

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2107773

基于高阶累积量的阵列式超声波传感器风速风向测量*

单泽彪^{1,2,3}, 鲁胜麟¹, 刘小松¹, 解晓冉¹

(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;
3. 吉林大学通信工程学院 长春 130022)

摘要:针对现有超声波测风系统在实际应用中环境噪声抑制效果差、风速和风向测量精度不高的问题,提出了一种基于高阶累积量的阵列式超声波传感器风速风向测量方法。所提方法采用一种由一个超声波发射阵元和五个超声波接收阵元组成的阵列式超声波测风系统结构,并在此系统结构上,采用基于高阶累积量的多重信号分类(MUSIC)算法,抑制高斯白噪声及高斯色噪声的干扰,实现高斯混合噪声下风速风向的有效测量。所提方法与应用相关算法的测风方法相比,具有更高的噪声抑制能力及更高的风速风向测量精度。最后通过仿真实验与实测数据验证实验对所提方法的有效性进行了验证与分析,实验结果表明风速和风向角的测量误差分别为2.3%和 -2° ,基本达到了超声波测风方法的技术要求。

关键词: 风速风向测量;阵列式测风;色噪声;高阶累积量

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

Wind speed and direction measurement with array ultrasonic sensors based on high-order cumulant

Shan Zebiao^{1,2,3}, Lu Shenglin¹, Liu Xiaosong¹, Xie Xiaoran¹

(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;
3. College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

Abstract: Aiming at the problems of poor environmental noise suppression effect and low accuracy of wind speed and direction measurement in the existing ultrasonic wind measurement system in practical application, an array ultrasonic sensor based on high-order cumulant is proposed to measure wind speed and direction. The proposed method adopts the structure of an ultrasonic wind measurement system, which consists of an ultrasonic transmitting array and five ultrasonic receiving array elements. On the structure of the system, multi-signal classification (MUSIC) algorithm based on the high-order cumulant is adopted to realize the effective measurement of wind speed and direction under Gaussian white noise or Gaussian mixed noise, which can effectively suppress the interference of white Gaussian noise and color noise. Compared with wind measurement method using correlation algorithm, the proposed method has higher noise suppression ability and higher measurement accuracy of wind speed and direction. Finally, the effectiveness of the proposed method is verified and analyzed through simulation experiments and measured data verification experiments. Experimental results show that the measurement errors of wind speed and wind direction Angle are 2.3% and -2° , respectively, which basically meet the technical requirements of ultrasonic wind measurement methods.

Keywords: wind speed and direction measurement; array anemometer; colored noise; high-order cumulant

收稿日期:2021-04-17 Received Date: 2021-04-17

* 基金项目:国家自然科学基金(61571462)、吉林省教育厅科学技术项目(JJKH20190590KJ, JJKH20190591KJ)、长春理工大学青年科学基金(XQNJJ-2017-12)项目资助

0 引言

风速风向测量一直是气象测量、军事工业、航空及航海等领域中的热点研究问题^[1-4]。近年来,超声波测风技术以其无机械转动耗损、测量范围广、测量精度高以及维护成本低等诸多优势,得到了人们的广泛关注和重视^[5]。针对超声波风速风向的测量,已经提出了诸多研究方法,如时差法、频差法以及基于互相关法、自适应时延估计等方法^[6-7]。其中时差法应用最为广泛,其是利用超声波在风场的影响下到达时间延迟的不同,实现对风速和风向的测量。因此,对时间延迟的准确测量是时差法测量精度的决定因素。但是利用硬件计时电路实现时延测量的方法,需要设置峰值检波与阈值比较电路^[8],无法对噪声进行抑制,所以在实际应用中无法获得真正的起止时刻点,导致在强噪声条件下测量误差较大。Yang等^[9]提出了一种采用阵列式超声波传感器结构补偿风速风向角误差,并以时差法为测风原理的风速风向测量方法。该方法中虽然对超声波传感器阵列产生的误差做出了补偿,但是在恶劣环境或强噪声影响下,对超声波的传播时间测量会产生较大误差,导致风速风向测量精度较低。

对强噪声有较强抑制效果的方法有很多,其中阵列信号处理技术采用多传感器阵列接收信号,可以有效抑制空间环境中噪声的干扰,具有极强的噪声抑制能力^[10]。将阵列信号处理技术应用到超声波测风领域的还并不多见。Li等^[11-12]提出了一种基于弧形超声波传感器阵列的风速风向测量方法,通过弧形传感器阵列接收超声波发射信号,采用相关算法求取接收信号的协方差矩阵并应用多重信号分类(multiple signal classification, MUSIC)算法从中估计出待测的风速和风向值,该方法对噪声具有较强抑制效果,具有较大的应用潜力。但是,相关算法只适用于高斯白噪声背景下,当测量噪声中含有色噪声成分时,会产生较大的测量误差。由于超声波传感器受选频特性的影响,转化为电信号的超声波信号的频率仅限于传感器带宽内的频率成分,所以在实际的超声波信号检测中,含有超声波频段内的色噪声干扰是普遍存在的。崔园园等^[13]针对超声波信号检测中的色噪声干扰问题,提出了一种基于有限冲击响应横向滤波器结构的自适应滤波算法,可以抑制超声波检测信号中的色噪声干扰,实现超声波气体流量的有效测量。

高阶累积量是阵列信号处理领域中一种重要方法^[14-15],其对加性高斯白噪声和高斯色噪声均具有较强的抑制能力。为了实现在色噪声或与白噪声混合噪声背景下风速风向的测量,提出了一种基于高阶累积量的阵列式超声波传感器风速风向测量方法,所提方法采用一种由一个超声波发射阵元和5个超声波接收阵元组成的

阵列式超声波测风系统结构,依据该系统结构,通过求取超声波接收阵列信号的高阶累积量来抑制噪声,然后采用MUSIC算法对数据进行处理,即对阵列信号的高阶累积量进行特征分解,利用数据空间中的噪声子空间与信号子空间相互正交的关系,即可求取影响超声波传输特性的风速风向值。文中首先通过仿真实验验证了所提方法的有效性与可行性,随后通过实际的阵列式超声波测风系统,在实验室环境下进行了实测数据验证。

1 阵列结构与信号模型

1.1 超声波传感器阵列结构

阵列式超声波传感器测风系统结构如图1所示,其中超声波传感器0为发射超声波信号传感器。超声波传感器1~5共同构成超声波信号接收传感器阵列,它们均匀放置在以超声波传感器0为圆心、半径为 R 的圆弧上。相邻两个接收阵元与传感器0连线夹角为 α , V 为待测风矢量的大小,测量范围为 $0\sim 60\text{ m/s}$, θ 为待测风矢量的风向角,测量范围为 $0^\circ\sim 360^\circ$ 。

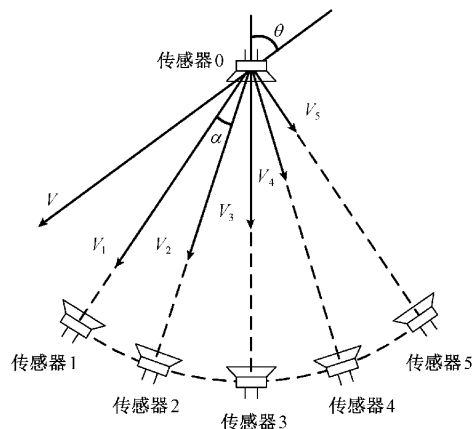


图1 阵列式超声波传感器结构

Fig. 1 Array ultrasonic sensor structure

$V_1 \sim V_5$ 是风速 V 在发射信号传感器0与各接收信号传感器连线上的速度分量, $V_1 \sim V_5$ 表达式由图1阵列结构可知,如式(1)~(5)所示。

$$V_1 = V \cos(\theta - 2\alpha) \quad (1)$$

$$V_2 = V \cos(\theta - \alpha) \quad (2)$$

$$V_3 = V \cos(\theta) \quad (3)$$

$$V_4 = V \cos(\theta + \alpha) \quad (4)$$

$$V_5 = V \cos(\theta + 2\alpha) \quad (5)$$

在无风的情况下,超声波发射信号以相同的速率传输到各接收阵元,即各阵元接收到超声波发射传感器0发出的超声波信号所需时间相同。在有风的情况下,超声波发射信号传输到各接收阵元的速率会受到各风速分

量的影响,致使各阵元接收到超声波信号所需时间不尽相同。

1.2 接收信号数学模型

由于发射的超声波信号是单频窄带信号,故其可用如式(6)复包络形式进行表示。

$$s(t) = u(t) e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))} \quad (6)$$

式中: $u(t)$ 为超声波信号幅度; $\omega_0 = 2\pi f$ 为超声波信号角频率; $\varphi(t)$ 为超声波信号相位。

以传感器1为基准阵元,则第 i ($i=1, 2, \dots, 5$) 个接收阵元接收到的超声波信号可表示为式(7)所示。

$$x_i(t) = s(t) e^{-j\omega_0 \tau_i} + n_i(t) \quad (7)$$

式中: τ_i 表示第 i 个阵元接收到超声波信号相对于基准阵元接收到超声波信号的时间延迟。 $n_i(t)$ 表示第 i 个阵元接收到的附加噪声。

在同一时刻,将 M 个阵元接收信号写成矢量形式,得到超声波信号阵列接收矩阵如式(8)所示。

$$\begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_5(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\omega_0 \tau_1} \\ e^{-j\omega_0 \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-j\omega_0 \tau_5} \end{bmatrix} s(t) + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ \vdots \\ n_5(t) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)可简化为如式(9)所示。

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{A}s(t) + \mathbf{N}(t) \quad (9)$$

式中: $\mathbf{X}(t)$ 为 5×1 维接收信号数据矢量; \mathbf{A} 为 5×1 维导向矢量; $\mathbf{N}(t)$ 为 5×1 维噪声数据矢量。

超声波发射信号经过时间 t_i 传输到各接收阵元,传输时间 t_i 如式(10)所示。

$$t_i = R/(V_c + V_i) \quad (10)$$

式中: V_c 为无风条件时超声波声速。

结合式(1)~(5),可得各接收阵元相对于基准阵元接收到超声波信号的时延 τ_i 如式(11)~(15)所示。

$$\tau_1 = t_1 - t_1 = 0 \quad (11)$$

$$\tau_2 = t_2 - t_1 = R/(V_c + V_2) - R/(V_c + V_1) \quad (12)$$

$$\tau_3 = t_3 - t_1 = R/(V_c + V_3) - R/(V_c + V_1) \quad (13)$$

$$\tau_4 = t_4 - t_1 = R/(V_c + V_4) - R/(V_c + V_1) \quad (14)$$

$$\tau_5 = t_5 - t_1 = R/(V_c + V_5) - R/(V_c + V_1) \quad (15)$$

将时延 τ_i 带入式(8)中,即可得到含有待估计参数风速 V 和风向角 θ 的导向矢量 $\mathbf{A}(\theta, V)$, 如式(16)所示。

$$\mathbf{A}(\theta, V) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\omega_0 \left(\frac{R}{V_c + V \cos(\theta - \alpha)} - \frac{R}{V_c + V \cos(\theta - 2\alpha)} \right)} \\ e^{-j\omega_0 \left(\frac{R}{V_c + V \cos(\theta)} - \frac{R}{V_c + V \cos(\theta - 2\alpha)} \right)} \\ e^{-j\omega_0 \left(\frac{R}{V_c + V \cos(\theta + \alpha)} - \frac{R}{V_c + V \cos(\theta - 2\alpha)} \right)} \\ e^{-j\omega_0 \left(\frac{R}{V_c + V \cos(\theta + 2\alpha)} - \frac{R}{V_c + V \cos(\theta - 2\alpha)} \right)} \end{bmatrix} \quad (16)$$

得到导向矢量 $\mathbf{A}(\theta, V)$ 后,采用基于高阶累积量的 MUSIC 算法对阵列接收信号矢量 $\mathbf{X}(t)$ 处理,即可从导向矢量 $\mathbf{A}(\theta, V)$ 中准确辨识出风速 V 和风向角 θ 。

2 算法描述与分析

2.1 基于高阶累积量的风速风向测量算法

对于 n 维高斯随机变量 $\mathbf{X} = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ 来说, \mathbf{X} 的联合特征函数及第二联合特征函数分别如式(17)与(18)所示。

$$\phi(\mathbf{w}) = \exp\left(j\boldsymbol{\varepsilon}^T \mathbf{w} - \frac{1}{2} \mathbf{w}^T \mathbf{U}_x \mathbf{w}\right) \quad (17)$$

$$\psi(\mathbf{w}) = \ln(\phi(\mathbf{w})) \quad (18)$$

式中: $(\cdot)^T$ 表示矩阵转置; $\boldsymbol{\varepsilon}$ 为高斯随机变量 \mathbf{X} 的均值矢量; \mathbf{U}_x 为高斯随机变量 \mathbf{X} 的协方差矢量, $\mathbf{w} = [w_1 \ w_2 \ \dots \ w_n]$ 为自变量矩阵。

随机变量 \mathbf{X} 的 $r = k_1 + k_2 + \dots + k_n$ 阶累积量如式(19)所示。

$$\mathbf{C}_{k_1, \dots, k_n} = (-j)^r \frac{\partial^r \psi(\mathbf{w})}{\partial w_1^{k_1} \dots \partial w_n^{k_n}} \Big|_{w_1=w_2=\dots=w_n=0} \quad (19)$$

$\psi(\mathbf{w})$ 多项式最高次幂小于3,对自变量 \mathbf{w} 三阶及以上偏导数为0。由此得出,高斯随机变量 \mathbf{X} 的三阶及三阶以上累积量为零。

高斯噪声满足高斯随机分布,即高斯噪声的三阶及三阶以上累积量为零,所以基于高阶累积量的风速风向测量方法对高斯噪声有着极强的抑制效果。

阵列接收信号 $\mathbf{X}(t)$ 的四阶累积量如式(20)所示。

$$\mathbf{C}_{4x}(k_1, k_2, k_3, k_4) = \text{cum}(x_{k_1}, x_{k_2}, x_{k_3}^*, x_{k_4}^*) =$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{E}\{x_{k_1} x_{k_2} x_{k_3}^* x_{k_4}^*\} - \mathbf{E}\{x_{k_1} x_{k_3}^*\} \mathbf{E}\{x_{k_2} x_{k_4}^*\} - \\ & \mathbf{E}\{x_{k_1} x_{k_4}^*\} \mathbf{E}\{x_{k_2} x_{k_3}^*\} - \mathbf{E}\{x_{k_1} x_{k_2}\} \mathbf{E}\{x_{k_3}^* x_{k_4}^*\} \end{aligned} \quad (20)$$

式中: $1 \leq k_1, k_2, k_3, k_4 \leq M$ 。随着 k_1, k_2, k_3, k_4 的变化,共有 M^4 个值,将这 M^4 个值放入 $M^2 \times M^2$ 的矩阵 \mathbf{S}_4 中,如式(21)所示。

$$\mathbf{S}_4((k_1 - 1)M + k_3, (k_2 - 1)M + k_4) =$$

$$\mathbf{C}_{4x}(k_1, k_2, k_3, k_4) \quad (21)$$

即矩阵的第 $(k_1 - 1)M + k_3$ 行及第 $(k_2 - 1)M + k_4$ 列的值为 $\mathbf{C}_{4x}(k_1, k_2, k_3, k_4)$ 。

阵列接收信号矢量为 $\mathbf{X}(t)$, 结合式(20),得超声波接收信号四阶累积量如式(22)所示。

$$\mathbf{S}_4((k_1 - 1)M + k_3, (k_2 - 1)M + k_4) =$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{C}_{4x}(k_1, k_2, k_3^*, k_4^*) = \mathbf{E}\{(\mathbf{X} \otimes \mathbf{X}^*)(\mathbf{X} \otimes \mathbf{X}^*)^H\} - \\ & \mathbf{E}\{(\mathbf{X} \otimes \mathbf{X}^*)\} \mathbf{E}\{(\mathbf{X} \otimes \mathbf{X}^*)^H\} - \\ & \mathbf{E}\{(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)\} \otimes \mathbf{E}\{(\mathbf{X}\mathbf{X}^H)^*\} \end{aligned} \quad (22)$$

式中: \otimes 表示 Kronecker 积。

对式(22)所示的四阶累积量矩阵进行奇异值分解,

即可获得由一个大奇异值对应的特征向量 β_1 构成的信号子空间与由二十四个小奇异值对应的特征向量 $[\beta_2, \beta_3, \dots, \beta_{25}]$ 构成的噪声子空间。信号子空间与噪声子空间如式(23)与(24)所示。

$$\mathbf{E}_S = [\beta_1] \quad (23)$$

$$\mathbf{E}_N = [\beta_2, \beta_3, \dots, \beta_{25}] \quad (24)$$

噪声子空间与信号子空间相互正交,即得基于高阶累积量的空间谱如式(25)所示。

$$P(\theta, V) = \frac{1}{\|\mathbf{b}^H(\theta, V)\mathbf{E}_N\|^2} \quad (25)$$

式中: $(\cdot)^*$ 表示共轭运算, $\mathbf{b}(\theta, V) = \mathbf{A}(\theta, V) \otimes \mathbf{A}^*(\theta, V)$ 。

对式(25)空间谱进行谱峰搜索,得其峰值点,该点对应的位置即为风速和风向的估计值。

2.2 估计方差与计算复杂度分析

定义 MUSIC 算法的估计误差如式(26)所示。

$$E(\hat{\vartheta} - \vartheta)^2 = \frac{\mathbf{A}^*(\hat{\vartheta})\mathbf{J}\mathbf{A}(\hat{\vartheta})}{2Lh(\hat{\vartheta})} \quad (26)$$

式中: L 为快拍数; \mathbf{A} 为导向矢量阵; $\hat{\vartheta}$ 为风速或风向角的估计值; ϑ 为风速或风向角的真实值。 h 可由下式得到:

$$h(\vartheta) = \mathbf{D}^*(\vartheta)\mathbf{G}\mathbf{G}^*\mathbf{D}(\vartheta) \quad (27)$$

式中: \mathbf{G} 为信号子空间向量。

在大快拍数的情况下, MUSIC 算法的估计误差是一个零均值的联合高斯分布,其估计误差的协方差矩阵如式(28)所示^[16]。

$$\mathbf{Z}_{MUSIC} = \frac{\sigma^2}{2L}(\mathbf{F}\mathbf{I})^{-1}\text{Re}\{\mathbf{F}(\mathbf{A}^H\mathbf{J}\mathbf{A})^T\}(\mathbf{F}\mathbf{I})^{-1} \quad (28)$$

式中: $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取矩阵实部; σ^2 为噪声功率; \mathbf{I} 为单位矩阵; $\mathbf{A} = [\alpha_1 \dots \alpha_K]$ 为导向矢量阵; K 为信号源个数; \mathbf{F} 可由下式得到:

$$\mathbf{F} = \mathbf{D}^H\mathbf{E}_N\mathbf{E}_N^H\mathbf{D} = \mathbf{D}^H[\mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H]\mathbf{D} \quad (29)$$

式中: \mathbf{E}_N 为噪声子空间; $\mathbf{D} = [d(\alpha_1) \dots d(\alpha_K)]$ 为导向矢量的一阶导数。式(28)中的 \mathbf{J} 由下式得到:

$$\mathbf{A}^H\mathbf{J}\mathbf{A} = \mathbf{R}_S^{-1} + \sigma^2\mathbf{R}_S^{-1}(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{R}_S^{-1} \quad (30)$$

式中: \mathbf{R}_S 为信号协方差矩阵。

结合式(26)~(30)得出,当估计风向角 θ 一定时, MUSIC 算法的风速估计方差如式(31)所示。

$$\text{var}_V(\theta, V) = \frac{\sigma^2}{2L}(\mathbf{F}\mathbf{I})^{-1}\text{Re}\{\mathbf{F}(\mathbf{A}^H\mathbf{J}\mathbf{A})^T\}(\mathbf{F}\mathbf{I})^{-1} \quad (31)$$

超声波传感器 0 发射超声波信号,故信号源个数 $K = 1$,结合式(29),故 \mathbf{F} 为标量,式(31)化简后如式(32)所示。

$$\text{var}_V(\theta, V) = \frac{\sigma^2\text{Re}\{F_V(\mathbf{A}^H\mathbf{J}\mathbf{A})^T\}}{2LF_V^2} \quad (32)$$

式中: F_V 为 $\mathbf{F}(\theta, V)$ 在风向角 θ 一定时的简写形式。

同理可得,当估计风速 V 一定时,风向角估计方差如式(33)所示。

$$\text{var}_\theta(\theta, V) = \frac{\sigma^2\text{Re}\{F_\theta(\mathbf{A}^H\mathbf{J}\mathbf{A})^T\}}{2LF_\theta^2} \quad (33)$$

本文所提方法的计算复杂度主要来源于两个方面,一个方面是高阶累积量矩阵的计算,另一个方面是 MUSIC 算法中的奇异值分解运算(谱峰搜索的计算量由于采用不同优化方法,计算量相差较大,本文不再考虑)。假设阵列输出数据有 N 个采样点,构成的四阶累积量有 Q 个元素,则构成一个四阶累积量矩阵需 $7NQ$ 次乘加。结合式(20)与(21),基于高阶累积量的 MUSIC 算法的四阶累积量中有 M^4 个元素,故高阶累积量矩阵的运算复杂度为 $7NM^4$,获得阵列输出的四阶累积量信息后,采用奇异值分解的方法进行处理,分解运算复杂度为 $11M^6$,故基于高阶累积量的 MUSIC 算法总运算复杂度为 $7NM^4 + 11M^6$ 。

3 阵列式超声波测风系统设计

阵列式超声波传感器测风系统主要包括:1)超声波传感器阵列:由一个发射超声波传感器和 5 个接收超声波传感器构成,因超声波传感器的发射角度至少需要达到 60° 以上,故选用超声波频率为 40 kHz、型号为 US40-16A 的超声探头;2)驱动发射模块与接收模块:发射信号传感器连接一个驱动发射模块,由驱动发射模块驱动发射信号传感器发出超声波信号,接收阵元传感器分别连接一个驱动接收模块,由驱动接收模块驱动接收阵元传感器接收超声波信号;3)模拟开关模块:驱动接收模块的输出信号进入模拟开关模块,从而选通对应的接收信号;4)滤波放大模块:模拟开关模块的输出信号进入滤波放大模块进行滤波与放大处理,其中放大器芯片选用轨对轨运放 AD812;5)AD 转换模块:对滤波放大模块的输出信号进行采样,选用 AD9235 数据转换芯片,将数据送至微处理进行处理;6)微处理器选用型号为 STM32F407,由其驱动接收模块、发射模块及 AD 转换模块的正常使用,并控制模拟开关模块的选通。图 2 为阵列式超声波传感器测风系统功能框图。

4 实验验证与分析

超声波在空气中传输时会受到温湿度等因素的影响,在实际应用时一般采用经验公式对其进行修正,以提高风速风向测量的精度。以下各测试实验中,超声波声速均采用修正后的速率值,如式(34)所示。

$$V_c = 331.4\sqrt{1 + T/273} \quad (34)$$

式中: T 为测量温度。

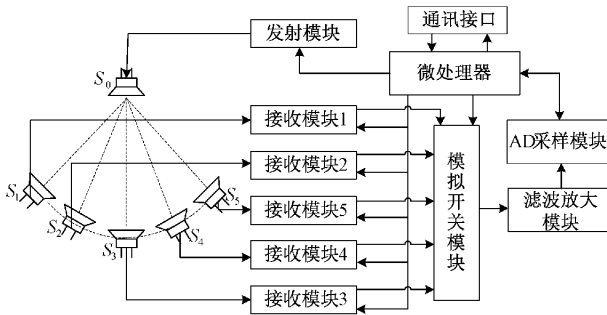


图 2 阵列式超声波传感器测风系统功能框图

Fig. 2 Function block diagram of wind measuring system with array ultrasonic sensor

实验中均采用图 1 所示超声波测风测向传感器阵列结构,超声波发射信号频率 $f = 40 \text{ kHz}$,发射信号传感器距离接收信号阵元间距 $R = 0.1 \text{ m}$,为了确保所有接收阵元均可接收到超声波信号,将相邻接收阵元之间的夹角设置为 $\alpha = 15^\circ$,采样点数选取为 4 000。

实验 1:不同噪声背景下风速风向测量实验。在高斯白噪声、高斯色噪声和高斯混合噪声背景下,选取风速 $V = 20.0 \text{ m/s}$ 、风向角 $\theta = 135^\circ$ 分别进行测试,信噪比均为 $\text{SNR} = 0 \text{ dB}$ 。风速与风向测量结果如图 3、4 及 5 所示。

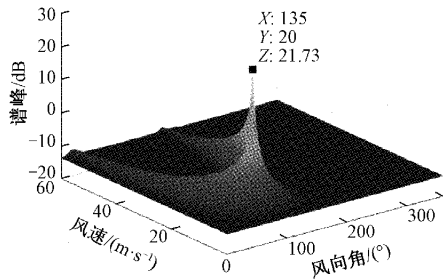


图 3 高斯白噪声下风速风向测量结果

Fig. 3 Measurement result under white Gaussian noise

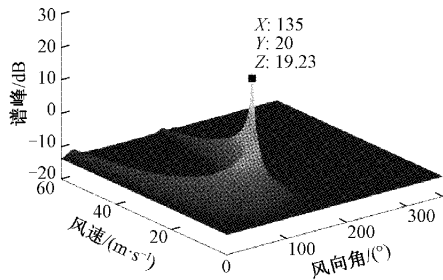


图 4 高斯色噪声下风速风向测量结果

Fig. 4 Measurement result under Gaussian colored noise

从图 3、4 及 5 中可以看出,在高斯白噪声、高斯色噪声和高斯混合噪声背景下,本文所提方法均可准确的获得风速风向测量值,且得到的谱峰比较尖锐,周围较为平整且无伪峰。由此得出,本文所提方法对高斯白噪声,高

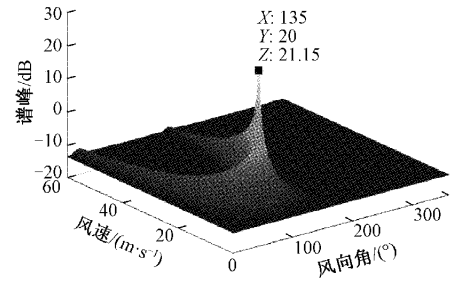
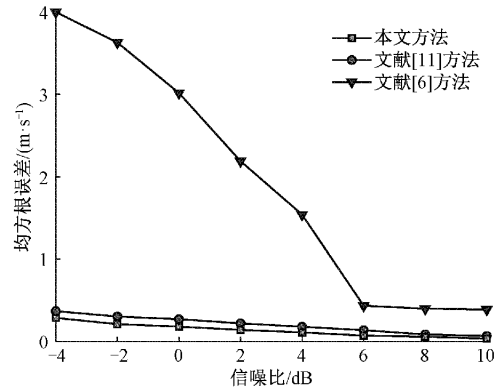


图 5 高斯混合噪声下风速风向测量结果

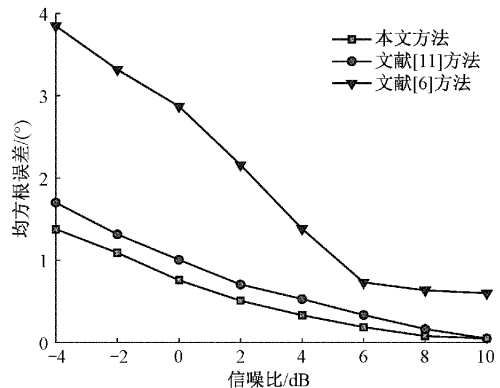
Fig. 5 Measurement result under Gaussian mixture noise

斯色噪声以及高斯混合噪声均具有较强的抑制效果,可以实现高斯混合噪声背景下风速风向的有效测量。

实验 2:高斯白噪声下不同方法性能对比实验。由于文献[6]和文献[11]仅可实现高斯白噪声背景下的风速风向测量,故在高斯白噪声背景下应用本文所提方法与文献[6]和文献[11]所提方法进行对比验证试验。选取风速 $V = 20.0 \text{ m/s}$ 、风向角 $\theta = 135^\circ$,信噪比从 -4 dB 至 10 dB 均匀增加,每点进行 500 次蒙特卡洛实验,风速与风向角测量的均方根误差如图 6 所示。



(a) 风速测量的均方根误差
(a) RMSE of wind speed measurement



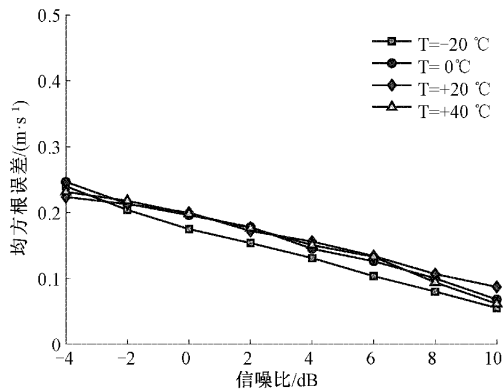
(b) 风向测量的均方根误差
(b) RMSE of wind direction measurement

图 6 高斯白噪声下算法性能比较

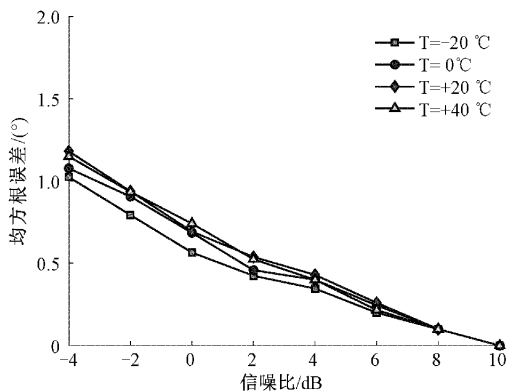
Fig. 6 Comparison of algorithm performance under Gaussian white noise

由图 6(a) 风速测量和图 6(b) 风向测量的均方根误差曲线可以看出: 在高斯白噪声背景下, 本文所提方法对风速和风向测量的均方根误差均比文献[6]和文献[11]所提方法的均方根误差要小, 尤其是在低信噪比条件下显著小于文献[6]中采用的双阵元接收阵列结构测风方法, 由此表明本文所提方法对高斯白噪声的抑制能力更强, 对风速和风向测量的精度更高。

实验 3: 不同温度下风矢量测量性能验证实验。在高斯色噪声背景下, 选取风速 $V=20.0$ m/s、风向角 $\theta=135^\circ$, 信噪比由 -4 dB ~ 10 dB 均匀增加。针对 4 种不同温度 -20°C , 0°C , 20°C , 40°C 分别进行风速风向测量试验。由于不同温度下超声波传输速率不同, 故需根据式(34)实时测温对超声波声速进行实时修正。在不同温度下, 风速风向测量的均方根误差曲线如图 7 所示。



(a) 风速测量的均方根误差
(a) RMSE of windspeed measurement



(b) 风向测量的均方根误差
(b) RMSE of wind direction measurement

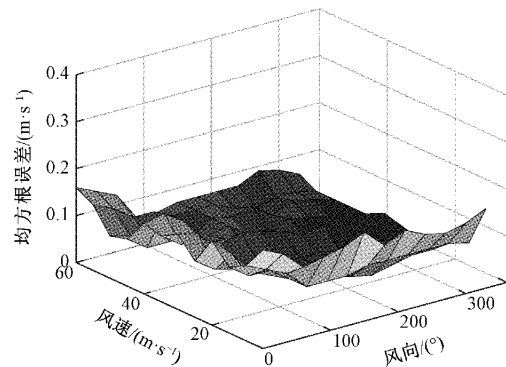
图 7 不同温度下风速风向测量性能

Fig. 7 Performance of wind speed and direction estimation at different temperatures

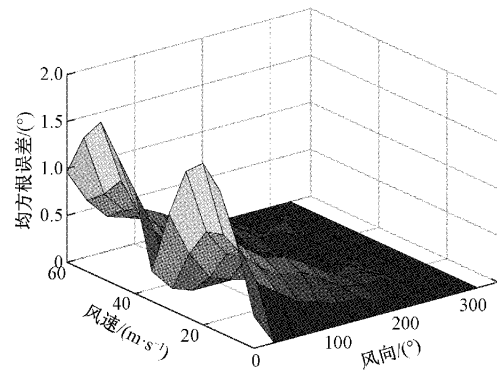
从图 7(a) 和(b) 中可以看出, 在高斯色噪声条件下, 本文所提方法对风速和风向测量所得的均方根误差均较小, 在不同温度下, 风速风向测量精度变化较小, 尤其是由图 7(a) 风速测量均方根误差曲线可知, 当信噪比大于

0 dB 时, 风速测量均方根误差小于 0.2 m/s; 由图 7(b) 风向角测量均方根误差曲线可知, 当信噪比大于 -2 dB 时, 风向测量均方根误差小于 1° 。由此得出, 在高斯色噪声背景下, 基于高阶累积量 MUSIC 算法的风速风向测量方法精度较高, 受温度影响较小, 具有较强的风速风向测量性能。

实验 4: 不同风速风向条件下的算法性能实验。在高斯色噪声背景下且信噪比 $SNR=5$ dB, 采用基于高阶累积量 MUSIC 算法进行以下实验: 风速由 0 m/s 均匀增加至 60 m/s (分度值为 5 m/s), 风向角由 0° 均匀增加至 360° (分度值为 30°), 每个点进行 300 次蒙特卡洛实验, 得到不同风速及不同风向下的风速风向测量均方根误差如图 8 所示。



(a) 风速测量的均方根误差
(a) RMSE of wind speed measurement



(b) 风向测量的均方根误差
(b) RMSE of wind direction measurement

图 8 不同风速风向条件下的算法性能

Fig. 8 Algorithm performance under different wind speed and direction

从图 8(a) 中可以看出, 不同风速风向条件下, 风速测量均方根误差均较小, 最大不超过 0.2 m/s 且风速测量结果基本保持稳定, 表明所提方法可以实现对风速宽范围的有效测量。从图 8(b) 中可以看出, 当风速较小时, 风向测量的均方根误差在风向角为 90° 和 270° 时最大, 但也不超过 1.5° , 在风向角为 0° 和 180° 时均方根误

差最小。当风速较大时,风向测量均方根误差较小,趋近于 0° ,表明所提方法可以实现 $0^\circ \sim 360^\circ$ 全角域的风向测量。

实验5:实测系统验证实验。验证本文所提方法在实际环境中对风速和风向测量的有效性,采用的阵列式超声波传感器测风系统如图9所示。系统中由单片机驱动超声波传感器发射超声波信号,由超声波接收传感器阵列接收后,送至信号处理电路进行信号放大与滤波处理,并通过示波器进行显示,最后应用本文提出方法对接收数据进行处理。由于示波器四通道采集的限制,故只采集四元传感器阵列接收数据。

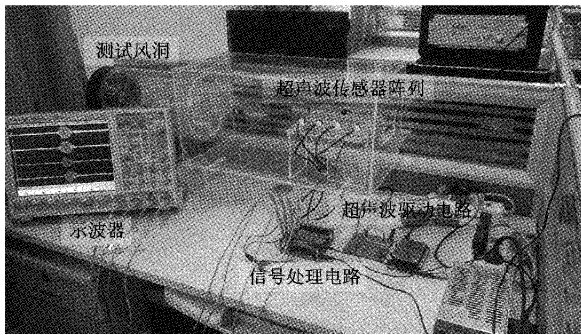


图9 实际数据采集系统
Fig. 9 Actual measuring system

在正式实验之前,在无风条件下对风矢量测量系统进行了标定测试实验。而后在风速为 4.8 m/s 、风向角为 120° 及风速为 8.6 m/s 、风向角为 90° 的实验条件下进行实测数据采集,并采用本文算法与基于相关算法的测风方法分别进行处理,最终得到风速风向的测试结果如表1所示。

表1 风速风向的实际测试结果

Table 1 Actual measurement results of wind speed and direction

参数	本文算法		相关算法	
风速实际值/ $(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	4.8	8.6	4.8	8.6
测量值/ $(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	4.7	8.4	4.6	8.3
相对误差/%	2.1	2.3	4.3	3.4
风向实际值/ $(^\circ)$	120	90	120	90
测量值/ $(^\circ)$	118	88	117	87
测量误差/ $(^\circ)$	-2	-2	-3	-3

由表1实测结果可知,与采用相关算法的风速风向测量方法相比,本文所提方法对风速风向测量的精度更高,说明在实际有限测量数据条件下其对噪声抑制能力同样比相关算法更强。本文方法对风速测量的相对误差为 2.3% ,满足测风领域中 3% 风速的测量误差要求;风向

角测量误差为 -2° ,满足测风领域中 $\pm 3^\circ$ 风向角的测量误差要求。可见采用本文提出的测量方法基本可以达到超声波测风仪器测量精度的技术要求。

5 结 论

针对当前超声波测风技术噪声抑制能力差,测量精度不高的问题,提出了一种基于高阶累积量的阵列式超声波传感器风速风向测量方法。所提方法采用多个超声波接收传感器组成的阵列式超声波测风结构,并应用对高斯白噪声和色噪声均具有较强抑制能力的高阶累积量算法对接收数据进行处理,无需测量超声波传输时间,可直接得到风速风向值。文中还对所提方法的估计方差及计算复杂度进行了分析,并给出了系统硬件设计方案。理论与仿真实验均表明,所提方法对高斯白噪声及色噪声的抑制能力均较强,具有较高的测量精度,可以实现宽范围、全角域的风速风向测量。最后通过实际测量系统并在实验室环境中进行了实测数据验证,结果表明:风速测量的相对误差为 2.3% ,风向测量的误差为 -2° ,基本达到了超声波测风方法的技术要求。虽然高阶累积量方法具有较高的测量精度,但其计算量较大,下一步可以考虑采用计算量较小的累积量一维切片方法进行数据处理,以期在运算速度上有较大提升。

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] 周安然,韩於利,孙东松,等. 高光学效率相干多普勒激光雷达的测风性能分析与测试[J]. 红外与激光工程, 2019, 48(11): 76-82.
ZHOU AN R, HAN Y L, SUN D S, et al. Wind performance analysis and test of coherent doppler lidar with high optical efficiency [J]. Infrared and Laser Engineering, 2019, 48(11): 76-82.
- [4] 魏明明. 风速测量结果中关于水汽修正项的影响分析[J]. 电子测量与仪器学报, 2019, 33(6): 103-111.
WEI M M. Influence analysis of water vapor correction term in wind speed measurement results [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2019, 33(6): 103-111.
- [5] 行鸿彦,吴红军,徐伟,等. 三维超声波换能器测风阵列研究[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(12):

- 2943-2951.
- XING H Y, WU H J, X W, et al. Study on ultrasonic transducer array for three-dimensional wind[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38 (12): 2943-2951.
- [6] 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.
- [7] 李琦,魏永星,刘颀,等. 基于时差法超声测风系统的声场分析与研究[J]. 海洋技术学报, 2016, 35(1): 68-73.
- LI Q, WEI Y X, LIU J, et al. Acoustic field analysis and research of ultrasonic wind measurement system based on temporal difference method [J]. Journal of Oceanographic Technology, 2016, 35(1):68-73.
- [8] 刘华欣. 基于超声波传感器的风速风向测量研究[J]. 仪表技术与传感器, 2018, 431(12): 105-108+114.
- LIU H X. Research on wind speed and direction measurement based on ultrasonic sensor[J]. Instrument Technique and Sensor, 2018, 431(12): 105-108+114.
- [9] YANG P, XIAO C. Shadow effect compensation method for ultrasonic transducer array model [J]. Vibroengineering Procedia, 2019, 28:148-153.
- [10] LIU F A, YANG D S, SHI S G, et al. Augmented subspace Music method for DOA estimation using acoustic vector sensor array[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2019, 13(6): 969-975.
- [11] LI X, SUN H, 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.
- [12] LI X, ZHU G, GAO W, et al. A novel ultrasonic array signal processing scheme for wind measurement. wind measurement[J]. ISA Transactions, 2018, 81259-269.
- [13] 崔园园,王伯雄,柳建楠,等. 数字超声波信号中有色噪声的自适应滤波[J]. 光学精密工程, 2014, 22(12):3377-3383.
- CUI Y Y, WANG B X, LIU J N, et al. Adaptive filtering of colored noise in digital ultrasonic signal [J]. Optics and Precision Engineering, 2014, 22 (12): 3377-3383.
- [14] 张君,陈志菲,常继红,等. 声矢量锥形阵的高阶累积量波达方向估计[J]. 声学学报, 2019, 44(6):

970-985.

ZHANG J, CHEN ZH F, CHANG J H, et al. Direction of arrival estimation of higher order cumulant for acoustic vector conical arrays [J]. Journal of Acoustics, 2019, 44(6):970-985.

- [15] CHEN L H, CHEN K, LI C X, et al. On higher-order moment and cumulant estimation [J]. Journal of Statistical Computation and Simulation, 2020, 90 (4): 747-771.
- [16] STOICA P, ARYE N. MUSIC, maximum likelihood and Cramer-Rao bound: Further results and comparisons[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech & Signal Processing, 1990, 38(12):2140-2150.

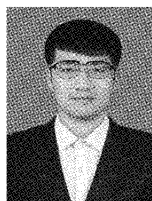
作者简介



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与吉林大学在站博士后。主要研究方向为声光电检测与现代信号处理,雷达与阵列信号处理。

E-mail: zbshan@cust.edu.cn

Shan Zebiao received his Ph. D. degree from Jilin University in 2016. He is currently a lecturer and a master advisor at Changchun University of Science and Technology, and is a postdoctoral fellow at Changchun Institute of Meteorological Instruments and Jilin University. His main research interests include acoustic and photoelectric detection, modern signal processing, radar and array signal processing.



鲁胜麟,2019年于吉林化工学院获得学士学位,现为长春理工大学硕士研究生。主要研究方向为阵列信号处理。

E-mail: lslwcy@163.com

Lu Shenglin received his B. Sc. degree from Jilin University of Chemical Technology in 2019. He is currently a master student at Changchun University of Science and Technology. His main research interest is array signal processing.



刘小松(通信作者),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。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. She is currently a lecturer and a master advisor 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.