后通过模拟仿真分析以及实际测量实验验证了所提方法的有效性。

## 1 阵列结构与测风原理

### 1.1 系统阵列结构

由多个超声波换能器构成的弧形阵列结构如图1所示,其中超声波换能器  $S_0$  用于发射超声波信号,超声波换能器  $S_1 \sim S_4$  用于接收信号,它们均匀等间距布置于距离换能器  $S_0$  为  $D$  的圆弧上,每两个邻近的换能器与发射阵元连线的夹角记作  $\beta$ 。  $V$  表示风速大小,  $\theta$  表示风向角。

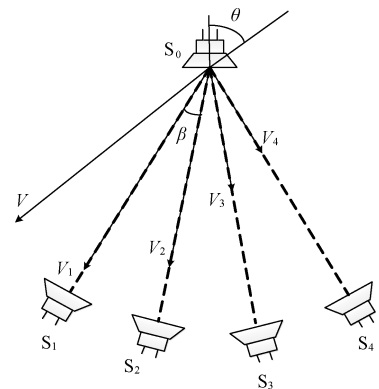


图1 超声波换能器阵列结构

Fig. 1 Ultrasonic transducer array structure

图 1 中,  $V_1 \sim V_4$  分别记作  $V$  在发射阵元  $S_0$  和接收阵元  $S_1 \sim S_4$  连线上的风速分量,如式 (1)~(4) 所示。

$$V_1 = V \cos\left(\theta - \frac{3}{2}\beta\right) \quad (1)$$

$$V_2 = V \cos\left(\theta - \frac{1}{2}\beta\right) \quad (2)$$

$$V_3 = V \cos\left(\theta + \frac{1}{2}\beta\right) \quad (3)$$

$$V_4 = V \cos\left(\theta + \frac{3}{2}\beta\right) \quad (4)$$

受到待测风影响时,超声波换能器  $S_0$  发射的超声波通往换能器  $S_1 \sim S_4$  的速率叠加了风速分量,换能器  $S_1 \sim S_4$  收到超声波信号的时间便会出现差异,因此根据达到各换能器超声波信号的时间差即可确定待测风速风向的信息。

### 1.2 接收信号数学模型

超声波换能器发射的超声波信号可用如下复包络形式来表示<sup>[11]</sup>:

$$s(t) = u(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))} \quad (5)$$

式中:  $u(t)$  表示信号幅度;  $\omega_0 = 2\pi f$  表示角频率;  $\varphi(t)$  表示初始相位。

将接收换能器  $S_1$  设置为参考阵元,则第  $i$  ( $i = 1, 2, \dots, 4$ ) 个用于接收的换能器收到的信号为:

$$x_i(t) = s(t) e^{-j\omega_0 \tau_i} + n_i(t) \quad (6)$$

式中:  $\tau_i$  为换能器  $S_i$  与参考阵元相比获取到信号的时延;  $n_i(t)$  为附加 Alpha 稳定分布噪声,且各阵元间噪声相互独立,噪声与信号相互独立。

将 4 个换能器于相同时间获取到的信号记为矢量形式,则接收矩阵为:

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \\ x_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_0 \tau_1} \\ e^{-j\omega_0 \tau_2} \\ e^{-j\omega_0 \tau_3} \\ e^{-j\omega_0 \tau_4} \end{bmatrix} s(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ n_3(t) \\ n_4(t) \end{bmatrix} \quad (7)$$

简化式(7)为:

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}s(t) + \mathbf{N}(t) \quad (8)$$

式中:  $\mathbf{X}(t)$  为  $4 \times 1$  维阵列接收信号的矢量形式;  $\mathbf{A}$  为  $4 \times 1$  维阵列流形矩阵;  $\mathbf{N}(t)$  为  $4 \times 1$  维附加噪声矩阵。

将超声波换能器  $S_0$  发出的信号至  $S_i$  换能器的时间记为  $t_i$ , 则其可表示为:

$$t_i = D/(V_0 + V_i) \quad (9)$$

式中:  $V_0$  为超声波在无风条件下的传播速率。

超声波换能器  $S_1 \sim S_4$  相较于参考阵元的时间延迟  $\tau_i$  可分别表示如式(10)~(13)所示。

$$\tau_1 = t_1 - t_0 = 0 \quad (10)$$

$$\tau_2 = t_2 - t_0 = D/(V_0 + V_2) - D/(V_0 + V_1) \quad (11)$$

$$\tau_3 = t_3 - t_0 = D/(V_0 + V_3) - D/(V_0 + V_1) \quad (12)$$

$$\tau_4 = t_4 - t_0 = D/(V_0 + V_4) - D/(V_0 + V_1) \quad (13)$$

将式(10)~(13)代入式(7)中,则可获得含有待测  $V$  和  $\theta$  的阵列流形矩阵  $\mathbf{A}(\theta, V)$ , 如下:

$$\mathbf{A}(\theta, V) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega_0 \left( \frac{D}{V_0 + V \cos\left(\theta - \frac{1}{2}\beta\right)} - \frac{D}{V_0 + V \cos\left(\theta - \frac{3}{2}\beta\right)} \right)} \\ e^{-j\omega_0 \left( \frac{D}{V_0 + V \cos\left(\theta + \frac{1}{2}\beta\right)} - \frac{D}{V_0 + V \cos\left(\theta - \frac{3}{2}\beta\right)} \right)} \\ e^{-j\omega_0 \left( \frac{D}{V_0 + V \cos\left(\theta + \frac{3}{2}\beta\right)} - \frac{D}{V_0 + V \cos\left(\theta - \frac{3}{2}\beta\right)} \right)} \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(14)可知,待测风速风向值隐含于阵列流形矩阵  $\mathbf{A}(\theta, V)$  中,因此利用阵列信号处理算法分析超声波换能器  $S_1 \sim S_4$  接收的信号  $\mathbf{X}(t)$ , 即可求出待测量的风速  $V$  和风向角  $\theta$ 。

## 2 风速风向测量算法分析

### 2.1 基于 FLOC-MUSIC 的风矢量测量方法

由 Alpha 稳定分布的性质可知,其特征指数  $\alpha$  ( $0 < \alpha \leq 2$ ) 表征脉冲冲击特性的强弱<sup>[16]</sup>。假设随机变量  $X$  为 Alpha 稳定分布,则不存在大于  $\alpha$  阶的统计量。因此只能利用分数低阶统计量方法用于处理含有该类噪声的信号。对于符合 Alpha 稳定分布的  $X$  与  $Y$  两个随机过程,其分数低阶协方差定义为:

$$\text{FLOC}(X, Y) = E[X^{(p_1)}(Y^{(p_2)})] \quad (15)$$

$$0 \leq p_1 < \alpha/2, 0 \leq p_2 < \alpha/2$$

运算符  $\langle \cdot \rangle$  表示如下运算:

$$x^{(p)} = \begin{cases} |x|^p \text{sign}(x), & \text{当 } x \text{ 为实数} \\ |x|^{p-1} x^*, & \text{当 } x \text{ 为复数} \end{cases} \quad (16)$$

由式(16)可以看出,分数低阶协方差相当于对  $X$  和  $Y$  先做非线性预处理,再计算互相关。

通过以上分析,基于 FLOC-MUSIC 算法的阵列式测风方法的处理流程如下。

1) 由接收换能器  $S_1 \sim S_4$  得到超声波接收阵列信号矩阵  $\mathbf{X}(t)$ , 依据分数低阶协方差思想,对  $\mathbf{X}(t)$  进行非线性变换得到  $\mathbf{C}(t)$  为:

$$\mathbf{C}(t) = (\mathbf{X}(t))^{(p)}, 0 \leq p < \alpha/2 \quad (17)$$

然后构造数据序列  $\mathbf{C}(t)$  的自相关矩阵  $\mathbf{R}_C$  为:

$$\mathbf{R}_C = E\{(\mathbf{C}(t))(\mathbf{C}^H(t))\} \quad (18)$$

考虑到实际应用中采样数据有限的问题,采用协方差矩阵的最大似然估计如下:

$$\hat{\mathbf{R}}_C = \frac{1}{L} \sum_{t=1}^L \mathbf{C}(t) \mathbf{C}^H(t) \quad (19)$$

式中:  $L$  表示采样数据长度。

2) 对式(19)中的最大似然估计矩阵  $\hat{\mathbf{R}}_C$  特征分解, 获得4个特征值和分别相对应的特征向量。与最大的特征值相对应的特征向量为  $\boldsymbol{\beta}_1$ , 也被记作信号子空间  $\mathbf{U}_S$ , 与其余3个特征值相对应的特征向量分别为  $[\boldsymbol{\beta}_2, \boldsymbol{\beta}_3, \boldsymbol{\beta}_4]$ , 也被记作噪声子空间  $\mathbf{U}_N$ , 即:

$$\hat{\mathbf{R}}_C = \mathbf{U}_S \boldsymbol{\Sigma}_S \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N \boldsymbol{\Sigma}_N \mathbf{U}_N^H \quad (20)$$

式中:  $\boldsymbol{\Sigma}_S = [\lambda_1]$ ;  $\boldsymbol{\Sigma}_N = \text{diag}(\lambda_2, \lambda_3, \lambda_4)$ ;  $\mathbf{U}_N = [\boldsymbol{\beta}_2, \boldsymbol{\beta}_3, \boldsymbol{\beta}_4]$ 。

由  $\mathbf{U}_N$  和  $\mathbf{U}_S$  相互正交特性, 得到基于分数低阶协方差的空间谱为:

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta, V) = \frac{1}{\mathbf{A}^H(\theta, V) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \mathbf{A}(\theta, V)} \quad (21)$$

3) 根据式(21)所示的空间谱做谱峰搜索, 其最大值所对应值即为待测风速风向值。

## 2.2 计算复杂度分析

所提方法的计算复杂度主要由3个方面组成, 分别为计算分数低阶协方差矩阵、特征值分解运算和谱峰搜索运算。超声波发射换能器的数量  $K=1$ , 接收换能器的数量为  $M$ 。1) 由式(19)可知, 对分数低阶协方差矩阵进行计算需要的乘除法次数为  $LM^2 + 1$ , 加减法次数为  $(L-1)M^2$ 。2) 特征值分解的计算量分为两部分, 第1部分关于特征值计算的乘除法次数为  $M + (M-1)M!$ , 加减法次数为  $M^2 + M! + 1$ 。一般情况时, 特征值分解会获得  $K$  个大于0的特征值, 本文  $K=1$ , 因此有  $M-1$  个等于0的特征值。第2部分特征向量的乘除法次数为  $M$ , 加减法次数为  $2M^2$ 。结合第1部分与第2部分的计算量, 特征值分解共需乘除法次数为  $2M + (M-1)M!$ , 加减法次数为  $3M^2 + M! + 1$ 。3) 谱峰搜索的计算量为乘除法次数为  $3M + (M+1)$ , 加减法次数为  $2M^2 + (M-3)$ , 指数运算为  $M-1$ 。

综上所述, 整个算法总需乘除法次数为  $LM^2 + 6M + 2 + (M-1)M!$ , 加减法次数为  $(L+4)M^2 + M! + M - 2$ , 指数运算为  $M-1$  次。由以上计算复杂度分析可知, 换能器的数量越多, 则计算量越大, 上述计算基本决定了整体测风系统的实时性。

## 3 阵列式超声波测风系统设计

阵列式测风系统功能框图如图2所示, 其主要由如下6部分组成: 1) 超声波换能器阵列, 换能器  $S_0$  的发射范围应不小于  $60^\circ$ , 选择频率 40 kHz 的 US40-16A 型超声波探头; 2) 发射模块与接收模块, 分别用来驱动超声波换能器发射以及接收超声波信号; 3) 模拟开关模块, 选通对应的接收信号; 4) 滤波放大模块, 采用轨对轨运放 AD812 作为放大器芯片, 对输入信号实施放大; 5) AD 转换模块,

使用 AD9235 数据转换芯片对上一模块的输出信号采样, 并送入下一模块处理; 6) 微处理器模块, 型号为 STM32F407, 由其驱动发射模块、接收模块及 AD 转换模块的正常使用, 并控制模拟开关模块的选通。

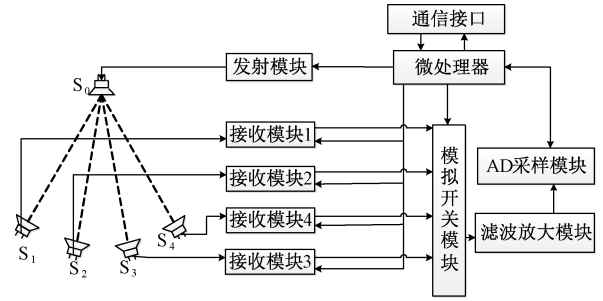


图2 测风系统功能框图

Fig. 2 Functional block diagram of the wind measurement system

根据测风系统功能要求搭建了实际数据采集系统如图3所示, 利用单片机输出 PWM 波(频率为 40 kHz, 占空比为 50%)驱动换能器发射超声波, 再将接收换能器接收到的信号传输至信号处理电路, 并在此处对其进行放大和滤波处理。超声波换能器发射信号频率  $f=40$  kHz, 发射换能器与接收换能器之间的距离为 0.1 m, 相邻的接收换能器与发射换能器连线的夹角为  $20^\circ$ 。对四路超声波接收信号进行连续同步采样, 最后利用所提算法对采集数据进一步处理即可获得风速风向信息。

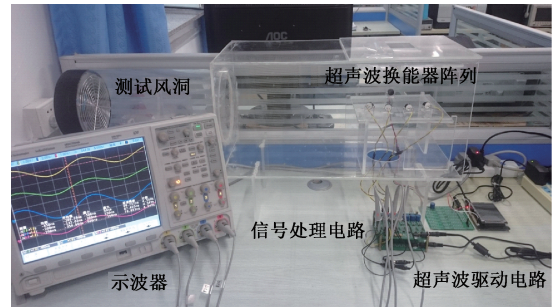


图3 实际数据采集系统

Fig. 3 The practical measurement data acquisition system

## 4 仿真分析与实验验证

超声波发射信号频率  $f=40$  kHz, 换能器  $S_0$  与换能器  $S_1 \sim S_4$  的距离  $D=0.1$  m, 邻近换能器的夹角  $\beta=20^\circ$ , 采样点数选取为 5000。

### 4.1 仿真实验分析

1) 算法稳定性验证实验。在高斯噪声和 Alpha 稳定分布等混合噪声条件下, 令风速  $V=25$  m/s, 风向角  $\theta=150^\circ$ , 在信噪比(SNR)为 5 dB, 特征指数  $\alpha=1.7$ , FLOC

算子的阶次  $p=0.5$  时, 进行 20 次独立测量实验, 测量结果如图 4 所示。由图 4 可知, 风速风向测量结果较为稳定, 测得的风矢量值与实际值的最大误差小于  $0.1 \text{ m/s}$  和  $1^\circ$ , 表明本文方法对噪声的抑制效果较好, 可以实现稳定且高精度的风速风向测量。

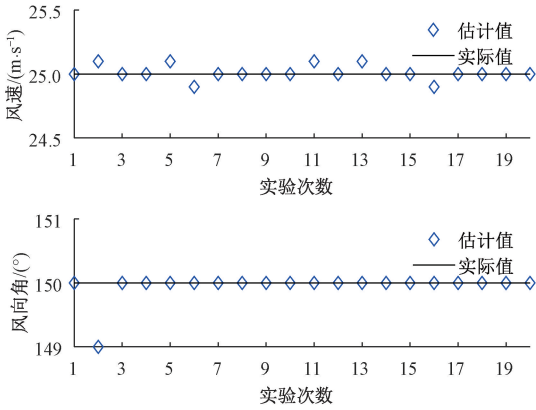


图 4 风速风向测量结果

Fig. 4 Wind speed and wind direction measurement results

2) 高斯噪声背景条件下不同方法对比验证。文献[5]为基于二次相关的超声波测风方法, 文献[8]为基于双接收阵元的超声波测风方法, 文献[10]为基于相关法的阵列式超声波测风方法, 文献[12]为基于高阶累积量的阵列式超声波测风方法, 以上方法仅可应用于高斯噪声背景条件下, 因此在高斯噪声背景条件下分别应用本文所提 FLOC-MUSIC 方法和文献[5, 8, 10, 12]方法对风速  $V=20.0 \text{ m/s}$ , 风向角  $\theta=135^\circ$  测量。每个信噪比条件下均进行 500 次独立测量, 测量结果如图 5 与 6 所示。

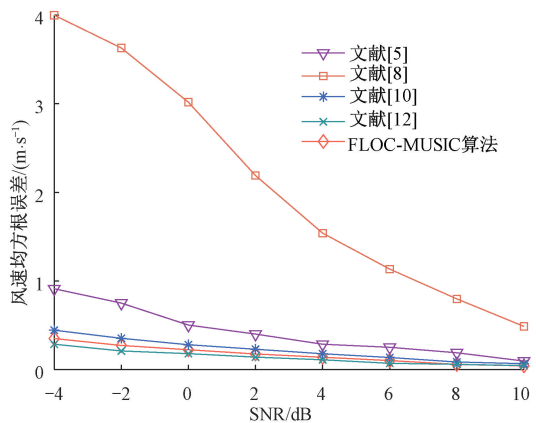


图 5 高斯噪声下风速测量均方根误差

Fig. 5 RMSE of wind speed measurement in Gaussian noise

由图 5 与 6 风速风向测量均方根误差曲线可知, 本文 FLOC-MUSIC 方法与文献[10, 12]风速风向测量均方根误差基本相当, 但明显小于文献[5, 8]。在信噪比为  $0 \text{ dB}$  时, 本文方法风速风向测量均方根误差分别为

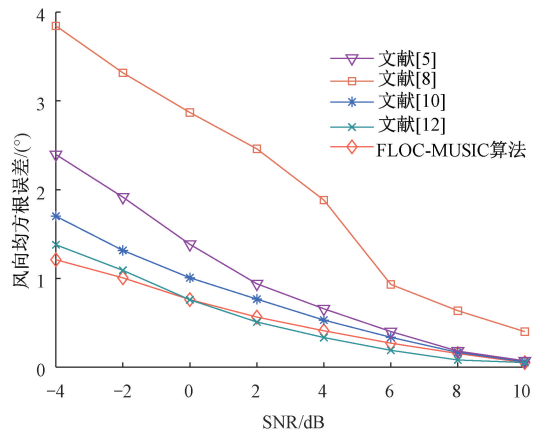


图 6 高斯噪声下风向测量均方根误差

Fig. 6 RMSE of wind direction measurement in Gaussian noise

$0.24 \text{ m/s}$  和  $0.75^\circ$ ; 文献[10]风速风向测量均方根误差分别为  $0.28 \text{ m/s}$  和  $1.01^\circ$ ; 文献[12]风速风向测量均方根误差分别为  $0.18 \text{ m/s}$  和  $0.76^\circ$ 。上述 3 种方法均具有较小的测量误差, 说明它们在高斯背景噪声下均具有较高的噪声抑制能力和风速风向测量精度。

3) 混合噪声(高斯噪声和 Alpha 稳定分布噪声)背景下不同测风方法性能对比实验。分别应用 MUSIC 方法、基于共变的 MUSIC (ROC-MUSIC) 方法以及本文提出的 FLOC-MUSIC 方法测量风速  $V=30.0 \text{ m/s}$ , 风向角  $\theta=120^\circ$ 。特征指数  $\alpha=1.7$ , FLOC 算子的阶次  $p=0.5$ 。每个信噪比下均进行 500 次独立实验, 测量结果如图 7、8 所示。

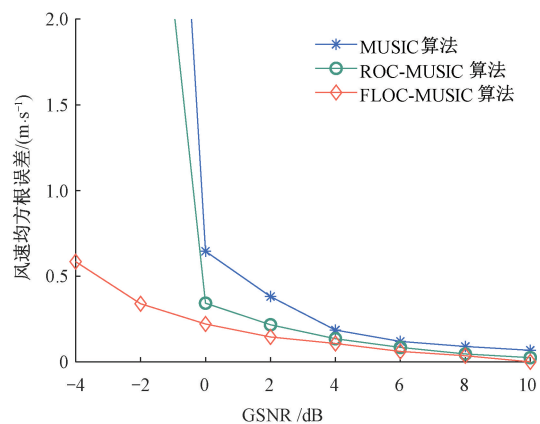


图 7 混合噪声下风速测量均方根误差

Fig. 7 RMSE of wind speed measurement in mixed noise

由图 7 和 8 可知, 应用本文所提 FLOC-MUSIC 测风方法进行测量时, 得到的不同混合信噪比下的均方根误差均最小。当混合信噪比为  $0 \text{ dB}$  时, 本文所提方法风速测量均方根误差为  $0.23 \text{ m/s}$ , 风向测量均方根误差为  $0.98^\circ$ ; MUSIC 算法风速测量均方根误差为  $0.65 \text{ m/s}$ ,

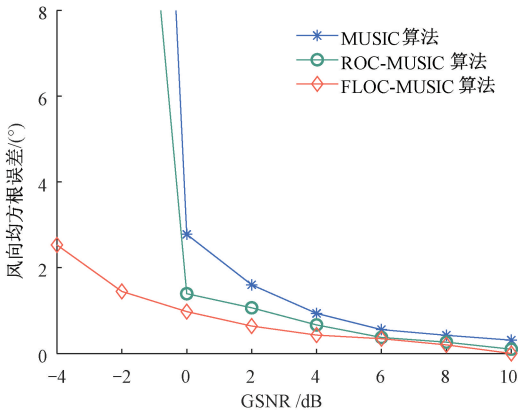


图8 混合噪声下风向测量均方根误差  
Fig. 8 RMSE of wind direction measurement in mixed noise

风向测量均方根误差为 2.78°;ROC-MUSIC 算法风速测量均方根误差为 0.34 m/s,风向测量均方根误差为 1.40°。表明本文测风方法与另外两种算法相比,在混合噪声背景中尤其是较低信噪比下对脉冲噪声的抑制能力更强,对风速风向的测量效果更好。

4) 不同特征指数条件下算法性能对比实验。混合噪声下,分别用 MUSIC 方法、ROC-MUSIC 方法、FLOC-MUSIC 方法测量风速  $V=30.0$  m/s,风向角  $\theta=120^\circ$ 。设置信噪比为 10 dB,令 Alpha 稳定分布噪声特征指数  $\alpha$  从 0.3~1.9 变化,分度值为 0.2,每点进行 500 次独立测量实验,测量结果如图 9、10 所示。

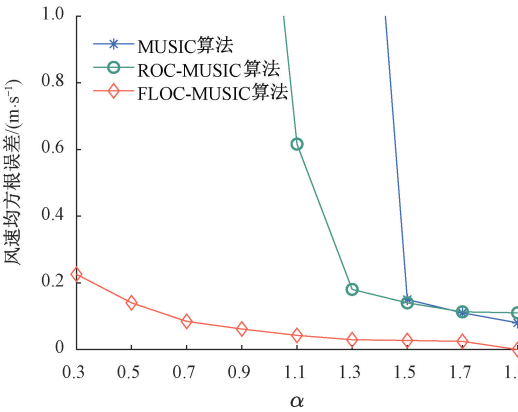


图9 特征指数变化下风速测量均方根误差  
Fig. 9 RMSE of wind speed measurement under the variation of characteristic index

由图 9 和 10 可知,应用 FLOC-MUSIC 方法在不同特征指数  $\alpha$  取值下均方根误差均小于其他两种方法,优势较为显著。尤其是特征指数  $\alpha < 1$  时,ROC-MUSIC 方法与 MUSIC 方法均已基本失效。Alpha 稳定分布噪声特征指数  $\alpha$  越小,即脉冲冲击特性越强时,本文所提方法优势越加明显。

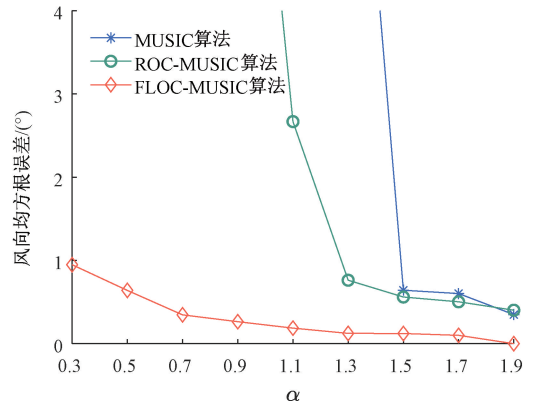


图10 特征指数变化下风向角测量均方根误差  
Fig. 10 RMSE of wind direction measurement under the variation of characteristic index

5) 接收阵元数对测风精度的影响实验。选取风速  $V=10$  m/s,风向角  $\theta=90^\circ$ ,分别采用由 3~6 个接收阵元组成的测风系统结构对风矢量进行测量,特征指数  $\alpha=1.7$ ,FLOC 算子的阶次  $p=0.5$ ,每个信噪比下进行 200 次独立实验,测量结果如图 11、12 所示。

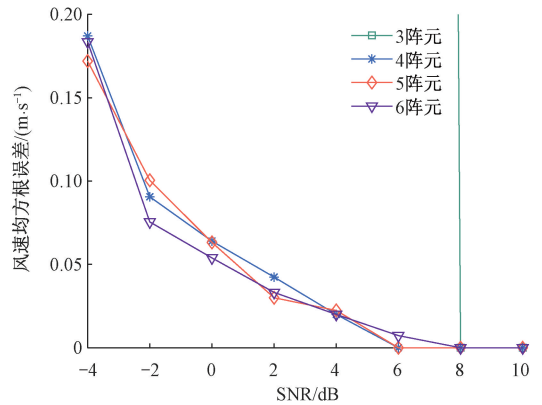


图11 接收阵元变化下风速测量均方根误差  
Fig. 11 RMSE of wind speed measurement under the variation of receiving array elements

由图 11 与 12 可知,除信噪比小于 8 dB 时接收换能器数量为 3 的测风方法失效以外,其他数量换能器对风速风向测量的均方根误差的影响较小。在信噪比为 0 dB 时,4 阵元、5 阵元和 6 阵元测风系统对风速风向测量的均方根误差分别是 0.064、0.063、0.054 m/s 和 2.07°、2.19°、1.82°。当阵元数为 6 时,其测风精度略优于另外两组,但在实际应用中换能器数量越多系统越复杂,并且所占空间越多,遮挡效应会越明显,进而导致测量效果可能变差。因此综合考虑各种因素,在实际应用中接收换能器数量设置为 4 或 5 较好。

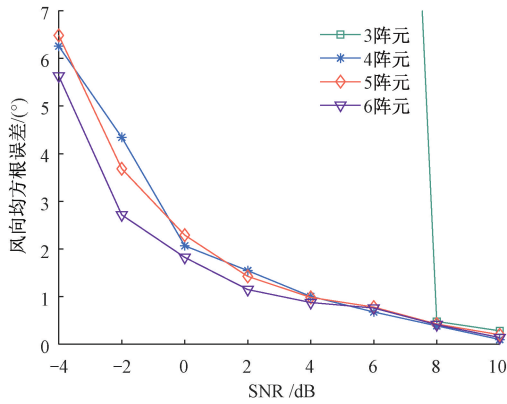


图 12 接收阵元变化下风向测量均方根误差

Fig. 12 RMSE of wind direction measurement under the variation of receiving array elements

### 4.2 实测系统验证

在实验室环境中对所提方法进行有效性验证, 实际测风系统如图 3 所示。首先在无风环境中对系统进行标定测试, 然后针对  $V=4.8\text{ m/s}$ 、 $\theta=120^\circ$  和  $V=8.6\text{ m/s}$ 、 $\theta=90^\circ$  两组测试数据分别进行测量。利用示波器进行同步采样获得实测数据, 最后使用所提 FLOC-MUSIC 方法以及基于相关算法的阵列式测风方法分别予以处理并计算得出风速风向值。为提高测量结果的可靠性和有效性, 分别进行了 10 次独立测量实验, 平均测试结果如表 1 所示。

表 1 实测结果

Table 1 The practical measurement results

测试项目	风速/(m/s)		风向/(°)	
实际值	4.8 m/s	8.6 m/s	120°	90°
本文算法	4.8 m/s	8.5 m/s	122°	92°
测量误差(本文)	0%	1.2%	2°	2°
相关算法	4.6 m/s	8.3 m/s	117°	87°
测量误差	4.2%	3.5%	3°	3°

从表 1 可知, 在两组测试数据条件下本文提出的 FLOC-MUSIC 测风方法的测量误差均小于基于相关算法的测量方法, 说明其在实际测量中更能有效地抑制噪声, 获取更高精度的风速风向信息。其中所提方法风速测量的最大相对误差为 1.2%, 风向测量最大误差为 2°, 均达到了风速风向测量的基本误差范围要求。通过该实测实验充分说明了本文所提方法在实际测量中的有效性, 表明其具有一定的工程应用价值。

## 5 结 论

针对时差法超声波测风方法无法高效连续测风问题, 同时为提高脉冲噪声等复杂环境下的测风精度, 提出基于 FLOC-MUSIC 的阵列式超声波测风方法。首先依托由多个超声波换能器构成的弧形阵列系统结构, 对接收超声波换能器进行连续信号采集, 求得接收信号的分数低阶协方差矩阵; 其次采用 MUSIC 算法对其进行特征分解, 得到代表有用信号的信号子空间矩阵与代表信号噪声特性的噪声子空间矩阵, 根据二者的相互正交性求其空间谱函数; 最后通过谱峰搜索得到风速风向值, 实现脉冲噪声背景下风矢量的高精度测量。通过仿真分析和实测实验验证了所提方法有效性, 在实测环境下测得风速相对误差为 1.2%、风向误差为 2°, 均达到了超声波测风的误差范围要求。诚然本文方法在实验室环境下具有较好的测风性能, 但并未实际应用, 下一步将考虑在标准测试风洞或真正实际环境中进行测试, 根据测试结果进行优化与改进。

### 参考文献

[ 1 ] MA B, TENG J, ZHU H, et al. Three-dimensional wind measurement based on ultrasonic sensor array and multiple signal classification [ J ]. Sensors, 2020, 20(2): 1-16.

[ 2 ] ZHAO C, CHEN Z, LI J, et al. Wind direction estimation using small-aperture HF radar based on a circular array [ J ]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2020, 58(4): 2745-2754.

[ 3 ] MEHMET G, SERKAN K, ESAT S H. Wind speed measurement with a low-cost polymer optical fiber anemometer based on Fresnel reflection [ J ]. Sensors and Actuators: A Physical, 2022, 339: 1-9.

[ 4 ] 单泽彪, 解晓冉, 刘小松, 等. 互射式三阵元超声波传感器的二次相关测风方法 [ J ]. 电子学报, 2023, 51(9): 2428-2436.

SHAN Z B, XIE X R, LIU X S, et al. Wind measurement with three mutually transmitting ultrasonic sensors based on quadratic correlation method [ J ]. Acta Electronica Sinica, 2023, 51(9): 2428-2436.

[ 5 ] 单泽彪, 韩明轩, 谢世娟, 等. 基于二次相关的双阵元接收阵列超声波风矢量测量 [ J ]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(8): 113-119.

SHAN Z B, HAN M H, XIE SH J, et al. Quadratic correlation-based ultrasonic wind vector measurement of dual-array receiver arrays [ J ]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(8): 113-119.

- [ 6 ] 李浩琪, 行鸿彦, 王水璋, 等. 多反射式超声波测风模型及算法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2023, 37(9): 110-118.  
LI H Q, XING H Y, WANG SH ZH, et al. Multi-reflection ultrasonic wind measuring model and algorithm research [J] Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2023, 37(9): 110-118.
- [ 7 ] 单泽彪, 韩明轩, 于渤力, 等. 基于相位翻转的超声波风速风向测量[J]. 振动与冲击, 2023, 42(9): 230-235.  
SHAN Z B, HAN M X, YU B L, et al. Wind speed and direction measurement based on ultrasonic phase reversal[J]. Journal of Vibration and Shock, 2023, 42(9): 230-235.
- [ 8 ] 单泽彪, 刘小松, 鲁胜麟, 等. 基于双阵元超声波接收阵列的风矢量测量[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(2): 228-234.  
SHAN Z B, LIU X S, LU SH L, et al. Wind vector measurement based on double array ultrasonic reception array [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(2): 228-234.
- [ 9 ] LIU Z W, ZHAO S S, ZHANG G X. Flexible robust adaptive beamforming method with multiple separately widened nulls[J]. Electronics Letters, 2020, 56(18): 957-959.
- [ 10 ] LI X B, SUN H X, GAO W, et al. Wind speed and direction measurement based on arc ultrasonic sensor array signal processing algorithm[J]. ISA Transactions, 2016, 65: 437-444.
- [ 11 ] LI X B, ZHU G Y, GAO W, et al. A novel ultrasonic array signal processing scheme for wind measurement[J]. ISA Transactions, 2018, 81: 259-269.
- [ 12 ] 单泽彪, 鲁胜麟, 刘小松, 等. 基于高阶累积量的阵列式超声波传感器风速风向测量[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(6): 279-286.  
SHAN Z B, LU SH L, LIU X S, et al. Wind speed and direction measurement of array ultrasonic sensors based on high-order cumulant[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(6): 279-286.
- [ 13 ] 石屹然, 齐金伟, 曲思凝, 等.  $\alpha$  和高斯混合噪声背景下超声波风矢量测量[J]. 光学精密工程, 2021, 29(11): 2734-2743.  
SHI Y R, QI J W, QU S N, et al. Wind vector measurement based on ultrasonic sensors in the mixed noise of  $\alpha$  and Gaussian noise[J]. Optics and Precision Engineering, 2021, 29(11): 2734-2743.
- [ 14 ] WANG J J, LI J H, YAN S F, et al. A novel underwater acoustic signal denoising algorithm for Gaussian/non-

Gaussian impulsive noise [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 70(1): 429-445.

- [ 15 ] CHEN Z, GENG X F, YIN F L. A harmonic suppression method based on fractional lower order statistics for power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3745-3755.
- [ 16 ] LAGUNA-SANCHEZ G, LOPEZ-GUERRERO M. On the use of alpha-stable distributions in noise modeling for PLC[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2015, 30(4): 1863-1870.

## 作者简介



**单泽彪**, 2016 年于吉林大学获得博士学位, 现为长春理工大学讲师、硕士生导师, 长春气象仪器研究所博士后, 主要研究方向为弱信号检测, 阵列信号处理以及压缩感知技术。

E-mail: zbshan@126.com

**Shan Zebiao** received his Ph. D. degree from Jilin University in 2016. He is currently a lecturer and a M. Sc. supervisor at Changchun University of Science and Technology, and a postdoctoral fellow at Changchun Institute of Meteorological Instruments. His main research interests include weak signal detection, array signal processing and compressed sensing technology.



**谢世娟**, 2022 年于齐鲁工业大学获得学士学位, 现为长春理工大学硕士研究生, 主要研究方向为弱信号检测与处理, 阵列信号处理。

E-mail: xieshijuan2000@163.com

**Xie Shijuan** received her B. Sc. degree from Qilu University of Technology in 2022. She is currently a M. Sc. candidate at Changchun University of Science and Technology. Her main research interests include weak signal detection and processing, array signal processing.



**刘小松** (通信作者), 2016 年于吉林大学获得博士学位, 2022 年博士后出站, 现为长春理工大学讲师、硕士生导师, 主要研究方向为信息感知与先进控制技术, 复杂系统建模、仿真与控制。

E-mail: liuxs@cust.edu.cn

**Liu Xiaosong** (Corresponding author) received her Ph. D. degree from Jilin University in 2016. Then, she worked as a postdoctoral researcher until 2022. She is currently a lecturer and a M. Sc. supervisor at Changchun University of Science and Technology. Her main research interests include information perception and advanced control technology, modeling, simulation and control of complex systems.