

互射式三阵元超声波传感器的二次相关测风方法

单泽彪^{1,2,3}, 解晓冉¹, 刘小松¹, 韩明轩¹

(1. 长春理工大学电子信息工程学院, 吉林长春 130022; 2. 长春气象仪器研究所, 吉林长春 130102;
3. 吉林大学通信工程学院, 吉林长春 130022)

摘要: 针对现有的超声波测风仪测量精度不高、受环境温湿度及阴影效应等因素影响较大等问题, 提出了一种基于二次相关的互射式三阵元超声波测风方法. 所提方法采用三阵元互射式阵列结构并结合二次相关的时延估计算法进行超声波传播时间测量, 进而根据超声波传播时间与风速风向的关系得到风速风向值. 所提方法具有较强的噪声抑制能力, 而且可减小阴影效应及消除温湿度对风速风向测量的影响. 通过模拟仿真实验以及搭建的互射式三阵元超声波测风系统对所提方法进行了有效性验证和实测数据验证. 实验结果表明, 与正交对射式测量方法、阵列式测风方法以及基于一次相关的互射式三阵元测风方法相比, 所提方法具有更高的测风精度. 在实测实验中风速测量的相对误差为2.38%, 风向测量的误差为 2.3° , 基本达到了超声波测风的技术要求.

关键词: 风速风向测量; 超声波测风; 互射式三阵元; 二次相关; 阴影效应

基金项目: 国家自然科学基金(No.61571462)

中图分类号: TH765; TP216

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)09-2428-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211659

Wind Measurement with Three Mutually Transmitting Ultrasonic Sensors Based on Quadratic Correlation Method

SHAN Ze-biao^{1,2,3}, XIE Xiao-ran¹, LIU Xiao-song¹, HAN Ming-xuan¹

(1. School of Electronic and Information Engineering, Changchun University of Science and Technology, Changchun, Jilin 130022, China;
2. Changchun Meteorological Instrument Research Institute, Changchun, Jilin 130102, China;
3. College of Communication Engineering, Jilin University, Changchun, Jilin 130022, China)

Abstract: Considering that the existing ultrasonic wind measuring instrument has low measuring accuracy and is easily affected by environment temperature, humidity and shadow effect, this paper proposes an ultrasonic wind measurement method with three mutually transmitting array elements based on quadratic correlation method. In this method, a structure with three mutually transmitting ultrasonic sensors is adopted, the transmission time of ultrasonic wave is calculated by using quadratic correlation time-delay estimation algorithm, and then the wind speed and wind direction are obtained according to the relationship between the transmission time and wind speed and wind direction. The proposed method has strong noise suppression capability, and is free of the influence of temperature and humidity, so there is no need to correct ultrasonic velocity in real time. Moreover, the wind measuring structure with three mutually transmitting ultrasonic sensors can reduce the influence of shadow effect. At last, numerical simulation experiments are carried out to verify the effectiveness of the proposed algorithm, and the wind measurement system with three mutually transmitting ultrasonic sensors is built for measured data experiments. The experimental results show that the proposed method gets higher wind measuring accuracy than the wind measurement with orthogonal mutually transmitting ultrasonic sensors, the wind measurement with ultrasonic sensor array, and the wind measurement with three mutually transmitting array elements based on correlation. According to the actual test results, the relative error of wind speed is 2.38% and the error of wind direction is 2.3° , which basically meets the technical requirements of ultrasonic wind measurement.

Key words: wind speed and direction measurement; ultrasonic wind measurement; three mutually transmitting ultrasonic sensors; quadratic correlation; shadow effect

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.61571462)

1 引言

风速风向的测量已成为气象、军事、工业以及航空航海等领域中一项重要的研究内容^[1-3]. 传统的机械式测风仪由于转动部件老化易损耗,导致测量风速风向不精确,且需要启动风速等因素的影响,已逐渐被现代测风技术如超声波测风仪器所取代^[4,5]. 超声波测风仪具有结构简单、无机械磨损、无启动风速、测量范围广及测量精准等优势,已成为当前风速风向测量领域中的主流产品^[6,7].

基于超声波测风的测量原理较多,有时差法、频差法、多普勒法和卡门涡旋法等^[8,9]. 其中频差法、多普勒法和卡门涡旋法由于本身测量原理的限制以及测量过程中存在的各种问题导致它们在常规风速风向测量中应用较少. 文献[10,11]提出了一种基于超声波传感器阵列并结合阵列信号处理相关算法进行风速风向测量的方法,该类方法无需测量超声波信号的传播时间,通过直接测量多个传感器的接收信号再结合阵列信号处理算法即可求得风速风向值. 该类方法具有较强的噪声抑制能力和较大的应用潜力,但是该类方法仍需测量环境温度等对超声波声速进行实时修正,并且阵列结构比较复杂、采用的相关算法的计算复杂度亦相对较高. 文献[12]提出了一种基于相位法的三角型配置风速风向测量阵列模型,通过三角形各边风矢量的合成与分解计算风速风向角. 该阵列虽简化了阵列模型,但无法消除温湿度对测量精度的影响,且计算复杂度较高,测量结果受温度变化、传感器定位、时间差等因素的影响较大. 相比之下,时差法测风原理相对简单,仅通过测量超声波传播时间即可获得风速风向值,其最大优势是测量原理简单,测量准确性较高,已成为当今研究和应用中最为广泛的一种方法.

基于时差法原理的测风方法主要应用于对射式超声波测风系统中,如正交对射式超声测风系统,该系统一般采用相互正交的两对收发一体式超声传感器结构,通过测量受风速风向影响的两组正交对射超声波的传播时间即可计算得到风速风向值. 该方法的最大优势是消除了环境温度湿度等因素对超声波本身声速的影响,无需测量环境温度湿度以对其加以补偿. 因此,采用时差法方法进行风速风向测量的精度就完全取决于超声波传播时间的测量精度^[13]. 对信号传输时间进行测量的方法主要有两类:一是利用 CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) 工艺定制的专用集成电路^[14]或者 FPGA (Field Programmable Gate Array) 搭建的硬件计时电路^[15-17]进行测量,此类技术方法相对成熟且分辨率较高,但是具有高分辨率的计时方法不代表其可以实现同样高分辨率的测量精度,因为实际测量的超声波信号中往往含有较为强烈的噪声或干

扰,在无法对噪声或干扰进行有效抑制的前提下无法获得真正收发信号的起止时刻点,最终导致风速风向测量误差较大;二是利用现代检测与信号处理领域中的相关检测算法进行传播时间的估计,相关检测方法无需设置峰值检波或阈值比较电路,仅通过测量发射及接收信号并做相关运算即可获得时延值,与硬件计时电路类方法相比,实现比较简单,但是相关检测方法对噪声的抑制能力仍然有限,一般在信噪比较低时无法满足测量精度要求,并且正交对射式超声波测风系统还存在超声探头遮挡产生阴影效应的问题^[18,19]. 文献[20]采用时差法提出一种六元阵列超声波传感器测风模型,即两阵元为一组相对排布,组成一条独立的测风路径,相邻路径间的夹角为 120° . 该方法解决了对射式阵列结构由于湍流干扰产生的阴影效应导致测量精度下降的问题,且可减少环境温湿度对测量精度产生的影响. 但该方法中包含阵元较多,结构也较为复杂,增加了设计成本及计算复杂度,并且测量精度也未得到较大改善.

为解决上述问题,提出一种基于二次相关的互射式三阵元超声波传感器风速风向测量方法. 首先设计了一种仅由三个传感器组成的互射式超声波测风结构,简化系统的复杂程度,同时采用一个发射阵元两个接收阵元轮流收发形式分别进行测量,减小阴影效应以及消除环境温度湿度对风速风向测量的影响. 其次通过二次相关算法对超声波传播时间进行估计,极大的提高了噪声的抑制能力和传播时间的测量精度. 然后通过获得的三组风矢量数据进行累加平均,进一步提高风速风向的测量精度. 最后通过可行性仿真实验、不同测风方法对比实验验证了所提方法的有效性和优越性,并搭建了互射式三阵元超声波测风系统对所提方法进行了实测数据验证.

2 阵列结构与测风原理

2.1 互射式三阵元阵列结构

互射式三阵元超声波测风系统由三个收发一体式超声波传感器及相应的信号调理电路组成,三个传感器按照正三角配置方式排布,阵列结构如图1所示. 传感器之间的距离均为 L ,夹角 $\alpha=60^\circ$. 假设某时刻的风速大小为 V 、风向角为 θ ,则 V_{12} 和 V_{13} 即为风速 V 在 S_1S_2 和 S_1S_3 方向上的风速分量. 若此时 S_1 阵元作为发射阵元、 S_2 和 S_3 作为接收阵元,则当无风时超声波在 S_1S_2 和 S_1S_3 方向上的传播速度即声速 V_c 相同;当有风时,超声波传播速率会受到风速 V_{12} 和 V_{13} 的影响使得超声波到达接收阵元 S_2 和 S_3 的时间发生变化. 同理,当 S_2 或 S_3 作为发射阵元,另外两个阵元作为接收阵元时情况类似. 因此,通过三个阵元轮流收发一次并测量得到的超

声波传播时间,即可计算出待测的风速风向值.采用三阵元阵列结构不仅可减小当待测风被其中之一的超声探头阻挡产生的阴影效应^[20]的影响,而且采用的互射式测量方法还避免了需要实时测量环境温度湿度对超声波本身声速进行实时修正的问题.

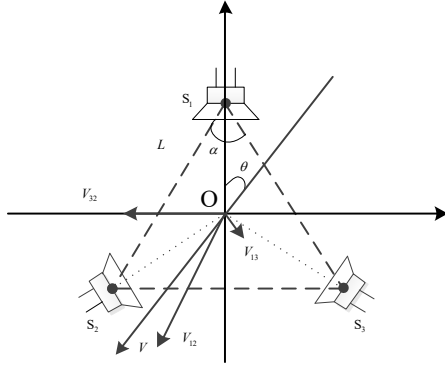


图1 互射式三阵元超声波阵列结构

2.2 超声波信号模型

选用高斯信号模型对超声波信号进行描述,故超声波发射信号可表示为

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

其中, $s(t) = Ae^{-kt} \cos[\omega t + \varphi]$, A 表示发射超声波信号幅度, k 表示为高斯系数, $\omega = 2\pi f$ 表示超声波角频率, φ 表示初始相位, $n(t)$ 表示附加噪声.

超声波接收信号可表示为

$$y_i(t) = s(t - \tau_i) + n_i(t) \quad (2)$$

式中, $s(t - \tau_i) = A\beta e^{-k(t - \tau_i)} \cos[\omega(t - \tau_i) + \varphi]$, β 表示幅度衰减系数, τ_i 表示超声波达到第 i 个接收阵元的传播时间, $n_i(t)$ 表示接收信号附加噪声.

2.3 风速风向测量原理

当传感器 S_1 作为发射阵元, 传感器 S_2 和 S_3 作为接收阵元时, 超声波在 S_1S_2 方向上的传播速度为

$$V_{S_1S_2} = V_c + V_{12} \quad (3)$$

则超声波传播时间为

$$\tau_{12} = L/V_{S_1S_2} = L/(V_c + V_{12}) \quad (4)$$

当传感器 S_2 作为发射阵元, 传感器 S_1 和 S_3 作为接收阵元, 超声波在 S_2S_1 方向上的传播速度为

$$V_{S_2S_1} = V_c - V_{12} \quad (5)$$

则超声波传播时间为

$$\tau_{21} = L/V_{S_2S_1} = L/(V_c - V_{12}) \quad (6)$$

由式(4)和式(6)测得的传播时间 τ_{12} 和 τ_{21} , 即可求得 S_1S_2 方向上的风速分量为

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

同理通过测得超声波在传感器 S_1S_3 及 S_3S_1 方向上的传播时间 τ_{13} 和 τ_{31} , 即可求得 S_1S_3 方向上的风速分量为

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

根据图1所示的超声测风阵列结构, 风速 V 在 S_1S_2 和 S_1S_3 方向上的分量分别为

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

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

则联立式(9)与式(10)得风速 V_1 , 风向角 θ_1 分别如式(11)和式(12)所示.

$$V_1 = \frac{2\sqrt{3}}{3} \sqrt{V_{12}^2 + V_{13}^2 - V_{12}V_{13}} \quad (11)$$

$$\theta_1 = \arctan \frac{\sqrt{3}(V_{12} - V_{13})}{V_{12} + V_{13}} \quad (12)$$

同理, 由传感器 S_2S_1 和 S_2S_3 , S_3S_1 和 S_3S_2 测量并计算得到的风速和风向角分别为 V_2 和 θ_2 , V_3 和 θ_3 , 故再联合式(11)和式(12)即可求得最终的风速 V 为

$$V = (V_1 + V_2 + V_3)/3 \quad (13)$$

最终的风向角 θ 为

$$\theta = (\theta_1 + \theta_2 + \theta_3)/3 \quad (14)$$

根据上述分析可知, 最终测得的风速 V 与风向角 θ 的大小不受超声波本身声速 V_c 的影响, 仅由超声波传播时间决定. 另外通过三个传感器轮流收发测得三组风速风向角再取平均得最终值, 减小了由于某一个超声探头遮挡而引起的阴影效应的影响.

3 风速风向测量算法分析

对发射信号 $x(t)$ 与接收信号 $y_i(t)$ 进行相关运算, 可得到其互相关函数 $R_{xy_i}(\tau)$ 为

$$\begin{aligned} R_{xy_i}(\tau) &= E[x(t - \tau)y_i(t)] \\ &= R_{ss}(\tau - \tau_i) + R_{sn}(\tau - \tau_i) \\ &\quad + R_{sn_i}(\tau) + R_{nn_i}(\tau) \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $R_{ss}(\tau - \tau_i)$ 表示信号 $s(t)$ 与 $s(t - \tau_i)$ 之间的相关函数, $R_{sn}(\tau - \tau_i)$, $R_{sn_i}(\tau)$, $R_{nn_i}(\tau)$ 分别表示 $s(t - \tau_i)$ 与 $n(t)$, $s(t)$ 与 $n_i(t)$, $n(t)$ 与 $n_i(t)$ 的相关函数. 理论上信号与噪声之间互不相关, 式(15)中的后三项均为零, 通过求取 $R_{ss}(\tau - \tau_i)$ 的最大值便可得到传播时间 τ_i . 但在实际应用中干扰噪声并非理想的高斯白噪声, 且观测得到的超声波信号也不可能是无限长数据, 故 $R_{sn}(\tau - \tau_i)$, $R_{sn_i}(\tau)$ 与 $R_{nn_i}(\tau)$ 并不能严格为零. 尤其是当信噪比较低时,

$R_{sn}(\tau - \tau_i)$, $R_{sn}(\tau)$ 和 $R_{nn}(\tau)$ 会对 $R_{ss}(\tau - \tau_i)$ 造成一定的影响, 导致难以对超声波传播时间进行准确的估计。

3.1 基于二次相关的时间延迟估计

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, 依此进一步提高信噪比, 获得更精确的时延信息。

对发射信号 $x(t)$ 进行自相关运算, 得

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t)x(t-\tau)] \\ = R_{ss}(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) + R_{nn}(\tau) \quad (16)$$

假设信号 $s(t)$ 与噪声 $n(t)$ 不相关, 则相关函数 $R_{sn}(\tau) = R_{ns}(\tau) = 0$, 有

$$R_{xx}(\tau) = R_{ss}(\tau) + R_{nn}(\tau) \quad (17)$$

假设发射噪声为白噪声, 其功率谱密度为 $S_n(\omega) = N_0$, 并将式(1)代入式(17)得

$$R_{xx}(\tau) = R_{ss}(\tau) + R_{nn}(\tau) \\ = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T [s(t)s(t-\tau)] dt + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_n(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \\ = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \frac{A^2}{2} e^{-kt^2 - k(t-\tau)^2} \cos(2\omega t - \omega\tau + 2\phi) dt \\ + \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \frac{A^2}{2} e^{-kt^2 - k(t-\tau)^2} \cos(\omega\tau) dt + N_0 \delta(\tau) \\ = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \left[\frac{A^2}{2} e^{-kt^2 - k(t-\tau)^2} \cos(2\omega t - \omega\tau + 2\phi) \right] dt \\ + \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T}^T \left[\frac{A^2}{2} e^{-kt^2 - k(t-\tau)^2} \cos(\omega\tau) \right] dt + N_0 \delta(\tau) \quad (18)$$

式(18)中第一项的长时间积分结果为零, 则有

$$R_{xx}(\tau) = K_{xx} e^{-k\tau^2/2} \cos(\omega\tau) + N_0 \delta(\tau) \quad (19)$$

式中, $K_{xx} = A^2 \sqrt{\pi/(8k)}$ 。

同理, 将式(1)代入式(15)整理可得发射信号与接收信号的互相关函数为

$$R_{xy_i}(\tau) = K_{xy} e^{-k(\tau-\tau_i)^2/2} \times \cos[\omega(\tau-\tau_i)] \quad (20)$$

式中, $K_{xy} = AB \sqrt{\pi/(8k)}$ 。

观察式(19)和式(20)可知, 自相关函数 $R_{xx}(\tau)$ 和互相关函数 $R_{xy_i}(\tau)$ 均是时延 τ 的函数, 可将其看作新的函数, 故可再次对其进行相关运算, 得二次相关函数为

$$R_{RR}(\kappa) = E[R_{xx}(\tau - \kappa) R_{xy_i}(\tau)] \\ = R_{SS}(\kappa - \tau_i) + R_{SN}(\kappa) \quad (21)$$

式中, $R_{SS}(\kappa - \tau_i)$ 表示为 $K_{xx} e^{-k(\kappa - \tau_i)^2/2} \cos[\omega(\kappa - \tau_i)]$ 与 $K_{xy} e^{-k(\tau - \tau_i)^2/2} \cos[\omega(\tau - \tau_i)]$ 的相关函数, 即

$$R_{SS}(\kappa - \tau_i) = K_{RR} e^{-k(\kappa - \tau_i)^2/4} \cos[\omega(\kappa - \tau_i)] \quad (22)$$

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

$R_{SN}(\kappa)$ 为 $K_{xy} e^{-k(\tau - \tau_i)^2/2} \cos[\omega(\tau - \tau_i)]$ 与 $N_0 \delta(\tau)$ 的相关函数, 即

$$R_{SN}(\kappa) = K_{xy} N_0 e^{-k\tau_i^2/2} \cos(\omega\tau_i) \quad (23)$$

则式(21)可表示为

$$R_{RR}(\kappa) = K_{RR} e^{-k(\kappa - \tau_i)^2/4} \cos[\omega(\kappa - \tau_i)] \\ + K_{xy} N_0 e^{-k\tau_i^2/2} \cos(\omega\tau_i) \quad (24)$$

同一次相关类似, 由式(24)易知在 $\kappa = \tau_i$ 时二次相关函数取得最大值, 即

$$R_{RR}(\kappa) \leq R_{SS}(0) + R_{SN}(\tau_i) \quad (25)$$

故可通过求其最大值从而获得超声波信号传播时间的估计值, 即

$$\hat{\tau}_i = \max_{\kappa} [R_{RR}(\kappa)] \quad (26)$$

在实际应用中, 由 AD (Analogue-to-Digital) 采样后的信号均是离散量, 由维纳辛钦定理可知相关函数与功率谱密度互为傅里叶变换对。因此, 利用快速傅里叶变换求取功率谱密度的方式可极大的降低相关运算的计算复杂度, 提高运算速度。

设离散的超声波发射信号及接收信号分别为 $x(n)$ 和 $y_i(n)$, 它们的离散傅里叶变换分别为 $X(m)$ 和 $Y_i(m)$, 即

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nm/N} \quad (27)$$

$$Y_i(m) = \sum_{n=0}^{N-1} y_i(n) e^{-j2\pi nm/N} \quad (28)$$

式中, N 表示实际采样点数。

则发射信号 $x(n)$ 的自功率谱密度函数为

$$S_{XX}(m) = X(m) X^*(m)/N \quad (29)$$

$x(n)$ 与 $y_i(n)$ 的互功率谱密度函数为

$$S_{XY_i}(m) = X(m) Y_i^*(m)/N \quad (30)$$

根据式(29)与式(30)得, 二次相关函数的功率谱密度函数为

$$S_{RR}(m) = S_{XX}(m) S_{XY_i}^*(m)/N \quad (31)$$

对式(31)求离散傅里叶逆变换即可得二次相关函数估计式为

$$\hat{R}_{RR}(n) = DF^{-1} [S_{RR}(m) S_{RR}^*(m)] \\ = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} S_{RR}(m) S_{RR}^*(m) e^{-j2\pi nm/N} \quad (32)$$

式中, DF^{-1} 表示离散傅里叶逆变换。

3.2 二次相关的计算复杂度分析

风速测量范围为 0~60 m/s, 超声波传感器之间距离 $L=0.2$ m, 设超声波声速为 340 m/s, 则当风速为最

大 60 m/s、风向角为 30° 时在传感器 S_2S_1 方向上有最大逆风风速,此时存在最大传播时间为

$$\tau_{21} = \frac{L}{V_c - V_{21}} = \frac{0.2 \text{ m}}{340 \text{ m/s} - 60 \text{ m/s}} \approx 714.29 \mu\text{s} \quad (33)$$

超声波传感器响应信号持续时间约为 $150 \mu\text{s}$,因此实际采样时间至少应为 $864.29 \mu\text{s}$,取整为 $1000 \mu\text{s}$.以 10 MHz 采样频率共计 10000 个采样点,则需进行 10000×10000 点相关运算.假设微处理器一个周期可进行一次加法、乘法、判断或赋值等运算.若采用直接相关算法,由互相关运算原理可知,需要对两组信号做循环嵌套的求和运算其中包括一组相加运算,一组乘法运算以及两组赋值运算.因此,一次相关法共进行一组互相关运算消耗 $3 \times ((4 \times 10000) \times 10000)$ 个周期,找极值消耗 10000 个周期,共 1200010000 个周期.二次相关法共进行一组自相关运算消耗 $3 \times ((4 \times 10000) \times 10000)$ 个周期,两组互相关运算消耗 $2 \times 3 \times ((4 \times 10000) \times 10000)$ 个周期,找极值消耗 10000 个周期,共 3600010000 个周期.以意法半导体公司的 ARM 微处理器 STM32F407VGT6 全速运行计算即时钟频率为 168 MHz ,则可由消耗周期数除以微处理器时钟频率求得运行时间.采用一次相关法得到一个方向风速的时间至少需要 7142.9 ms ,采用二次相关法得到一个方向风速的时间至少需要 21428.63 ms .在实际应用中,需要同时测得 6 个方向的传播时间,一次相关法总用时至少为 42.86 s ,二次相关法总用时至少为 128.57 s .这显然不能满足超声波测风仪的实时性要求.

若采用快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)算法,相关运算可直接表示为 2 次傅里叶变换乘积的逆变换,计算复杂度由 $O(N^2)$ 降低至 $O(M \log N)$ 其中 N 为 10000 ,此时 $O(M \log N)$ 计算效率约为 $O(N^2)$ 的 752.57 倍.则在应用 FFT 的一次相关法进行一次风速测量的总用时约为 0.0569 s ,应用 FFT 的二次相关法进行一次风速测量的总用时约为 0.1708 s ,其计算时间远小于直接相关算法.综上所述可知,虽然基于 FFT 的二次相关法计算时长略大于一次相关法,但因其其在低信噪比下具有明显的优越性且运算时长已经满足超声波测风仪的实时性要求,故其可用于风速风向的测量.

3.3 测向范围分析及风向角修正

由风速风向测量原理分析可知,所提方法可以实现 $0 \sim 2\pi$ 风向角测量,风向角 θ 定义为正北顺时来风方向.以 S_1 阵元发射、 S_2S_3 阵元接收中的路径 S_1S_2 为例,当风向角 θ 范围为 $0 \sim 2\pi/3$ 或 $5\pi/3 \sim 2\pi$ 时, S_1S_2 方向上的实际风速为 V_c 与 V_{12} 之和,由式(9)可知 S_1S_2 方向上的风速分量

$$V_{12} = V_c \cos(\theta - \alpha/2) > 0 \quad (34)$$

将 V_{12} 代入式(4),可知,式(4)是成立的.

当风向角 θ 为 $2\pi/3 \sim 5\pi/3$ 时, S_1S_2 方向上的实际风速为 V_c 与 V_{12} 之差,由式(9)可知

$$V_{12} = V_c \cos(\theta - \alpha/2) < 0 \quad (35)$$

将 V_{12} 代入式(4),可知,式(4)同样是成立的.由上述分析可知,在风向角为 $0 \sim 2\pi$ 的范围内,在 S_1S_2 方向上超声波传播时间均可用式(4)统一表示.同理,在 S_2S_1 方向上超声波传播时间均可用式(6)统一表达.故可知本文所提方法可以实现 $0 \sim 2\pi$ 全角域的风向角测量.

同时,由式(12)可知,风向角计算过程中涉及反正切运算,直接计算结果在 $-\pi/2 \sim \pi/2$ 之间,而实际测量范围为 $0 \sim 2\pi$,因此需要对直接所得的风向角进行修正以符合实际的来风方向.以直接求得的方向角 θ_1 为例,当 $\theta_1 \geq 0$ 且测得传播时间满足 $\tau_{21} > \tau_{13} \geq \tau_{12}$ 时, $\theta_1' = \theta_1$,即无需修正;当 $\theta_1 \leq 0$ 且测得传播时间满足 $\tau_{13} \geq \tau_{12} > \tau_{31}$ 时,或当 $\theta_1 > 0$ 且测得传播时间满足 $\tau_{12} > \tau_{13}$ 时,修正后的方向角 $\theta_1' = \pi/2 + \theta_1$;当 $\theta_1 < 0$ 且测得传播时间满足 $\tau_{12} > \tau_{13}$ 时,修正后的方向角 $\theta_1' = 2\pi + \theta_1$.由上述分析可知全部修正关系如表 1 所示.

表 1 风向修正条件及修正结果

方向角	方向角约束	延迟时间约束	角度修正
θ_1	$\theta_1 \geq 0$	$\tau_{21} > \tau_{13} \geq \tau_{12}$	$\theta_1' = \theta_1$
	$\theta_1 \leq 0$	$\tau_{13} \geq \tau_{12} > \tau_{31}$	$\theta_1' = \pi/2 + \theta_1$
	$\theta_1 > 0$	$\tau_{12} > \tau_{13}$	$\theta_1' = \pi/2 + \theta_1$
	$\theta_1 < 0$	$\tau_{12} > \tau_{13}$	$\theta_1' = 2\pi + \theta_1$
θ_2	$\theta_2 \geq 0$	$\tau_{21} > \tau_{12} \& \tau_{23} \geq \tau_{32}$	$\theta_2' = \theta_2$
	$\theta_2 \leq 0$	$\tau_{23} > \tau_{21}$	$\theta_2' = \pi/2 + \theta_2$
	$\theta_2 > 0$	$\tau_{12} > \tau_{21} \& \tau_{32} > \tau_{23}$	$\theta_2' = \pi/2 + \theta_2$
	$\theta_2 < 0$	$\tau_{21} > \tau_{23}$	$\theta_2' = 2\pi + \theta_2$
θ_3	$\theta_3 \geq 0$	$\tau_{31} > \tau_{32}$	$\theta_3' = \theta_3$
	$\theta_3 \leq 0$	$\tau_{13} > \tau_{31} \& \tau_{23} \geq \tau_{32}$	$\theta_3' = \pi/2 + \theta_3$
	$\theta_3 > 0$	$\tau_{32} > \tau_{31}$	$\theta_3' = \pi/2 + \theta_3$
	$\theta_3 < 0$	$\tau_{32} > \tau_{23} \& \tau_{31} > \tau_{13}$	$\theta_3' = 2\pi + \theta_3$

4 实验验证与分析

4.1 仿真实验

仿真实验中,超声波发射阵元与接受阵元间距为 $L = 20 \text{ cm}$,三阵元互成夹角 $\alpha = 60^\circ$,超声波信号频率为 40 kHz ,幅度衰减系数 $\beta = 0.8$,采样点数为 10000 ,附加噪声为高斯白噪声.风速风向测量的均方根误差(Root Mean Square Error, RMSE)用式(36)统一表示.

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q [\hat{\psi}(q) - \psi]^2} \quad (36)$$

式中, Q 为蒙特卡罗实验总次数, $\hat{\psi}(q)$ 为第 q 次风速或风向角的测量估计值, ψ 为该时刻风速或风向角的真值.

实验 1 可行性验证试验

在信噪比 SNR=0 dB 时,进行 20 次蒙特卡罗实验,假设风速 $V=30\text{ m/s}$,风向角 $\theta=50^\circ$,测量结果如图 2 和图 3 所示.从图 2 和图 3 中可以看出,所提方法可以较为准确的测得风速风向,测量值与实际值基本吻合,测量精度较高,验证了所提方法的可行性.

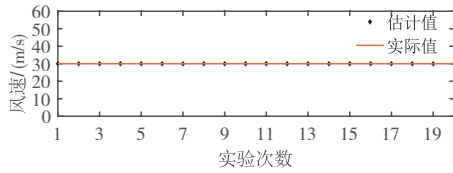


图2 风速测量结果

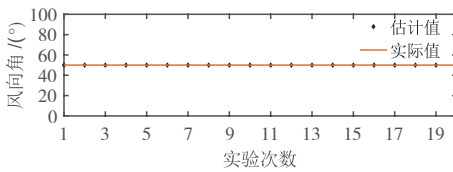


图3 风向角测量结果

实验2 不同测量方法的性能对比实验

将本文所提方法与基于相关检测的正交对射式超声波测风方法、基于一次相关的互射式三阵元超声波测风方法和阵列式超声波测风方法^[3]进行比较,验证所提方法的优越性.实验在风速 $V=30\text{ m/s}$,风向角 $\theta=50^\circ$ 的条件下进行,信噪比测量范围为 -7 dB 到 9 dB,每间隔 2 dB 进行 1000 次蒙特卡罗实验,实验结果如图 4 和图 5 所示.

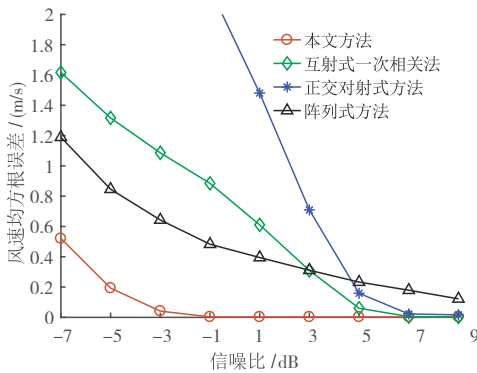


图4 不同信噪比下风速测量均方根误差

由图 4 与图 5 中各种方法的均方根误差实验曲线可知,提出的基于二次相关的互射式三阵元超声波测风方法具有明显的优势,与图中其他方法相比,在各信噪比下的风速与风向的均方根误差均为最小,表明测量精度更高,尤其是较低信噪比条件下,显著小于另外 3 种方法,充分验证了所提方法具有更高的噪声抑制能力及更高的测量精度.

实验3 不同风速风向条件下算法性能实验

为验证所提方法在不同风速及不同风向角范围内

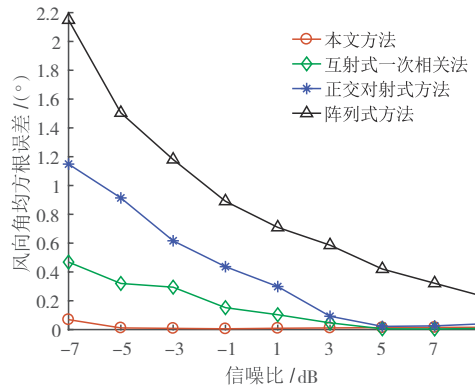


图5 不同信噪比下风向角测量均方根误差

的算法性能,在信噪比 SNR=0 dB 的条件下,风速从 0 m/s 增加至 60 m/s,每 5 m/s 设置一个间断点,风向角从 0° 到 360°,每 30° 设置一个间断点,在不同风速、风向的交叉间断点下进行 1000 次蒙特卡罗实验,得到每个间断点的风速风向的均方根误差结果如图 6 与图 7 所示.

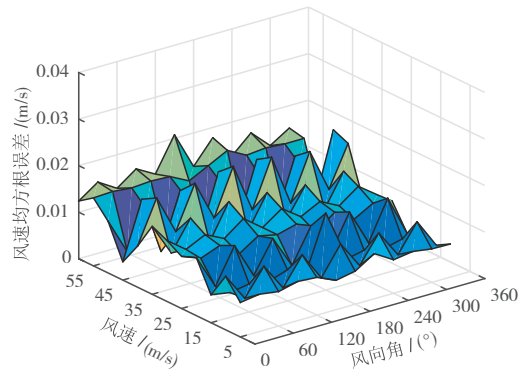


图6 不同风速风向条件下的风速均方根误差

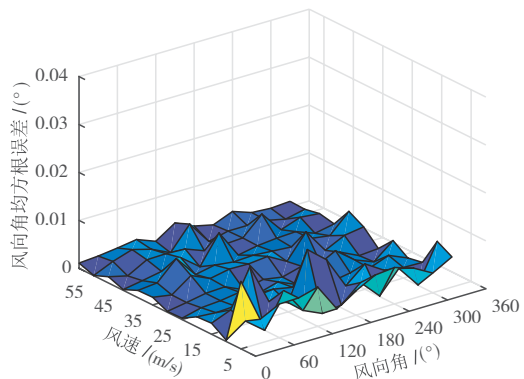


图7 不同风速风向条件下的风向角均方根误差

由图 6 可知,所提方法针对不同风速风向条件下风速的测量精度均较高,风速测量的均方根误差均较小,并且整个测量范围内相对比较稳定,最大均方根误差不大于 0.02 m/s,表明所提方法可以实现宽范围的风速测量.由图 7 可知,所提方法针对不同条件下的风向角测量精度同样较高,且比较稳定,最大均方根误差不超

过 0.01° . 综合分析可知,所提方法可以实现宽范围、全角域的风速风向有效测量.

实验4 计算时间与计算精度对比实验

为验证基于快速傅里叶变换的相关算法在计算速度上的优越性,确定所提方法满足风速风向测量效率

的基本要求. 在信噪比 $SNR=5$ dB时,选取采样长度分别为 2 000、5 000 和 10 000,风速为 30 m/s,风向角为 30° 的条件下进行直接相关计算与采用快速傅里叶变换的相关计算,计算用时和风速风向测量的均方根误差如表2所示.

表2 风速风向估计时间与均方根误差

不同方法	采样长度		
	2 000	5 000	10 000
直接一次相关	228.2 ms	2 482.9 ms	5 186.6 ms
	0.788 4 m/s	0.028 8 m/s	0.017 3 m/s
	0.018 9°	0.012 9°	0.005 6°
FFT一次相关	3.70 ms	5.84 ms	8.32 ms
	1.179 7 m/s	0.211 9 m/s	0.124 7 m/s
	0.577 5°	0.173 5°	0.012 5°
直接二次相关	500.7 ms	3 560.1 ms	12 435.1 ms
	0.011 3 m/s	0.009 3 m/s	0.002 1 m/s
	0.003 7°	0	0
FFT二次相关	5.87 ms	6.99 ms	34.30 ms
	0.059 8 m/s	0.015 3 m/s	0.013 8 m/s
	0.005 8°	0.001 6°	0.001°

由表2实验结果可知,基于快速傅里叶变换的相关计算结果与直接相关计算结果精度相当,但计算用时远远小于直接相关计算. 基于快速傅里叶变换的二次相关与一次相关计算相比,估计精度得到了较大提高,虽然计算用时略有增加,但仍可满足超声测风领域的实时性要求. 因此,采用基于快速傅里叶变换的二次相关法计算,在保证满足实时性要求的前提下可获得更高的估计精度.

4.2 实际测量验证实验

为验证本文所提方法在实际环境中对风速风向测量的有效性,搭建了互射式三阵元超声波风速风向测量实验平台如图8所示.



图8 风速风向测量实验平台

为避免系统误差导致各阵元收发信号时间不一致进而影响测量结果,首先在无风情况下对实验系统进行了标定实验. 测风系统中超声探头发射的超声波信号频率为 40 kHz,探头采用的是柱状宽角域超声探头,

可实现 60° 角域的超声波发射. 信号调理电路主要包括驱动信号发射模块与接收模块、滤波放大模块、AD 转换模块以及由 STM32 构成中央处理控制子系统等. 以 S_1 传感器发送, S_2 和 S_3 传感器接收为例,当 S_2 和 S_3 传感器接收到 S_1 传感器发射的超声波信号后,经 AD 转换在处理器中做相关运算即可得到超声波传播时间,进而可得一组风速和风向值. 待 S_1 、 S_2 和 S_3 三个传感器轮流收发测得三组风速风向值再取平均即得最终风速风向值.

为验证二次相关方法的优越性,同时进行了一次相关的风速风向测量实验. 实验条件选取风速分别为 4 m/s、8 m/s 和 12 m/s,风向角分别为 0° 、 90° 和 180° . 实际测量结果如表3和表4所示.

表3 风速实际测量结果

方法	实际风速	4 m/s	8 m/s	12 m/s
二次相关	测量值	3.91 m/s	8.19 m/s	12.25 m/s
	相对误差	2.25%	2.38%	2.08%
一次相关	测量值	3.89 m/s	8.21 m/s	12.3 m/s
	相对误差	2.75%	2.63%	2.5%

表4 风向角实际测量结果

方法	实际风向角	0°	90°	180°
二次相关	测量值	1.7°	92.3°	178.5°
	测量误差	1.7°	2.3°	1.5°
一次相关	测量值	2.1°	92.5°	178.1°
	测量误差	2.1°	2.5°	1.9°

由表 3 可知,在上述测风系统中,针对 3 种不同风速,采用二次相关方法对风速的测量结果均优于一次相关方法,并且所提方法测量结果整体偏差较小,最大为 2.38%。由表 4 可知,针对 3 种不同风向,二次相关方法的测量结果同样优于一次相关方法,且整体偏差同样较小,最大为 2.3°。另外在 0° 风向时,风速风向测量误差并未有明显异常或偏大,表明所提方法无显著阴影效应的影响。通过上述实验及结果分析可知,所提方法基本达到了超声测风的测量标准,具有一定的工程实际意义。

5 结论

为提高超声波风速风向测量精度,减小超声波测风系统在实际应用中受阴影效应及环境温湿度影响,提出了一种基于二次相关的互射式三阵元超声波测风方法。首先介绍了互射式三阵元超声波测风系统的阵列结构以及基于该结构的风速风向测量原理,分析了基于二次相关的超声波传播时间的测量过程及其在噪声抑制方面的优越性,其次针对在时域中直接相关运算计算量较大的问题,给出了一种采用快速傅里叶变换求二次相关的方法,并对其计算复杂度进行了分析。同时对所提方法进行了风速风向测量范围的分析以及给出了风向角的修正公式。最后通过可行性仿真实验、不同测量方法对比实验验证了所提方法的有效性及其优越性,搭建互射式三阵元超声波测风系统对所提方法进行了实测数据验证。实验结果表明:与正交对射式测量方法、阵列式测风方法以及基于一次相关的互射式三阵元测风方法相比,所提方法具有更高的测风精度。实测环境下风速测量的相对误差为 2.38%、风向测量的测量误差为 2.3°,基本达到了风速风向测量的技术要求。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 牛昊东, 施云波, 王天, 等. 超声波相位比较法的风速风向传感器设计[J]. 哈尔滨理工大学学报, 2021, 26(1): 122-129.
- [5] NIU H D, SHI Y B, WANG T, et al. Design of wind speed and direction sensor based on ultrasonic phase comparison method[J]. Journal of Harbin University of Science and Technology, 2021, 26(1): 122-129. (in Chinese)
- [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.
- [6] XING H Y, WU H J, XU W, et al. Study on ultrasonic transducer array for three-dimensional wind[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(12): 2943-2951. (in Chinese)
- [6] 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.
- [7] LIU H X. Research on wind speed and direction measurement based on ultrasonic sensor[J]. Instrument Technique and Sensor, 2018(12): 101-104, 110. (in Chinese)
- [7] 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: 139-147.
- [8] 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.
- [9] TU M H, CAO Y C, 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. (in Chinese)
- [9] 李琦, 魏永星, 刘颖, 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.
- [10] LI Q, WEI Y X, LIU J, et al. Analysis and research on the acoustic field of the ultrasonic wind measurement system based on the time difference method[J]. Journal of Ocean Technology, 2016, 35(1): 68-73. (in Chinese)
- [10] 李新波, 朱阁彦, 李厚禹, 等. 三维超声阵列风速风向测量方法[J]. 西安交通大学学报, 2019, 53(9): 70-78.
- [11] LI X B, ZHU G Y, LI H Y, et al. A method for measuring wind velocity and direction with three-dimensional ultrasound array[J]. Journal of Xi'an Jiaotong University, 2019, 53(9): 70-78. (in Chinese)
- [11] 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.
- [12] SHAN Z B, LU S L, LIU X S, et al. Wind speed and direction measurement with array ultrasonic sensors based on high-order cumulant[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(6): 279-286. (in Chinese)
- [12] DING X B, LIANG J Y, LIU J A, et al. Measurement algorithm of two-dimensional wind vector using ultrasonic

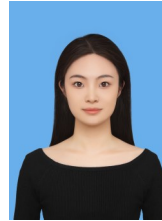
- transducers[J]. TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering, 2013, 11(1): 517-524.
- [13] 单泽彪, 刘小松, 鲁胜麟, 等. 基于双阵元超声波接收阵列的风矢量测量[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(2): 228-234.
SHAN Z B, LIU X S, LU S L, et al. Wind vector measurement using dual sensors ultrasonic receiving array[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(2): 228-234. (in Chinese)
- [14] WON J Y, KWON S I, 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.
- [15] 张敏. 高分辨率时间间隔测量技术研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2017.
ZHANG M. Research on High-Resolution Time Interval Measurement Technology[D]. Xi'an: Xidian University, 2017. (in Chinese)
- [16] 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. (in Chinese)
- [17] 张延成, 李志刚. 基于 LMS 自适应时延估计和 FPGA 的超声波测风系统研究[J]. 应用声学, 2013, 32(1): 51-56.
ZHANG Y C, LI Z G. The ultrasonic wind measurement system based on LMS adaptive time delay estimation algorithm and FPGA[J]. Applied Acoustics, 2013, 32(1): 51-56. (in Chinese)
- [18] 行鸿彦, 魏佳佳, 徐伟, 等. 超声波换能器测风阵列的改进设计[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(8): 1988-1995.
XING H Y, WEI J J, XU W, et al. Improved design of ultrasonic transducer array for wind measurement[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2017, 38(8): 1988-1995. (in Chinese)
- [19] 任晓晔, 陈晓, 郭妍. 基于 Fluent 和 LSTM 神经网络的超声波测风仪阴影效应补偿研究[J]. 计算机应用与软件, 2019, 36(7): 89-98.
REN X Y, CHEN X, GUO Y. Shadow effect compensation of ultrasonic wind measurer based on fluent and lstm neural network[J]. Computer Applications and Software, 2019, 36(7): 89-98. (in Chinese)
- [20] 安浩然, 行鸿彦, 侯天浩, 等. 基于 Fluent 的超声波换能器测风阵列模型改进研究[J]. 传感技术学报, 2020, 33(2): 252-258, 271.

AN H R, XING H Y, HOU T H, et al. Research on improvement of wind array model of ultrasound transducer based on fluent[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2020, 33(2): 252-258, 271. (in Chinese)

作者简介



单泽彪 男, 1986年4月出生于河北省邢台市. 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. 研究方向为弱信号检测、阵列信号处理、压缩感知技术.
E-mail: zbshan@126.com



解晓冉 女, 1997年10月出生于山东省济南市. 现为长春理工大学电子信息工程学院硕士研究生. 研究方向为在线检测与控制技术、现代信号处理.
E-mail: xiaoranxie@126.com



刘小松 (通讯作者) 女, 1988年7月出生于吉林省长春市. 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. 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



韩明轩 男, 1999年2月出生于吉林省四平市. 现为长春理工大学电子信息工程学院硕士研究生. 研究方向为检测技术与自动化装置、现代信号处理.
E-mail: hmquan217@163.com