

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210299

# 基于二次相关的超声波风速风向测量方法\*

单泽彪<sup>1,2,3</sup>, 于渤力<sup>1</sup>, 徐再祥<sup>1</sup>, 刘小松<sup>1</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;  
3. 吉林大学通信工程学院 长春 130022)

**摘要:**为解决超声波测风仪存在的抑制噪声能力不足、受环境温湿度等影响导致稳定性差等问题,提出一种基于二次相关算法的三阵元超声波测风方法。首先结合超声波测风原理设计了一种三阵元测风结构,该结构包含3个收发一体式超声波换能器;其次依据该系统结构给出一种基于二次相关的超声波传播时间测量方法,利用二次相关算法对噪声抑制更强的性能可有效提高风速风向测量的精度,并从理论上说明了所提测风方法不受超声波本身传播速度即环境温湿度对其的影响。最后通过模拟仿真实验和搭建的实际测量系统对所提方法进行了有效性验证。在实际测量中风速风向角的最大测量误差分别为2.0%和2.1°,基本达到了超声波风速风向测量的精度要求。

**关键词:** 风速风向测量;超声波测风;二次相关;时延估计

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

## Ultrasonic wind speed and direction measurement method based on quadratic correlation

Shan Zebiao<sup>1,2,3</sup>, Yu Boli<sup>1</sup>, Xu Zaixiang<sup>1</sup>, Liu Xiaosong<sup>1</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; 3. College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun 130022, China)

**Abstract:** To solve the problems of insufficient noise suppression ability and poor stability caused by the influence of environmental temperature and humidity, etc, a three-array ultrasonic wind measurement method based on the quadratic correlation algorithm is proposed. Firstly, a three-array wind measurement structure is designed by combining the principle of ultrasonic wind measurement, which consists of three transmitting and receiving integrated ultrasonic sensors. Secondly, a method for measuring ultrasonic propagation time based on quadratic correlation is given according to the structure of the system, which can effectively improve the accuracy of wind speed and direction measurement by using stronger performance of the quadratic correlation algorithm for noise suppression. It is theoretically explained that the proposed wind measurement method is not affected by the propagation speed of the ultrasonic wave itself (i. e., the environmental temperature and humidity). Finally, the effectiveness of the proposed method is verified by simulation experiments and a real measurement system is established. The practical test shows that the maximum relative error of wind speed measurement is 2.0%, and the maximum error of wind direction angle measurement is 2.1°. Results basically meet the accuracy requirements of ultrasonic wind speed and direction measurement.

**Keywords:** wind speed and direction measurement; ultrasonic wind measurement; quadratic correlation; time delay estimation

## 0 引言

风速风向测量在气象、军事、电力、工业、航海、航空以及科学试验等领域具有广泛的应用<sup>[1]</sup>。由于超声波测风仪具有测量精度高、启动风速低、机械磨损等优点已成为当前行业中的主流产品<sup>[2-3]</sup>。在众多超声测风技术中,时差法由于原理简单、测量范围广等特点,已成为目前应用最为广泛的方法。该方法仅通过测量在顺风、逆风条件下收发信号的时间差,便可获得风矢量信息<sup>[4-5]</sup>。因此超声波传播时间测量的精度决定着风速风向测量的精度<sup>[6]</sup>。

随着超声波测风技术的不断发展,出现诸多超声波时延测量的方法,一是利用互补金属氧化物半导体(complementary metal oxide semiconductor, CMOS)工艺定制的专用集成电路<sup>[7]</sup>或采用现场可编程门阵列(field programmable gate array, FPGA)搭建的硬件计时电路<sup>[8-9]</sup>。该类方法发展至今已具有极高的理论测量精度,但是在实际的超声波传播时间测量中,由于噪声干扰或其他因素的影响需要设计峰值检波与阈值检测电路,这就导致在实际测量过程中无法获得真正精确的起止时刻点,尤其是强噪声或干扰的条件下,测量结果将存在较大的误差<sup>[10]</sup>。二是利用现代检测技术及信号处理领域中的相关检测等算法估计超声波信号的传播时间,如子空间法、相关法等。该类方法是基于信号和噪声的统计特性进行测量的,其中相关法通过对收发信号做相关运算即可获得时延值,无需设计其他硬件模块,因此该类方法在实现上较为简单。而二次相关法则是基本相关算法的进一步改进,该方法先对一路信号进行自相关运算,同时与另一路信号做互相关运算,之后将得到的自相关和互相关函数再做相关运算,从而达到提高测量精度的效果<sup>[11-12]</sup>。

文献[13]提出了一种基于双接收阵元结构的超声波测风系统,结合互相关算法进行超声波时延估计,其优点在于系统相对简单、算法复杂度低且具有较好的噪声抑制效果,但该方法受空气温湿度等因素对声速的影响,需要对超声波本身声速进行实时修正。文献[14-16]提出了一种一发多收式弧形阵列结构,结合阵列信号处理相关算法实现了风速风向的有效测量。该类方法的优点在于无需测量超声波信号的传播时间,仅通过测量多个阵元的超声波接收信号即可实现风速风向的测量,且具有较强的噪声抑制能力。但该方法需要考虑环境温湿度等因素对超声波本身声速的影响,且所采用的阵列信号处理算法相对比较复杂。

基于上述现状,本文在文献[13]的基础上提出一种基于二次相关算法的三阵元超声波风速风向测量方法。三阵元测风结构包含3个收发一体的超声波换能器,以一定角度组成三角形阵列,所构建的阵列模型结构紧凑,

可有效避免超声波发射角度较大造成接收信号能量不均衡的问题,同时简化了结构的复杂程度。在此基础上采用硬件易实现的结合快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)的二次相关算法估计出超声波信号的传播时间,根据计算出的时间延迟和风矢量之间关系得到风速风向测量结果。在计算复杂度较小的前提下,可极大提高噪声的抑制效果,且可消除环境温湿度对测量结果的影响。本文首先通过可行性仿真实验、不同测风方法性能比较实验验证所提方法的优越性,随后搭建三阵元超声波风速风向测量系统,在实验室环境下进行了实测数据验证。

## 1 阵列结构与测风原理

### 1.1 三阵元超声阵列结构设计

如图1所示,三阵元超声波测风结构是由3个收发一体式超声波换能器 $S_1$ 、 $S_2$ 和 $S_3$ 构成。其中 $S_2$ 、 $S_3$ 与 $S_1$ 之间距离均为 $L$ ,二者对称分布在法线 $OM$ 两侧,所形成的夹角为 $\alpha$ ,该阵列排布可有效避免接收信号能量的不均衡问题。假设某一时刻待测风速大小为 $V$ 、风向角为 $\theta$ , $V_{12}$ 和 $V_{13}$ 分别表示 $S_1S_2$ 和 $S_1S_3$ 方向上的风速分量。当无风时, $S_1$ 作为发射阵元,发出的超声波在 $S_1S_2$ 和 $S_1S_3$ 方向上的速度均为声速 $V_c$ , $S_2$ 和 $S_3$ 同时接收到相同的超声波信号;当有风时,由于超声波速度受到风速分量的影响,发射信号到达接收阵元的时间会发生改变。同理,当 $S_2$ 或 $S_3$ 轮流作为发射阵元向 $S_1$ 发送信号时, $S_1$ 接收到信号的情况类似。因此,经3个超声波换能器轮流收发一次,通过测量超声波传播时间,即可计算得到最终的风速风向值。

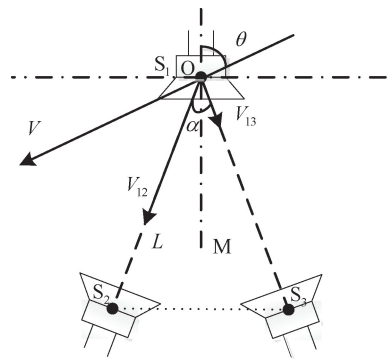


图1 三阵元超声波阵列结构

Fig. 1 Ultrasonic array structure with three sensors

### 1.2 风速风向测量原理

采用高斯模型对超声波信号加以描述,则超声波发射信号可表示为:

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

式中:  $s(t) = Ce^{-k^2} \cos(\omega t + \varphi)$  为超声波发射信号,  $C$  表示发射信号幅度,  $k$  表示高斯系数,  $\omega = 2\pi f$  为信号角频率,  $f$  表示中心频率,  $\varphi$  为初相位,  $n(t)$  表示发射信号附加噪声。

超声波接收信号表示为:

$$y_{ij}(t) = s(t - \tau_{ij}) + n_{ij}(t) \quad (2)$$

式中:  $s(t - \tau_{ij}) = De^{-k(t-\tau_{ij})^2} \cos[\omega(t - \tau_{ij}) + \varphi]$ , 其中  $D = \beta C$ ,  $\beta$  表示幅度衰减系数,  $\tau_{ij}$  表示超声波信号由  $S_i$  到  $S_j$  传播时间,  $n_{ij}(t)$  表示超声波信号由  $S_i$  到  $S_j$  所附加的噪声。

在有风条件下,  $S_1$  作为发射阵元时, 发射信号到达  $S_2$  和  $S_3$  的传播时间分别为:

$$\tau_{12} = L / (V_c + V_{12}) \quad (3)$$

$$\tau_{13} = L / (V_c + V_{13}) \quad (4)$$

当  $S_2$  作为发射阵元、 $S_1$  作为接收阵元时, 超声波信号到达  $S_1$  的传播时间为:

$$\tau_{21} = L / (V_c - V_{12}) \quad (5)$$

同理, 当  $S_3$  作为发射阵元、 $S_1$  作为接收阵元时, 超声波信号到达  $S_1$  的传播时间为:

$$\tau_{31} = L / (V_c - V_{13}) \quad (6)$$

由式(3)和(5)可得到传播时间  $\tau_{12}$  和  $\tau_{21}$ , 同时由式(4)和(6)得到传播时间  $\tau_{13}$  和  $\tau_{31}$ , 综合可得  $S_1S_2$  和  $S_1S_3$  方向上的风速分量分别为:

$$V_{12} = \frac{L}{2} \left( \frac{1}{\tau_{12}} - \frac{1}{\tau_{21}} \right) \quad (7)$$

$$V_{13} = \frac{L}{2} \left( \frac{1}{\tau_{13}} - \frac{1}{\tau_{31}} \right) \quad (8)$$

由式(7)和(8)可知, 风速分量仅与  $S_1$  和  $S_2$  或  $S_1$  和  $S_3$  之间的超声波传播时间有关, 且在 3 个阵元轮流收发一次过程中超声波声速  $V_c$  可认为恒定, 故无需已知超声波声速  $V_c$  这一信息, 即不必对环境温湿度等进行实时测量以对声速加以修正。

根据风矢量分解关系可知实际风速与风速分量之间的关系为:

$$V_{12} = V \cos(\theta - \alpha/2) \quad (9)$$

$$V_{13} = V \cos(\theta + \alpha/2) \quad (10)$$

因此联合式(7)~(10)可得实际风速风向值分别为:

$$V = \frac{\sqrt{V_{12}^2 + V_{13}^2 - 2V_{12}V_{13}\cos\alpha}}{\sin\alpha} \quad (11)$$

$$\theta = \arctan \left[ \frac{V_{12} - V_{13}}{(V_{12} + V_{13}) \tan(\alpha/2)} \right] \quad (12)$$

## 2 风速风向测量算法分析

### 2.1 一次互相关

对于一组发射信号和接收信号, 根据互相关理论, 可得一次互相关函数  $R_{xy_{ij}}(\tau)$  为:

$$R_{xy_{ij}}(\tau) = E[x(t - \tau)y_{ij}(t)] = R_{ss}(\tau - T_0) + R_{sn}(\tau - T_0) + R_{sn_{ij}}(\tau) + R_{nn_{ij}}(\tau) \quad (13)$$

式中:  $T_0$  表示实际延迟时间,  $R_{ss}(\tau - T_0)$  表示信号  $s(t)$  与  $s(t - \tau)$  之间的相关函数,  $R_{sn}(\tau - T_0)$ ,  $R_{sn_{ij}}(\tau)$ ,  $R_{nn_{ij}}(\tau)$  分别表示  $s(t - \tau)$  与  $n(t)$ ,  $s(t)$  与  $n_{ij}(t)$ ,  $n(t)$  与  $n_{ij}(t)$  的相关函数。

假设噪声是理想高斯白噪声,  $s(t)$ 、 $n(t)$ 、 $n_{ij}(t)$  互不相关, 则  $R_{sn}(\tau - T_0) = 0$ ,  $R_{sn_{ij}}(\tau) = 0$ ,  $R_{nn_{ij}}(\tau) = 0$ 。则式(13)可化简为:

$$R_{xy_{ij}}(\tau) = R_{ss}(\tau - T_0) \quad (14)$$

通过相关函数的性质可知, 当  $\tau = T_0$  时, 便可得到  $R_{ss}(\tau - T_0)$  的最大值, 进而推知延迟时间  $T_0$ 。然而一次互相关法对噪声的抑制能力是有限的, 并且在实际的分析中, 所测量到的接收信号也不会是无限长。因此, 在信噪比较高时,  $R_{sn}(\tau - T_0)$ ,  $R_{sn_{ij}}(\tau)$  和  $R_{nn_{ij}}(\tau)$  3 项对  $R_{ss}(\tau - T_0)$  最大值选取的影响可以忽略, 即一次互相关法有较好的抑制噪声效果。但在信噪比较低时, 由于一次互相关法对噪声的抑制不完全, 其余 3 项会对  $R_{ss}(\tau - T_0)$  最大值选取造成较大影响, 从而导致无法准确进行时延估计。

### 2.2 一次自相关

对发射信号  $x(t)$  作自相关运算, 得:

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t)x(t - \tau)] = E[(s(t) + n(t))(s(t - \tau) + n(t - \tau))] = R_{ss}(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) + R_{nn}(\tau) \quad (15)$$

由于设定噪声为理想高斯白噪声, 信号本身与噪声是互不相关的, 则  $R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0$ , 故式(15)可化简为:

$$R_{xx}(\tau) = R_{ss}(\tau) + R_{nn}(\tau) \quad (16)$$

式中:  $R_{nn}(\tau)$  表示在  $\tau = 0$  时的冲激函数。

与一次互相关法类似, 由于一次自相关对于噪声的抑制能力是有限的, 实际观察到的信号时间也不可能是无限长, 因此  $R_{sn}(\tau)$  和  $R_{ns}(\tau)$  并不严格等于 0。同时,  $R_{nn}(\tau)$  在  $\tau \neq 0$  时幅度不严格为 0, 但实际幅度值会大大变小。又因为  $R_{ss}(\tau)$  和  $R_{nn}(\tau)$  自变量仍为  $\tau$ , 仍然是时间的函数, 所以可将它们看作是一对新产生的信号分量和噪声分量。

### 2.3 基于二次相关的时延估计

二次相关的基本思想是在求得发射信号的自相关函数以及发射信号与接收信号的互相关函数后, 再次求取

二者之间的互相关函数,以此进一步提高信噪比,获得更精确的时延信息。

发射信号自相关函数如式(16)所示,设发射信号附加噪声为白噪声,其功率谱密度  $G_n(\omega) = N_0$ , 将式(1)代入到式(16)得:

$$R_{xx}(\tau) = R_{ss}(\tau) + R_{nn}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T [s(t)s(t-\tau)] dt + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_n(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \{ C e^{-k t^2} \cos(\omega t + \varphi) C e^{-k(t-\tau)^2} \cos[\omega(t-\tau) + \varphi] \} dt + N_0 \delta(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \left[ \frac{C^2}{2} e^{-k t^2 - k(t-\tau)^2} \cos(2\omega t - \omega\tau + 2\varphi) + \frac{C^2}{2} e^{-k t^2 - k(t-\tau)^2} \cos(\omega\tau) \right] dt + N_0 \delta(\tau) \quad (17)$$

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \left[ \frac{C^2}{2} e^{-k t^2 - k(t-\tau)^2} \cos(2\omega t - \omega\tau + 2\varphi) \right] dt + \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \left[ \frac{C^2}{2} e^{-k t^2 - k(t-\tau)^2} \cos(\omega\tau) \right] dt + N_0 \delta(\tau)$$

式中:最后结果的第 1 项在长时间积分下等于 0,因此式(17)化简为:

$$R_{xx}(\tau) = K_{xx} e^{-k\tau^2/2} \cos(\omega\tau) + N_0 \delta(\tau) \quad (18)$$

式中:  $K_{xx} = C^2 \sqrt{\pi/8k}$ 。

同理,发射信号与接收信号的互相关函数为:

$$R_{xy_{ij}}(\tau) = K_{xy} e^{-k(\tau-T_0)^2/2} \cos[\omega(\tau - T_0)] \quad (19)$$

式中:  $K_{xy} = CD \sqrt{\pi/8k}$ 。

将二者作为新的函数,再次进行相关运算,得到二次相关函数为:

$$R_{RR}(\eta) = E[R_{xx}(\tau - \eta)R_{xy_{ij}}(\tau)] = R_{SS}(\eta - T_0) + R_{SN}(\eta) \quad (20)$$

式中:  $R_{SS}(\eta - T_0)$  表示  $K_{xx} e^{-k\tau^2/2} \cos(\omega\tau)$  与  $K_{xy} e^{-k(\tau-T_0)^2/2} \cos[\omega(\tau - T_0)]$  进行相关运算得到的相关函数,  $R_{SN}(\eta)$  为  $K_{xy} e^{-k(\tau-T_0)^2/2} \cos[\omega(\tau - T_0)]$  与  $N_0 \delta(\tau)$  做相关运算得到的函数,即:

$$R_{SS}(\eta - T_0) = K_{RR} e^{-k(\eta-T_0)^2/4} \cos[\omega(\eta - T_0)] \quad (21)$$

$$R_{SN}(\eta) = K_{xy} N_0 e^{-k T_0^2/2} \cos(\omega T_0) \quad (22)$$

式中:  $K_{RR} = K_{xx} K_{xy} \sqrt{\pi/16k}$ 。

因此式(20)可表示为:

$$R_{RR}(\eta) = K_{RR} e^{-k(\eta-T_0)^2/4} \cos[\omega(\eta-T_0)] + K_{xy} N_0 e^{-k T_0^2/2} \cos(\omega T_0) \quad (23)$$

据相关函数性质推知,式(23)在  $\eta = T_0$  条件下,二次

相关函数取最大值,即:

$$R_{RR}(\eta) \leq R_{SS}(0) + R_{SN}(T_0) \quad (24)$$

故通过求取二次相关函数最大值所对应的时间点,便可获得超声波信号传播时间的估计值  $\hat{T}$ , 即:

$$\hat{T} = \max_{\eta} [R_{RR}(\eta)] \quad (25)$$

根据维纳-辛钦定理可知,相关函数与功率谱密度函数互为傅里叶变换对,故采用 FFT 对二次相关函数进行求取,可有效降低计算的复杂度。

假设经 AD 采样后,发射信号  $x(q)$  与接收信号  $y_{ij}(q)$  的离散傅里叶变换分别表示为:

$$X(m) = \sum_{q=0}^{Q-1} x(q) e^{-j2\pi qm/Q} \quad (26)$$

$$Y_{ij}(m) = \sum_{q=0}^{Q-1} y_{ij}(q) e^{-j2\pi qm/Q} \quad (27)$$

式中:  $Q$  表示在实际运算中的采样点数。

由功率谱密度函数定义得,发射信号  $x(q)$  的自功率谱密度函数以及与接收信号  $y_{ij}(q)$  的互功率谱密度函数分别为:

$$G_{XX}(m) = X(m)X^*(m)/Q \quad (28)$$

$$G_{XY_{ij}}(m) = X(m)Y_{ij}^*(m)/Q \quad (29)$$

得出二次相关函数对应的功率谱密度函数为:

$$G_{RR}(m) = G_{XX}(m)G_{XY_{ij}}^*(m)/Q \quad (30)$$

故二次相关函数的估计表达式为:

$$\hat{R}_{RR}(q) = DF^{-1} [ G_{RR}(m)G_{RR}^*(m) ] = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} G_{RR}(m)G_{RR}^*(m) e^{-j2\pi qm/Q} \quad (31)$$

式中:  $DF^{-1}$  是离散傅里叶逆变换。

### 2.4 二次相关法测风运算量分析

假设风速测量范围为 0~60 m/s。由图 1 所示换能器  $S_1$  与  $S_2$ 、 $S_3$  距离  $L=20$  cm,超声波声速  $V_c=340$  m/s,夹角  $\alpha=20^\circ$ 。因此在风速 60 m/s、风向角  $10^\circ$  条件下路径  $S_2S_1$  上会产生最大逆风风速,此情况下超声波信号具有最大的传播时间为:

$$\tau_{21} = L/(V_c - V_{21}) \approx 714.29 \mu s \quad (32)$$

超声波换能器响应信号所需时间约为 150  $\mu s$ ,因此采样时间至少为 864.29  $\mu s$ ,向上取整为 1 000  $\mu s$ 。设采样频率为 20 MHz,共计 20 000 个采样点,对发射信号和接收信号需进行 20 000×20 000 点互相关运算。假设一周期内可处理一次加法、乘法、判断或赋值等运算。对于一次互相关算法,由运算原理可知需要对收发信号做一次相加,一次乘法以及两次赋值运算。按上述描述,一次互相关运算需消耗  $3 \times ((4 \times 20\ 000) \times 20\ 000)$  个周期,随后进行峰值检测需消耗 20 000 个周期,共计 4 800 020 000 个周期。对于二次相关算法,首先对收发信号需进行一组自相关运算,消耗  $3 \times ((4 \times 20\ 000) \times$

20 000)个周期,两组互相关运算消耗  $2 \times 3 \times ((4 \times 20\ 000) \times 20\ 000)$  个周期,随后检测峰值消耗 20 000 个周期,共 14 400 020 000 个周期。采用 ST 公司 ARM 微处理器 STM32F407VGT6 进行分析,时钟频率为 168 MHz,通过一次互相关算法得到一个方向风速的时间至少需要 28.571 s,通过二次相关算法得到一个方向风速的时间至少需要 85.713 s。然而测风结构在实际测量时需要测得 4 个方向的传播时间,因此直接一次互相关算法和二次相关算法显然不能满足超声波测风仪实时性要求。

结合 FFT 运算,两信号的相关运算可表示为 2 次离散傅里叶变换乘积的逆变换,计算复杂度由  $O(Q^2)$  降低至  $O(Q \log Q)$ ,  $Q$  为 20 000 时,  $O(Q \log Q)$  的计算效率约为  $O(Q^2)$  的 699.90 倍。因此一次互相关法结合 FFT 进行一次风速测量用时约 0.163 2 s,二次相关法结合 FFT 进行一次风速测量用时约 0.489 8 s,所用时间均远小于上述直接相关算法。综上所述,本文所提基于 FFT 的二次相关测风方法所用时长虽略大于一次互相关法,但因其抑制噪声效果更好且在低信噪比下具有明显优越性,同时运算时长已基本满足超声波测风仪的实时性要求,故可用于风速风向的实际测量。

### 3 实验验证与分析

实验中采用如图 1 所示的超声波阵列结构,其中超声波换能器  $S_1$  与  $S_2, S_3$  之间的距离  $L=20$  cm,夹角  $\alpha=20^\circ$ ,超声波发射信号频率为 200 kHz,声速  $V_c=340$  m/s,幅度衰减系数  $\beta=0.8$ ,采样点数  $Q=20\ 000$ ,背景噪声为高斯白噪声。仿真实验平台为 AMD Ryzen 5 4600H 处理器、16.00 GB 内存 PC 机,搭载 Windows 10 操作系统及 MATLAB R2018b 仿真环境。风矢量测量的均方根误差 (root mean square error, RMSE) 表示为:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{p=1}^P [\hat{\psi}(p) - \psi]^2} \quad (33)$$

式中:  $P$  表示蒙特卡罗实验次数,  $\hat{\psi}(p)$  表示第  $p$  次风矢量测量值,  $\psi$  表示该时刻风矢量的实际值。

实验 1 可行性验证实验。验证所提方法在设定条件下多次测量的准确性和稳定性。选取风速  $V=30$  m/s,风向角  $\theta=50^\circ$ ,在信噪比 -4 dB 时,进行 20 次蒙特卡罗实验的结果如图 2 所示。从图中可看出测得的风速风向值整体偏差较小,与实际值基本吻合,最大偏差不超过 0.15 m/s 或  $0.05^\circ$ ,表明所提方法具有较高的测量精度及噪声抑制能力。

实验 2 不同测风方法的性能对比实验。选取风速  $V=30$  m/s,风向角  $\theta=50^\circ$ ,通过计算均方根误差验证所提方法在不同信噪比下对风矢量信息估计性能的优越性,与基于一次相关的双阵元超声波测风方法<sup>[13]</sup>、对射式二

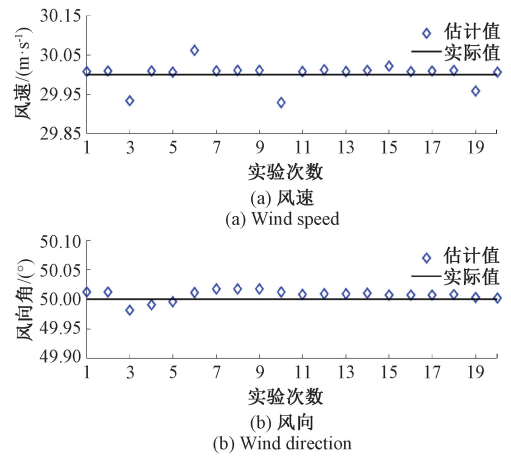


图 2 风速风向测量结果

Fig. 2 Measurement results of wind speed and direction

次相关法以及基于本文结构的一次相关超声波测风方法进行比较。信噪比范围为 -2 ~ 10 dB,每次进行 1 000 次蒙特卡罗实验。实验结果如图 3 和 4 所示。

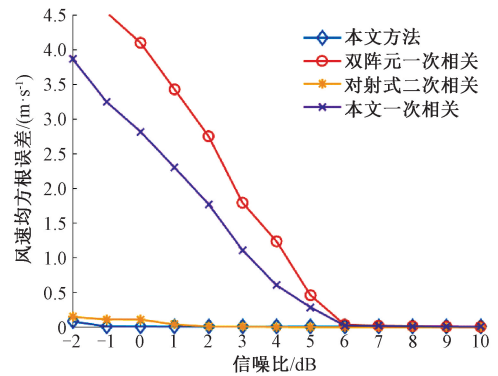


图 3 不同信噪比风速测量均方根误差

Fig. 3 RMSE of wind speed measurement versus SNR

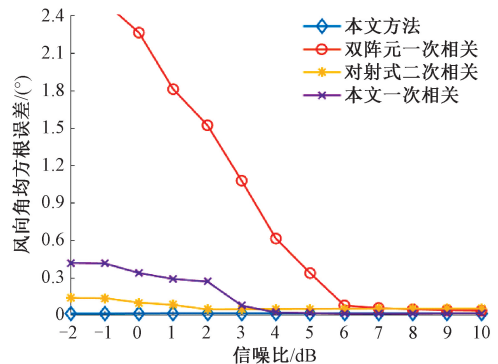


图 4 不同信噪比风向角测量均方根误差

Fig. 4 RMSE of wind direction measurement versus SNR

从图 3 和 4 可以看出,所提方法相较于另外 3 种方法在不同信噪比下均具有明显的优势,表现为具有更小的均方根误差,尤其是在低信噪比条件时,充分验证了所提方法具有更为优越的测量精度和更好的噪声抑制效果。

实验3不同风速风向角下的性能实验。设定信噪比为0 dB,在宽风速、全角域情况下,验证所提方法性能。风速测量范围为0~60 m/s,风向角范围从0°~360°,每隔5 m/s和30°进行1 000次蒙特卡罗实验,计算各个交叉点所对应的风速风向均方根误差。实验结果如图5和6所示。

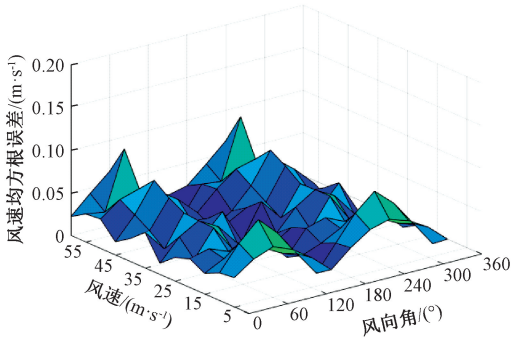


图5 不同风速风向的风速均方根误差  
Fig. 5 RMSE of wind speed in different wind speed and direction

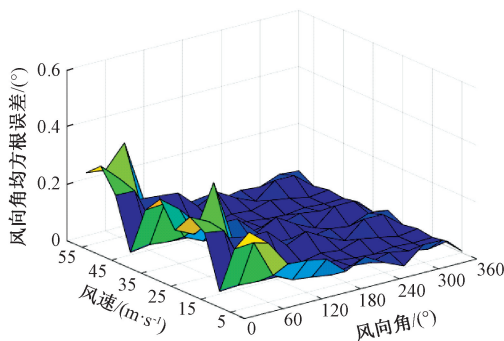


图6 不同风速风向的风向角均方根误差  
Fig. 6 RMSE of wind direction in different wind speed and direction

根据图5的实验结果可知所提方法在不同风速风向角条件下风速的测量准确度均较高,最大均方根误差不超过0.1 m/s。由图6的实验结果可知,所提方法在不同风速风向角条件下风向角的测量准确度同样较高,最大均方根误差不超过0.3°。综上可知所提方法针对宽范围、全角域的风速风向测量均具有较高的测量精度,且稳定性较好。

实验4运算时间及精度比较实验。在分别利用直接相关和基于FFT相关的前提下,将所提方法与基于一次相关的双阵元超声波测风方法<sup>[13]</sup>、对射式二次相关法以及基于本文结构的一次相关超声波测风方法进行性能对比,主要验证所提方法在计算复杂度方面的优越性。选取信噪比为5 dB,采样点数 $Q=20\ 000$ ,风速为30 m/s,风向角为60°。实验结果如表1所示。

表1 风速风向计算时间及均方根误差

Table 1 Computing time and RMSE of wind speed and direction estimation

不同方法	估计时间 /ms	风速误差 /( $m \cdot s^{-1}$ )	风向误差 /(°)	
直接相关	一次相关双阵元	130.363	0.098 5	0.074 6
	一次相关三阵元	283.256	0.251 4	0.467 3
	对射式二次相关	664.956	0.040 2	0.042 5
	二次相关三阵元	677.856	0.023 3	0.025 9
FFT 相关	一次相关双阵元	4.452	0.107 5	0.070 2
	一次相关三阵元	6.754	0.274 4	0.487 5
	对射式二次相关	8.512	0.041 8	0.040 7
	二次相关三阵元	7.845	0.013 6	0.010 3

由表1可知,4种测风方法结合FFT相关法与直接相关法的测风精度相当,但计算用时要远小于直接相关法。进一步来讲,4种测风方法中结合FFT的二次相关法与一次相关法相比,虽然计算用时略大,但可满足超声波测风仪的实时性要求,且测风精度要明显高于基于FFT的一次相关测风法。综上所述,采用结合FFT的二次相关算法可以在满足实时性要求的前提下保证更高的测风精度。

实验5实际测风系统验证实验。通过搭建三阵元超声波阵列风矢量测量实验平台,验证本文所提方法在实际测量中的有效性。实验平台如图7所示。

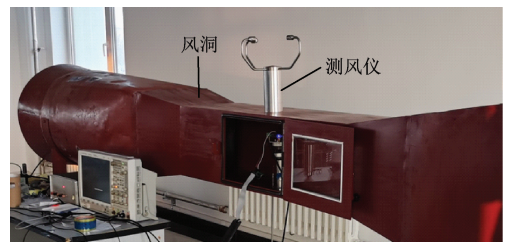


图7 实验系统  
Fig. 7 Experimental system

由于驱动器、换能器等硬件的响应时间会有所不同,无风情况时超声波信号到达各阵元的时间会出现偏差,进而影响测量数据的精确性,因此要先在无风环境下对系统进行标定实验。实验场地为长春气象仪器研究所,实验风洞为如图7所示的小型风洞。超声波测风系统中换能器型号为US200-12 G,超声波中心频率为200 kHz。采用STM32微处理器搭建信号处理模块。各阵元超声波接收信号经过AD采样后与发射信号进行二次相关运算,最终得到实际的风速风向测量值。根据实验条件和测试标准,选取了两种不同温度下两种不同风速风向进

行测试,以验证所提方法的实际有效性。分别在 34℃ 和 25℃ 温度条件下,进行了两种风速 5、10 m/s 和风向 45°、90° 的实际测量实验,实验结果如表 2 所示。

表 2 风速风向的实际测试结果

Table 2 Actual measurement results of wind speed and direction

参数	34℃		25℃	
风速实际值/( $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ )	5	10	5	10
测量值/( $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ )	5.10	10.19	5.09	10.19
测量误差/( $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$ )	0.10	0.19	0.09	0.19
相对误差/%	2.0	1.9	1.8	1.9
风向实际值/(°)	45	90	45	90
测量值/(°)	46.9	88.6	47.1	88.5
测量误差/(°)	1.9	-1.4	2.1	-1.5

由表 2 可知,风速测量的最大相对误差为 2.0%,风向测量的最大误差为 2.1°,均满足在测风领域中对风速风向测量的精度要求。并且比较两种不同温度条件下的测量结果发现其偏差较小,基本可认为所提方法不受环境温度的影响,证实了前面理论分析的正确性。同时进行了运算时间及风速风向分辨率测定实验,通过实验测得每秒可得到 2 个结果,在测定范围内风速分辨率可达到 0.5 m/s,风向分辨率可达到 3°。其中运算时间与采样频率及数据长度关系较大,而数据长度又直接影响着测风精度,因此可通过优化硬件设备进一步提高各项指标参数。

## 4 结 论

为提高超声波测风的准确性和稳定性,减少系统受环境温湿度等影响和降低测风结构以及算法的复杂度,提出了一种基于二次相关的三阵元超声波风速风向测量方法。首先介绍了三阵元超声波风矢量测量结构以及基于该结构的风速风向测量原理。在此基础上,分析了一次相关方法在测量精度以及对噪声抑制效果上的局限性,并且考虑到信号的相关函数与其功率谱密度函数之间的关系,采用基于快速傅里叶变换求取二次相关函数的方法,对超声波传播时间进行估计,有效降低了算法的复杂度。最后根据模拟仿真实验以及对比实验验证所提方法的有效性和优越性,并通过搭建的超声波测风系统进行了实际测量试验。实际测得风速的最大相对误差为 2.0%、风向角的最大测量误差为 2.1°,基本达到了超声波测风的技术要求。诚然本文方法具有较高的测量精度且无需测量环境温

湿度对超声波声速进行实时修正的优点,但其存在超声波换能器遮挡风向导致的遮挡效应的问题,下一步可考虑通过改变系统结构及测量方法的方式减少遮挡效应的影响。

## 参考文献

- [1] ZHAO C, CHEN Z 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.
- [2] ZHANG Y, GAO R G. Design of the new ultrasonic wind speed and direction sensor[J]. Journal of Computational Methods in Sciences and Engineering, 2019, 19(S1): 139-147.
- [3] SHAN Z B, XIE X R, LIU X S. Wind speed and direction measurement based on three mutually transmitting ultrasonic sensors[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2023, 20: 1-5.
- [4] 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 time difference method[J]. Chinese Journal of Ocean Technology, 2016, 35(1): 68-73.
- [5] 涂满红,曹云昌,詹国伟,等. 超声波测风仪风速的不同算法误差分析[J]. 气象与环境科学, 2019, 42(1): 119-126.  
TU M H, CAO Y CH, ZHAN G W, et al. Error analysis of different algorithms for ultrasonic wind speed meter[J]. Meteorological and Environmental Sciences, 2019, 42(1): 119-126.
- [6] 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.
- [7] CHENG Z, DEEN M J, PENG H. A low-power gateable vernier ring oscillator time-to-digital converter for biomedical imaging applications[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2016, 10(2): 445-454.
- [8] WON J Y, SUN I K, YOON H S, et al. Dual-phase tapped-delay-line time-to-digital converter with on-the-fly calibration implemented in 40 nm FPGA [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2016, 10(1): 231-242.

- [9] 葛健炎,丁煜. 基于STM32和FPGA的超声波气体流量计[J]. 仪表技术与传感器, 2020(10): 29-32.  
GE J Y, DING Y. Ultrasonic gas flow meter based on STM32 and FPGA [J]. Instrument Technique and Sensor, 2020(10): 29-32.
- [10] 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(12): 101-104,110.  
LIU H X. Research on wind speed and direction measurement based on ultrasonic sensor[J]. Instrument Technique and Sensor, 2018(12): 101-104,110.
- [11] 程方晓,刘璐,姚清华,等. 基于改进时延估计的声源定位算法[J]. 吉林大学学报(理学版), 2018, 56(3): 681-687.  
CHENG F X, LIU L, YAO Q H, et al. Sound source localization algorithm based on improved delay estimation[J]. Journal of Jilin University (Science Edition), 2018, 56(3): 681-687.
- [12] 钱隆彦,陈卫松,肖梦迪. 基于广义二次互相关的低信噪比信号时延估计[J]. 无线电通信技术, 2020, 46(1): 93-97.  
QIAN L Y, CHEN W S, XIAO M D. Low signal-to-noise ratio signal delay estimation based on generalized quadratic correlation [J]. Radiocommunication Technology, 2020, 46(1): 93-97.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.

- [16] 鲁胜麟,单泽彪,刘小松,等. 基于ESB波束形成的超声波传感器风速风向测量[J]. 仪表技术与传感器, 2021(10): 115-119.  
LU SH L, SHAN Z B, LIU X S, et al. Wind speed and direction measurement using ultrasonic array sensors based on ESB beamforming algorithm [J]. Instrument Technique and Sensor, 2021(10): 115-119.

## 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。主要研究方向为弱信号检测,阵列信号处理以及压缩感知技术。

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. He is a postdoctoral fellow at Changchun Institute of Meteorological Instruments and Jilin University. His main research interests include weak signal detection, array signal processing and compressed sensing technology.



于渤力,2021年于长春理工大学获得学士学位,现为长春理工大学硕士研究生。主要研究方向为信号检测与处理、阵列信号处理。

E-mail: yubolii@163.com

Yu Boli received his B.Sc. degree from Changchun University of Science and Technology in 2021. He is currently a master student at Changchun University of Science and Technology. His main research interests include 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,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.