

DOI: 10.13382/j.jemi.B2205957

浅水域的高频宽带 ADCP 系统

李佳润 陈世利

(天津大学精密测试技术及仪器国家重点实验室 天津 300072)

摘要:浅水域测流可以促进防洪灌溉等水利工程的发展。宽带多普勒剖面流速仪(acoustic Doppler current profiler, ADCP)可以精确监测水域的流层流速信息。应用于浅水域测流的宽带 ADCP 在较窄流层内不容易达到较好的速度精度,同时窄流层内容易受到局部湍流干扰。针对上述问题,本文提出了基于 η 准则的解算结果最优值检索方式,优化了局部相关性评估方法,完成了基于片上系统(system on chip, SoC)的 ADCP 系统的设计;用声束-流速夹角产生的径向流速进一步验证了算法的效果;并完成了室外航船实验。在较窄的径向层厚(6.3 cm)、伴有湍流干扰时,应用提出的方法后可以将速度精密度提高 37%,准确度提高 77%,低信噪比时能分别提高 66%和 72%;根据测速值计算的角度与设定角度的误差为 3.06°,应用提出的方法处理后误差降为 2.60°;根据测量速度的误差关系求得的角度误差可达 0.6°;平静湖泊航船实验中,系统解算标准差最小仅 1 mm/s,层间流速误差仅为 1 mm/s,接近理论流速分布。

关键词: 宽带 ADCP;流层分辨率;流速测量;片上系统;浅水域

中图分类号: TN98;TH764 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 140.2050

High frequency broadband ADCP system for shallow water

Li Jiarun Chen Shili

(State Key Laboratory of Precision Measuring Technology and Instruments, Tianjin University, Tianjin 300072, China)

Abstract: Flow measurement in shallow water is of great significance for hydrological observation in intracontinental area, which can promote the development of flood control irrigation and other water conservancy projects. The broadband acoustic Doppler current profiler (ADCP) can accurately monitor the information of the flow velocity in the water area. The broadband ADCP used for shallow water flow measurement is not easy to achieve better velocity accuracy in the narrow flow layer and is vulnerable to local turbulence interference in the narrow flow layer. To solve the above problems, this paper proposes a retrieval method of the optimal value of the solution results based on η criterion, optimizes the local correlation evaluation method, and completes the development of the ADCP system based on system on chip (SoC). The effect of the algorithm is further verified by the radial velocity generated by the beam-velocity angle. The outdoor sailing experiment is carried out. When the radial layer thickness is 6.3 cm with turbulence interference, the velocity precision and degree of accuracy can be improved by 37% and 77% respectively after the algorithm is applied, 66% and 72% respectively in the case of low SNR. The error between the angle calculated according to the speed measurement value and the set value is 3.06°, which is reduced to 2.60° after algorithm processing. The angle error obtained by the error relation of measured speed can reach 0.6°. In the boat experiment in a calm lake, the standard deviation of the system can reach 1 mm/s, and the error of interlayer velocity can reach 1 mm/s, which is close to the theoretical velocity distribution.

Keywords: broadband ADCP; stratospheric measurement; velocity measurement; system on chip; shallow waters

0 引言

浅水域测流仪器对于内陆水文监测有重要意义,有助于防洪灌溉等水利工程的实现。流速测量是水文监测的一个重要方面,利用 ADCP 可以获得某剖面的流速,同时不干扰流场。宽带 ADCP 的发射波形采用了宽带编码的形式,结合了相干和非相干的测流优势,流速测验范围较大。

目前针对基于多普勒原理的测速方法在不断深入^[1-2],提出了多种声呐发射编码设计方法^[3-7]、声呐测流硬件系统设计方案^[8-15],回波信息的利用方式和解算精确度也有很大发展^[16-21],ADCP 的应用场景的研究也在被细化^[6,12-13,16,22]。针对如何快速校正仪器,检验测流仪器精度的方法也越来越丰富^[22]。适应于很多水文场景的 ADCP 被提出,但是浅水域水文环境不同于深水域(大洋),流层厚度小,容易受湍流干扰,难以取得好的速度精度和测流稳定性,浅水域测流对流层分辨力、流速精度和测流范围有比较高的要求,但目前少有研究涉及适用于浅水域的宽带 ADCP 系统。

针对浅水域测流问题,本文设计了一种适用于浅水域的高频载波的宽带 ADCP 系统,基于 η 准则,提出了一种解算结果最优值检索方式,优化了回波局部相关性评估的方法,在保证抗干扰能力的基础上,减少了运算量,提高了运算速度,提高了低信噪比时的测流精度。SoC 的应用使系统在具备了高速数据采集能力的同时又有处理器应用的优点,实现了系统解调的数字化,避免了模拟解调的零漂问题;模拟前端电路具有高频噪声抑制能力和高频宽带发射能力,使得系统能适应浅水测流环境。

1 ADCP 测流基本原理

ADCP 基于流体速度捕获原理,采用主动声呐,以声信号作为载体测量不同水层的流速。声信号在流体中传播的回波会携带流体的速度信息,解调不同水层的回波频偏信息便可获得不同水层的流速。

1.1 流体速度捕获原理

由多普勒效应知,物体间的相对速度可以转化为二者之间的机械波频偏,假设收声物体和声源相向运动,收声物体收到的声波频率偏移为:

$$f_d = \frac{2vf_0}{c} \quad (1)$$

式中: f_d 表示多普勒频偏, v 表示粒子相对运动速度, c 表示声速, f_0 表示载波频率。多普勒测流中的声源是伴随流体运动的声学反射粒子,式(1)中 f_d 与质点流速是线

性关系,解算出 f_d 可以推算出质点的速度。式中的 v 是径向流速,流层流速与径向流速一般成一夹角 θ ,则实际流速 v_r 可以表示为:

$$v_r = \frac{v}{\cos\theta} \quad (2)$$

1.2 频偏解算原理

解算频偏 f_d 方法多采用自相关法,与以往的 FFT、脉冲计数法相比具有运算量小、精度高、对噪声不敏感等特点。对回波进行正交下变频运算后将得到两路正交的信号,构成时域复信号:

$$x(t) = A \exp[-j(2\pi f_d t + \varphi)] + N(t) = s(t) + N(t) \quad (3)$$

式中: A 为信号幅值, t 为时间变量, φ 为复信号相位与实际接收信号相位有关, $N(t)$ 为信号所含的噪声, $s(t)$ 视为有用信号。

对式(3)做自相关运算:

$$R(\tau) = \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} x(t + \tau) x^*(t) dt =$$

$$R_{s-s}(\tau) + R_{s-N}(\tau) + R_{N-s}(\tau) + R_{N-N}(\tau), \tau > 0 \quad (4)$$

式中: τ 是自相关运算的延时, $x^*(t)$ 是 $x(t)$ 的共轭,假设噪声 $N(t)$ 与有用信号 $s(t)$ 不相关,并且也没有自相关性,则式(4)中的 4 项只留下了第 1 项 $R_{s-s}(\tau)$,其模值代表了有用信号的平均功率,此时解式(4)得到:

$$R(\tau) = A_2(\tau) \exp(-j2\pi f_d \tau) \quad (5)$$

式中: $A_2(\tau)$ 是自相关运算幅值,当 τ 为编码周期整数倍时, $R(\tau)$ 达到极值。式(5)的相角包含了频偏信息,解相角可以得到频偏信息。

2 回波局部相关性评估方法

回波信号是由流体中的散射介质对发射信号的反射产生,水中的散射介质的特性难以确定,但却影响解算流层中回波相关性,直接用自相关法由回波解算流速,精确度会有所降低,因此接收到回波后,需先评估其相关性,回波局部相关性评估方法可以有效评估回波相关性,并基于 η 准则^[17],修正回波的解算起点,从而提高解算精确度。本章提出了基于 η 准则的解算结果最优值检索方式,可提高数字系统寻找解算最优值的速度,同时提出了径向流速实验方法方便在复杂径向流速环境中快速检验算法效果。

2.1 η 准则

由式(4)知,回波信号的自相关函数 $R(\tau)$ 最终包含 4 部分,除 $R_{s-s}(\tau)$ 以外的 3 项都是干扰信号产生的,并且理想情况下这 3 项为 0。当 τ 为 0 时有:

$$R(0) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) x^*(t) dt \quad (6)$$

式(6)代表了接收信号的平均功率,该功率由两部分组成:有用信号功率和噪声功率。当自相关延时 τ 为宽带编码整周期时, $R(\tau)$ 达到极值,即此时有用信号自相关运算幅值最大。因此利用式(7)中的相关性 η 可以作为评估回波信号质量的标准^[17]:

$$\eta = \frac{|R(\tau)|}{R(0)} \quad (7)$$

用正弦信号叠加不同幅值白噪声进行仿真,仿真表明, η 随着信噪比的提高而提高,在低信噪比条件下该趋势更明显,如图1所示。

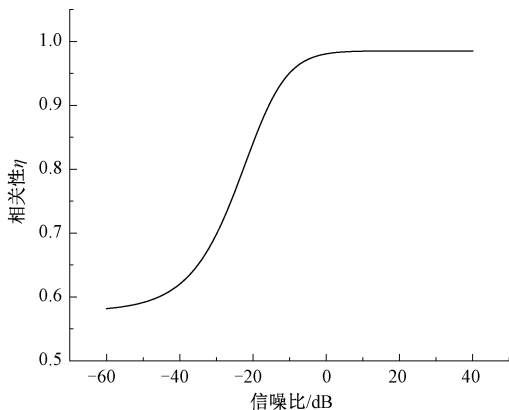


图1 信噪比对回波相关性的影响

Fig. 1 Influence of SNR on correlation

由图1可知,用 η 最终可以评估接收信号的信噪比,利用该方法评估某次实验一段静水中16倍采样率直接采集的回波,在整段采集波形中选择某一小段作为一个流层的解算窗口,前后滑动解算窗口起点,检索相关性最强一段的解算结果,结果如图2所示(横坐标负值表示解算窗口前移)。

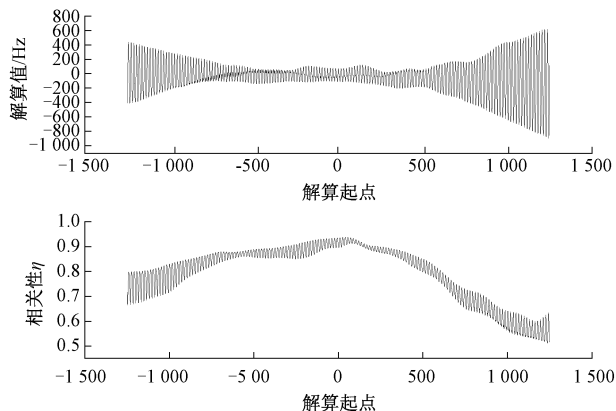


图2 静水回波解算起点相关性和解算值的变化

Fig. 2 The change of calculated value with correlation in still water by selecting different starting points of calculation

更接近静水中的频偏0点,并且附近的解算值波动更小。随着 η 变小,解算值的波动偏移变得剧烈。这表明在 η 最大位置附近有更好的解算稳定性和准确性。这与信噪比对于测流的影响是一致的。

2.2 基于 η 准则的解算结果最优值检索方式

为了寻找 η 最大值对应的解算起点,需检索一定范围内的回波,但考虑浅水测流对流层分辨力的需求以及数字系统的计算量,回波解算起点检索的范围不宜过大。对回波进行小范围局部检索后得到的结果如图3所示。

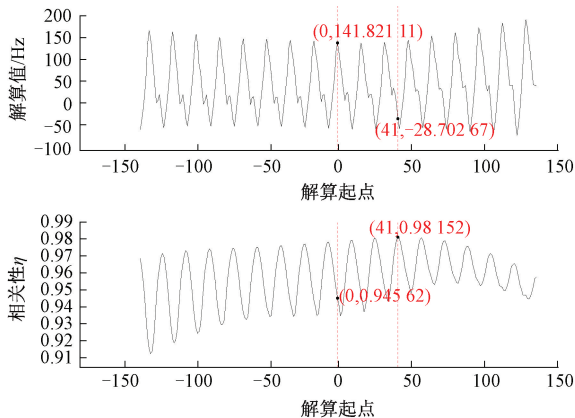


图3 局部解算起点相关性和解算值的变化

Fig. 3 The change of calculated value with correlation in still water by selecting different starting points of calculation locally

图3中流层原点处的解算值为141 Hz,相关值为0.9456;在相近范围内选取最大的解算起点相关值为0.9815,此时对应解算值为-28.7 Hz,更接近频偏零点。

图2和3表明,回波的相关性 η 在大范围内变化趋势明显,在小范围内则是小幅度波动状态。针对这种特点,提出了最优检索方式:可以在大范围内跳点检索,找到局部范围内相关性较好的一段时,进行小范围逐点检索找到相关性极值点进行频偏解算。后续实验表明该方法在回波相关性整体较好时具有显著效果。

有时采集的回波局部范围内相关性 η 整体较低,找不到相关性特别好的解算起点,如图中 η 比较低的区间, η 极值点附近对应的解算结果波动很大,极值点对应的起点有很小的偏差就会造成解算值很大的偏差,因此此时只采用极值点的解算结果无法准确、稳定地反映流速信息。针对这种特点,提出了一种提高解算精度的方法:将局部范围内的多解算起点解算结果取均值将有利于得到最接近实际流速的结果,并且可以增强测速稳定性。后续实验表明该方法在回波采样率降低时,造成信噪比降低时有显著效果。

2.3 径向速度实验方法

检验算法是否有效,检验系统是否能够正确的测得

如图2所示,在相关性最好的位置解算出的频偏值

流速是一项必要的工作。显然室内静水是速度为 0 的流速场,可以用于验证流速零点时系统的测量效果,但是在室内产生一个速度不为 0 并且精确可知的标准流速场是比较困难的,因此采用了图 4 的测量方式进行转化。

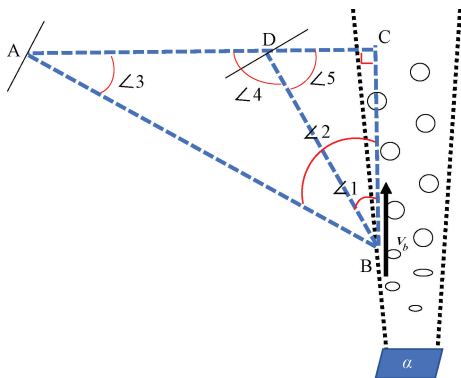


图 4 径向速度验证装置

Fig. 4 Radial speed verification device

α 为电压稳定的气泡产生装置,产生的气泡受浮力会向竖直方向运动,在水平方向也会有干扰运动。气泡发生装置电压稳定时,产生气泡的大小和数量在平均一段时间内是稳定的,对应的气泡浮力也可认为是一段时间内稳定的,因此 B 点的竖直速度 v_b 在长时间内是稳定的,但是直接测量 v_b 是困难的(图中 $\angle 1$ 为 0° , $\angle 5$ 为 90° 时,换能器表面容易富集不稳定的气泡,产生干扰),容易产生比较大的误差。换能器置于 A 点,径向方向沿 AB 方向测得速度为 v_1 ;换能器置于 D 点,径向方向沿 DB 方向测得速度为 v_2 ,设图 4 中倾角 $\angle 3$ 和 $\angle 5$ 是互余关系,并且 $\angle C$ 是 90° ,则直角三角形 ACB 和直角三角形 BCD 是相似关系。则 v_1 与 v_2 满足式(8):

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{v_b \cos \angle 1}{v_b \cos \angle 2} = \frac{\cos \angle 3}{\cos \angle 2} = \frac{\frac{AC}{AB}}{\frac{BC}{AB}} = \frac{AC}{BC} = \cot \angle 3 \quad (8)$$

式中: $\angle 1$ 和 $\angle 2$ 是测量的声束-流速夹角,直角三角形 ACB 与直角三角形 BCD 相似时 $\angle 1$ 和 $\angle 3$ 相等。进一步得到:

$$\angle 3 = \arccot \frac{v_2}{v_1} \quad (9)$$

两次测量算出的标准差也应当符合式(9)关系。

确保该装置能够准确工作需要保证几个参数的精度:首先是 A 点和 D 点的测量倾角,该倾角可以通过 3D 打印的方式制作固定角度的换能器外壳实现,两个角度可以做到比较精确的互余关系;然后是 AD、AB 和 DB 的长度控制,利用接收系统可以做到很精确的时间控制,从而测得固定位置处的回波,在三角形 ABD 中由正弦定理可以得到式(10):

$$\frac{AD}{\sin(\angle 2 - \angle 1)} = \frac{DB}{\sin \angle 3} = \frac{AB}{\sin \angle 4} = \frac{AB}{\cos \angle 3} \quad (10)$$

进一步得到式(11)和(12):

$$\frac{AB}{DB} = \tan \angle 3 \quad (11)$$

$$DB = \frac{AD \sin \angle 3}{\sin(\angle 2 - \angle 1)} \quad (12)$$

AD 的长度可以由螺旋丝杠精确控制,这样由上式就可以计算出 AD 与 DB 的长度。AB 与 DB 的长度是两次测量的声程,可以由测量系统的精确延时控制选取对应的测量时间窗,测量系统的时间控制可以很容易做到 10 ns 级别,根据声速换算成长度控制精度可以做到几十微米以内(取 1 500 m/s 的声速,10 ns 的延时精度对应长度精度为 7.5 μ m)。

利用该装置可以将流速值的测量转化为两次速度测量的角度关系,用计算出的角度值与设定好的角度值对比来证明算法是否有效,不必再用难以获取的真实流速验证算法效果。

3 高频宽带 ADCP 系统

要达到窄水层精确度高的测流效果,需要高载波频率和高采样率,为了避免模拟电路解调零漂带来的误差,因此需要高速数字系统实现。针对这些特点设计了一种适用于浅水域的基于 SoC 的数字 ADCP 系统。系统主要由测量系统和数据后处理系统组成,其中测量系统主要由声学换能器、发射系统、接收系统、转接控制系统、ZYNQ 主控系统和电源管理系统组成。测量系统如图 5 所示。

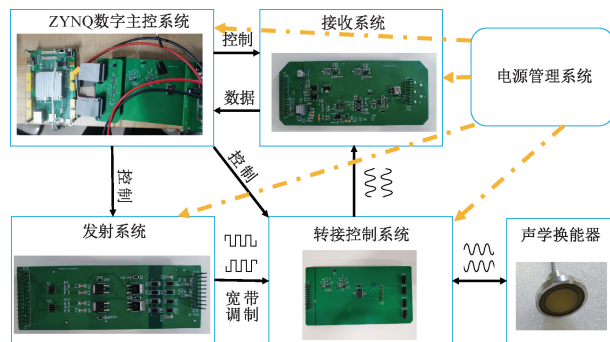


图 5 测量系统构成

Fig. 5 Composition of measurement system

封装好的实物图如图 6 所示,加入了大容量电容器提高瞬时驱动能力并且可采用移动电源供电。

数据后处理系统由 PC 端完成,利用相关性评估算法对测量系统获取的回波信息进行进一步挖掘以获得更加准确的流速信息。

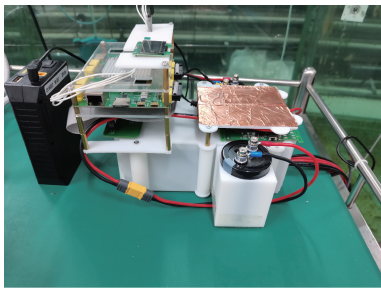


图 6 测量系统实物图

Fig. 6 Picture of measuring system

本部分将重点介绍发射系统、接收系统、ZYNQ 主控系统和数据后处理系统。

3.1 发射系统

发射系统主要由 H 桥电路构成。H 桥电路由一对输出相反的推挽电路组成,推挽电路的结构如图 7 所示。

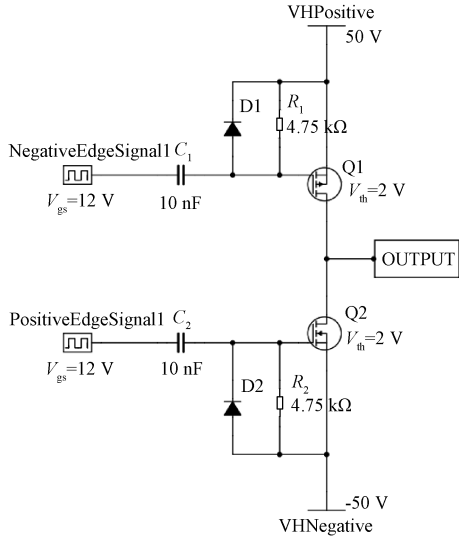


图 7 推挽电路结构

Fig. 7 Structure of push-pull circuit

电平有效边沿的突变让 MOS 管栅极和源极产生压差,从而导通 MOS 管,并开始通过 R_1 给电容 C_1 充电;电阻 R_1 和电容 C_1 的充电过程决定了 MOS 管栅极和源极间压差 V_{gs} 的持续时间,压差逐渐变至小于门限电压 V_{th} 时 MOS 管将截止,无法输出高压,进而决定了 MOS 输出高压的时间上限,也就是发射周期的最大值,如式 (13) 所示。

$$T < 2R_1C_1\ln\left(\frac{V_{gs}}{V_{th}}\right) \tag{13}$$

计算得到 T 的最大值为 1.7 ms,即发射电路驱动的最低频率为 589 Hz。发射频率上限由 MOS 压摆率决定可以做到数十兆赫兹。发射系统选用了 2 MHz 发射频

率,重复两次发射 7 位巴克码编码方式,每一位由 24 个载波构成。

MOS 推挽结构的发射电路需要有保护措施,避免正负高压端同时导通而烧毁 MOS 管,因此需要在 Q1 和 Q2 的栅极上电瞬态做严格控制保护。首先 Q1 和 Q2 的栅极是通过带有保护功能的栅极驱动芯片进行驱动,栅极驱动芯片有两路独立的通道,其中一个通道为反相输出,由主控系统的逻辑信号进行控制;在刚上电逻辑控制信号不确定时,栅极驱动芯片自动将栅极电位锁定在确定的电平,确保 Q1 和 Q2 的栅极不会同时出现导通边沿信号。然后在进行发射动作时,逻辑控制信号预留了短暂的停止时间,在停止时间内,Q1 和 Q2 均处于截止区,因此发射时推挽电路中 MOS 的工作状态转换可以表示为图 8。

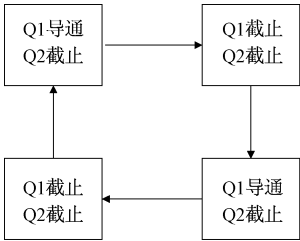


图 8 MOS 工作状态

Fig. 8 MOS operating state

这样避免了电平跳变时 Q1 和 Q2 同时导通情况的产生。最后由于 Q1 和 Q2 的栅极有电容隔离了直流信号,导致 Q1 和 Q2 均不会受到直流电平干扰而长时间导通,这进一步保护了发射系统。

除了栅极控制保护措施之外,高压的产生也是一个缓慢的过程,整个系统的输入电压直接给栅极驱动芯片供电,栅极驱动芯片将锁定输出电压,而升压电路将输入电压提高到正负高压是一个缓慢的过程,同时还要给系统的储能大电容缓慢供电。此时系统处于初始化状态,等待接收控制字,不会进行工作,保证了推挽电路在上电瞬间 MOS 管不会被烧毁。

3.2 接收系统

接收系统由变压器、信号调理电路、采样电路构成。变压器将双端信号变为单端信号输入信号调理电路。信号调理电路包括电压跟随电路,具有高频噪声抑制能力;一、二级程控增益放大电路,电压增益受数字处理系统和 DA 控制;单端转差分电路生成差分输入信号,输入采样电路。接收电路的结构和每一级的增益如图 9 所示。

3.3 ZYNQ 数字主控系统设计

高载波频率和高采样率对数字系统的工作频率提出了要求,ZYNQ-7000 是 XLINX 公司设计的集成了双 ARM 硬核和 FPGA 资源的可编程 SoC,分别对应 PS (processing

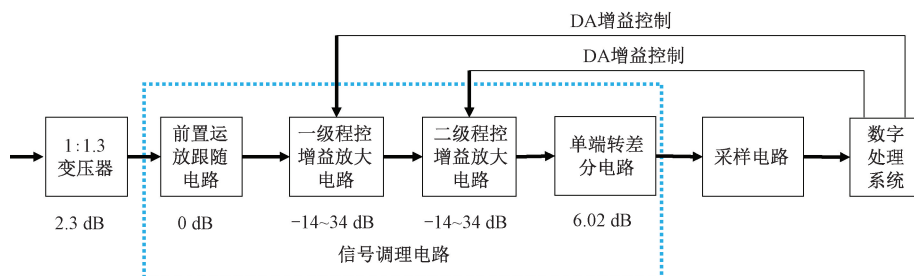


图9 接收电路结构

Fig. 9 Structure of receiving circuit

system)端和 PL(programmable logic)端,PL端适合高速数据流设计,PS端适合算法快速实现。应用片上系统架构提高了数字系统设计和制作的效率。该片上系统的结构如图10所示。

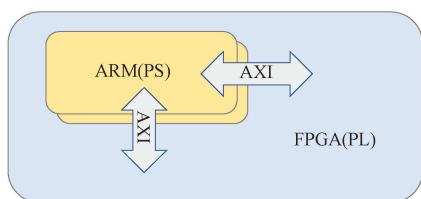


图10 ZYNQ-7000架构

Fig. 10 Framework of ZYNQ-7000

利用PL端和PS端进行软件硬件协同设计,系统的控制流程如图11所示。

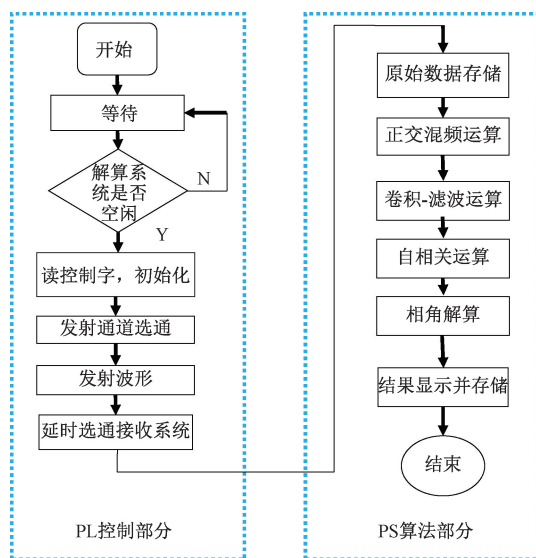


图11 控制系统设计

Fig. 11 Design of control system

系统分为PL和PS两部分,PL进行逻辑控制,控制整个系统的接收发送以及他们之间的切换。PS主要进行算法设计,对采集到的回波信号进行存储和解调。

1) ZYNQ-PL 端设计

PL端利用状态机设计方法,控制各个模块的工作。主状态机如图12所示。

PL控制部分由6个状态组成。PS端空闲时开始第1个状态的转换,利用UART串口协议接收控制字。UART协议与主状态机并行执行,可以在任意时刻接收控制字,接收新控制字完成则data_valid置1,没有新控制字则保留原来控制字,data_valid仍然置1,只有在控制字接收过程中data_valid置0。控制字接收完成以后将对系统进行各个参数配置:通过SPI协议控制DA输出、调节接收电路压控增益,接收时间窗选择,切换电路驱动控制,发射编码的生成等,然后开始一个周期的回波发射与采集工作。回波采集形成的数据流如图13所示。

回波采集完成后,PL进入复位状态,等待PS的空闲信号,数据会首先通过AXI协议进入FIFO缓冲区,然后通过AXI协议写入DMA中,通过DMA直接将数字量映射到PS端的内存中,然后进行数据处理,数据处理完成以后,PS端会给出空闲信号。此时PL端检测到PS端的空闲信号,将启动下一测量周期。

2) ZYNQ-PS 端设计

首先利用FatFS系统将采集到的原始回波数据写入TF卡中,然后信号进行正交解调得到两路下变频信号,两路信号进行自相关运算,自相关延时选择一次编码周期长度,得到两个值做除法运算、反正切运算、解相角,得到频偏值通过式(1)便可以得到最终的速度值,通过式(14)^[6]求得解算径向层厚为6.3 cm。

$$H = \frac{c}{2}(N-1)LT_c \quad (14)$$

式中: H 表示单层径向层厚, c 表示声速, N 表示编码重复次数,选为2; L 表示编码长度,选用7位巴克码, T_c 为码片宽度,为24个载波周期。

PS端的实时处理算法将对实时运行的系统采集到的回波做出初步判断,后续也易于移植更复杂的算法。

3.4 数据后处理系统设计

测量系统完成了对回波信息的初步解调以及存储,

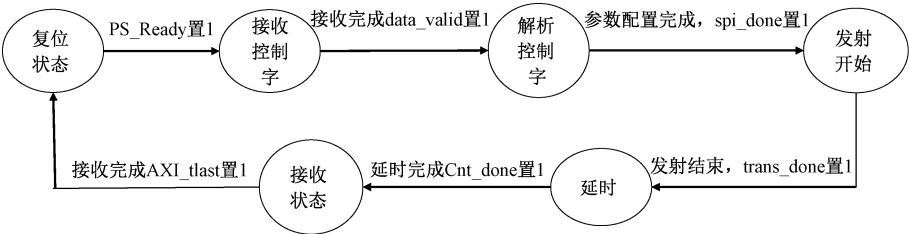


图 12 主状态机设计

Fig. 12 Design of main state machine



图 13 数据流传输方向

Fig. 13 Direction of data flow transmission

利用 TF 卡中的原始回波数据可以进行进一步处理,以获得更准确的结果。数据后处理系统的核心是回波局部相关性评估算法,主要包括检索、筛选、评估 3 个步骤,如图 14 所示。

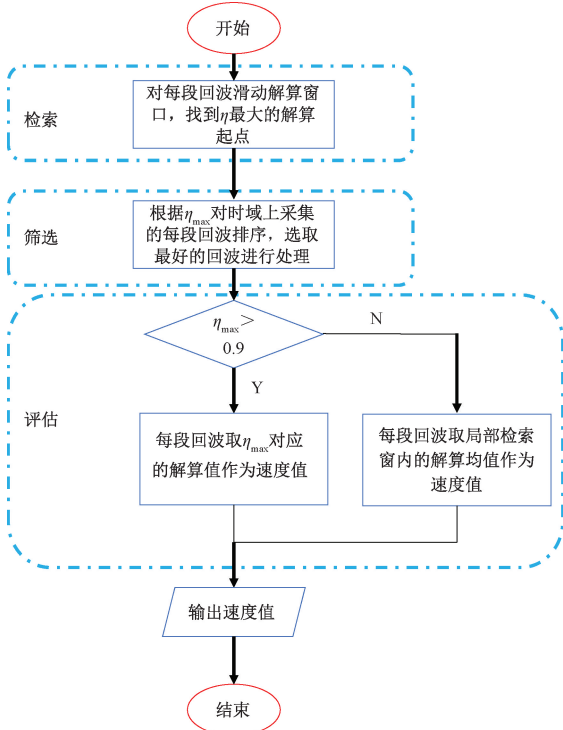


图 14 回波局部相关性评估方法

Fig. 14 Evaluation method of echo local correlation

利用解算起点检索的方式可以找到一段回波中解算最准确的位置,并且一段回波的检索范围越大,获得相关性高的解算结果的概率就越大,但是会加大计算量。首先系统要寻找每一段回波的 $\eta_{\max}$,与以前多流层范围内逐点检索方式不同^[17],系统先用较大的检索范围(约层

流厚度的 50%)隔 8 个点进行一次相关性计算,找到相关性最高的起点后缩小检索范围(流层厚度的 3%),找到每一段回波的 $\eta_{\max}$ 并进行根据 $\eta_{\max}$ 排序筛选,取排序结果前 50%的回波进行解算结果统计。这样做可以在每段回波内大范围快速检索,小范围找到相关性最高的解算起点,减少运算量。并且在统计回波整体结果时通过软阈值取到整体相关性相对较好的点。

评估是对数据整体质量做一次处理,由图 1 可知, $\eta_{\max}$ 的检验值取 0.9 时,回波信号的信噪比能在 -15 dB 以上,大于 0.9 时, η 的变化受信噪比的影响达到饱和,并且信噪比太高的回波实际不易找到,进行了大量的回波评估实验后使用了该经验值。

4 系统性能的实验验证

本文进行了水箱壁和复杂气泡环境的实验,分别模拟实际中的底回波和湍流气泡回波,并通过降采样验证了低信噪比时的效果,用声束角进行了测量验证,最后进行了室外航船实验。

4.1 水箱壁回波实验

测量水池壁的回波速度解算值,实验场景如图 15 所示,系统将接收来自 1.2 m 远处的水池壁的回波。

测得了 1 000 个连续的原始回波,解算后,每 10 个解算结果取均值得到 100 个连续样本点,如图 16 所示。

在静水中测得的流速解算结果理论上应在 0 附近,应用自相关法解算结果如图 16(a)所示,样本数据解算均值为 8.1 cm/s,与理论值存在一定的偏差,样本数据标准差为 1.26 mm/s,应用 3.4 节提出的算法后结果如图 16(b)所示,样本数据均值变为 1.73 cm/s,明显更加接近理论值,样本数据标准差也减小为 0.74 mm/s 的,分布更加集中。局部相关性评估明显提高了样本数据的精确

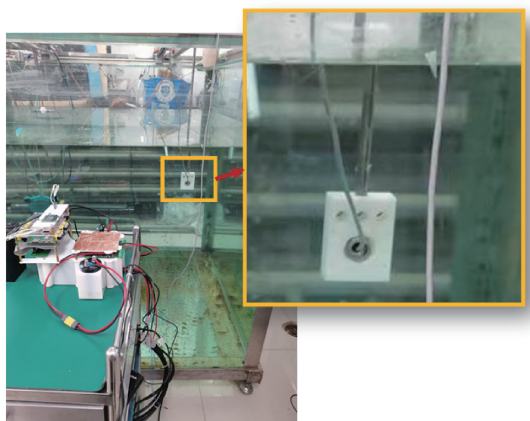
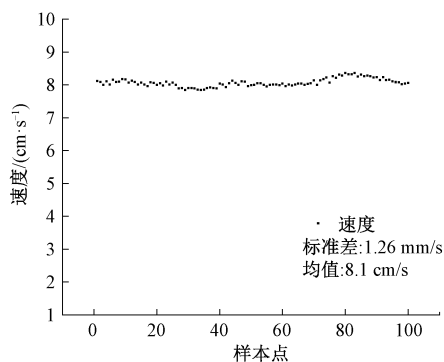


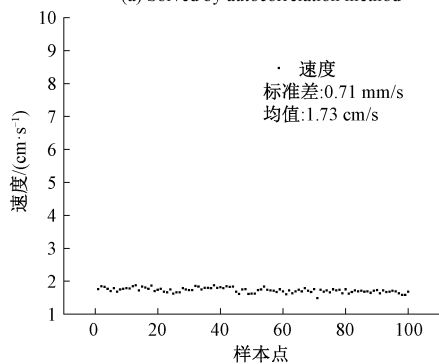
图 15 水池壁回波实验

Fig. 15 Tank wall echo experiment



(a) 自相关法解算值

(a) Solved by autocorrelation method



(b) 局部相关性评估后的解算值

(b) Solved after applying local correlation evaluation

图 16 水箱壁回波速度解算值

Fig. 16 Echo velocity solution value of tank wall

度,因此可有效提高测流精确度。

同是使用局部相关性评估,对于同一个原始回波的解算,应用 2.2 节中提出的解算结果最优值检索方式后,计算量仅为未使用该方式的 22%,提高了运算速度,优化了局部相关性评估算法。

自相关算法解算时,由于解算时间窗没有严格取准,

没有解算到完整的壁回波,导致偏差过大。局部相关性评估在局部范围内找到了相关性最高的回波,大幅修正了解算值。最终静水中的解算值不为 0 可能是由于换能器谐振频率和使用数字正交参考信号的小偏差导致,该误差为系统误差,可以修正。

4.2 静水中湍流气泡回波实验

实际窄流层内水体散射粒子的特性复杂,还可能存在局部湍流现象,为模拟这种复杂情况得到的回波,验证局部相关性评估算法的效果,在水箱中置入气泡产生装置,可以持续产生气泡,测流波束水平照射气泡(图 17)。气泡在静水中上浮的同时在水平方向上也会有小幅度的随机运动,可以模拟实测中可能遇到的窄流层中的局部湍流现象。

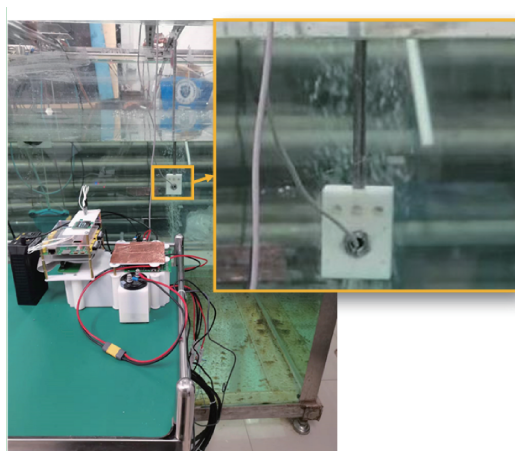


图 17 局部湍流场景

Fig. 17 Scene with local turbulence

自相关法解算得到了 2 000 个原始结果,每 20 个结果取均值作为一个样本点,得到了连续的 100 个样本点,如图 18(a) 所示,样本数据均值为 3.92 cm/s,与理论值存在一定的偏差,标准差为 1.26 cm/s,较为分散。使用 3.4 节提出的局部相关性评估算法后,得到了每个原始回波最精确的解算结果,同时选出了 1 000 个最好的原始结果,每 10 个点取均值作为一个样本点,如图 18(b) 所示,解算均值为 2.23 cm/s,明显更加接近理论值,样本数据标准差为 0.81 cm/s,分布明显集中。在模拟的湍流环境下,局部相关性评估法相对自相关算法精密度提高了约 37%,系统误差修正以后,解算准确度提高了约 77%,解算速度均值更接近壁回波解算值,验证了使用局部相关性评估法可有效应对湍流环境。

4.3 低信噪比时解算效果

采样率的下降将导致回波信噪比的下降^[23],对 4.2 节中采集到的回波下变频数据进行 8 : 1 降采样处理,让参与自相关运算的数据量减少为原来的 1/8。降采样后

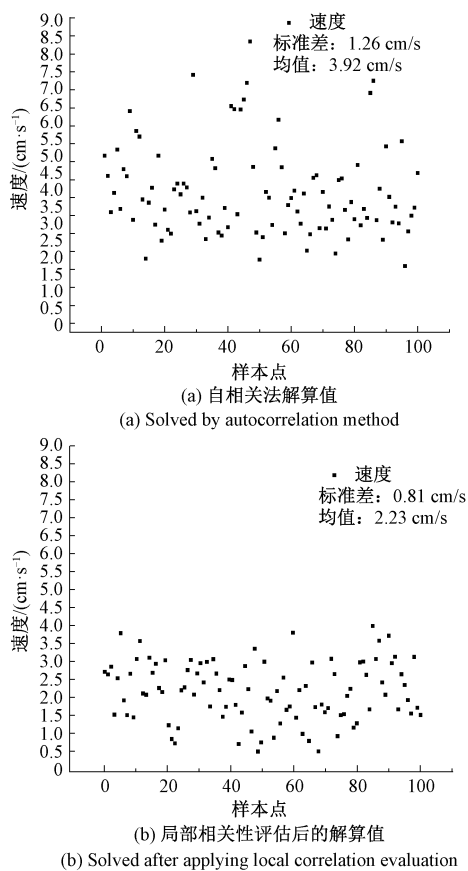


图 18 局部湍流情况下 100 个样本点测速值

Fig. 18 Velocity measurement values of 100 sample points in local turbulent environment

的处理结果如图 19 所示。

此时自相关法解算 100 个样本点的结果如图 19(a) 所示,解算标准差为 21.78 cm/s,均值为 5.02 cm/s,由于降采样导致回波相关性的降低,解算结果的精确度明显变差。用局部相关性评估算法解算,根据 2.2 节中的分析,降采样后各解算起点对应的 η 值均相对较低,如果每个样本点的解算结果直接取 η 最大值对应解算起点的解算值,结果如图 19(b) 所示,样本点分布更加分散,采样率降低后导致了湍流环境中干扰增强,造成了局部相关性评估算法的失灵,如果应用 2.2 节提出的解算结果最优值检索方式后,每个样本点的解算结果取 η 相对较大时对应解算起点区间的解算值均值,结果如图 19(c) 所示,标准差变为 7.32 cm/s,样本点分布明显集中,均值则变为 2.64 cm/s,更加接近理论值。系统误差修正以后,精密度和准确度分别提高了 66% 和 72%,验证了在处理低信噪比的原始信号时,取 η 相对较大时对应解算起点区间的解算值均值更能反映真实结果,提高测量的准确度。

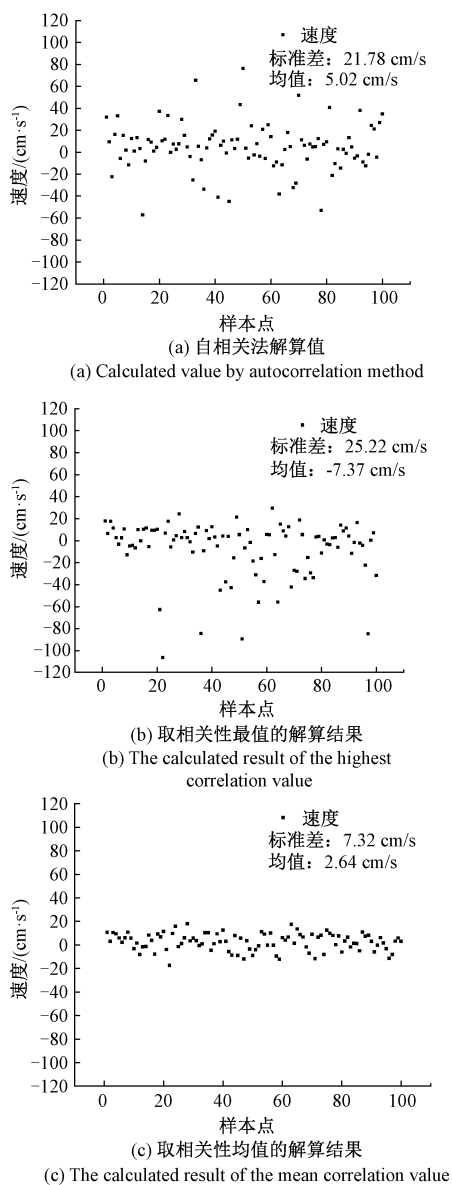


图 19 降采样后的测速值

Fig. 19 Velocity value after sampling reduction

4.4 径向速度验证实验

为验证带有径向流速时系统实时运行准确度,按照 2.3 节所述的方法进行了径向速度验证实验,设图 4 中的 $\angle 3$ 和 $\angle 5$ 分别为 30° 和 60° ,AD 长度为 300 mm;计算得到 AB 为 519.6 mm,DB 为 300 mm,根据 AB 和 DB 的长度设置好测量时间窗位置,此时在图 4 中 A 点和 D 点可以测到同一位置处不同声束-流速夹角的速度,实验结果如图 20 所示。

对比图 20(a) 和 (b),对于测得的两个速度,算法分别降低了测量结果的标准差,并且利用两次测量的标准差之比求解 $\angle 3$ 为 29.4° ,即提高了测量精密度,误差关系更符合理论预期;偏差修正后,用直接解算的速度代入

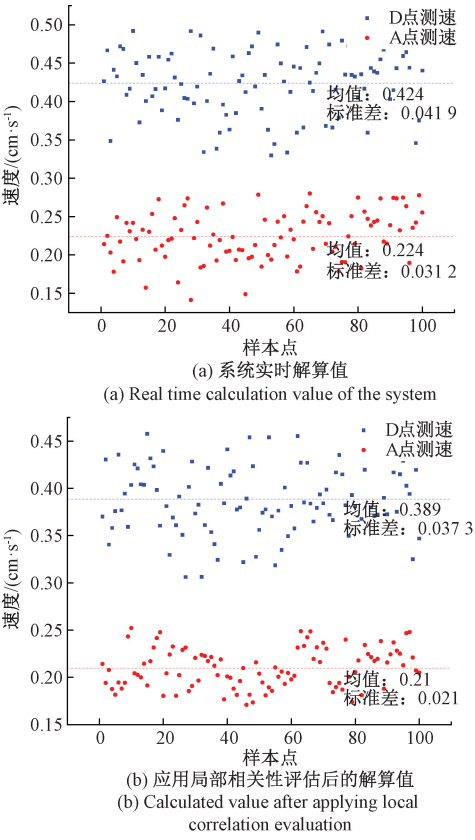


图 20 声束-流速夹角验证实验

Fig. 20 Beam angle verification experiment

式(9) 计算 $\angle 3$ 为 26.94° , 应用算法后计算 $\angle 3$ 为 27.40° , 更接近设定值 30° , 说明算法提高了测量的准确度。

需要注意的是声波在水中以球面形式传递, 声波传递起点具有一定开角, 随着声程的增加声能量的波面会变大, 进而导致声传播指向性变差、实际测量位置的误差变大等问题。波束开角的存在导致测流波束抵达目标点反射面时具有一定宽度, 导致测得的波形会有“过渡带”^[24], 过渡带在测底回波时现象最明显, 在实验中存在局部高密度的气泡时也会有这种现象存在。过渡带可以通过波形选择的方法被剔除, 通过 η 准则进行回波质量评估时也可以得到最准确的速度; 然而过渡带过大时将不容易在局部范围内找到 η 值较高的解算起点。实验中可以从 3 个方面缓解解算起点定位不准确的问题: 首先可以采用锐度角和波束宽度较小的换能器, 这种换能器具有良好的指向性, 可以减弱旁瓣泄露现象; 其次可以减小声程, 在开角一定时, 声程的缩减直接减小了测流点的波面面积, 能够减小过渡带并且增强回波信号的强度, 在进行浅水域测速时声程也不会过大; 最后, 适当增加回波评估的范围, 更大的检索范围将使解算起点有更大概率地选在稳定波形附近。

4.5 航船测量实验

为验证系统在大面积自然水域实用性, 在室外平静湖泊进行了如图 21 所示的简易航船实验。

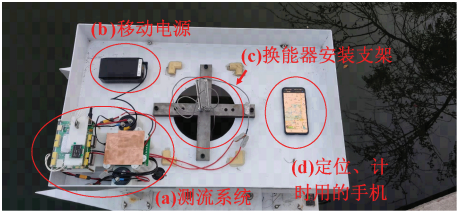


图 21 航船实验装置

Fig. 21 Ship experiment device

实验船缓慢匀速行至对岸掉头返回, 测量静水中贴近水面的连续 5 个流层相对速度分布, 测量方式如图 22 所示。

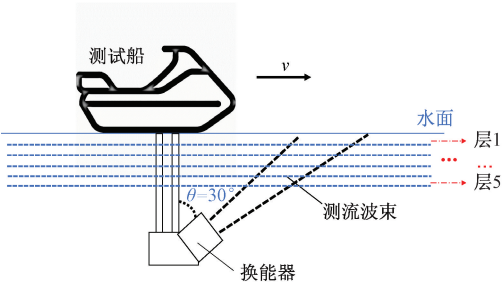


图 22 航船测量示意图

Fig. 22 Schematic diagram of ship experiment

实验总航程约为 205 m, 用时约 10 min 25 s, 5 个水层速度记录如图 23 所示, 图 23(a) ~ (e) 分别为连续的 5 个流层。

航船在开始和转向以及停船 3 个状态时, 船身抖动剧烈, 姿态不稳定, 所以几个水层测得的速度波动性变强。取返程平稳时间内的连续 100 个样本点 (第 600 ~ 700 个点), 用回波局部相关性评估方法修正, 对应的解算结果如表 1 所示。

表 1 航船实验速度解算值

Table 1 Calculated velocity of the ship				
层编号	自相关解算/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)		局部相关性评估解算/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	
	均值	标准差	均值	标准差
1	0.342	0.077	0.334	0.034
2	0.324	0.129	0.325	0.014
3	0.341	0.071	0.326	0.003
4	0.322	0.026	0.325	0.001
5	0.335	0.063	0.325	0.005

根据静水中的相对速度分布规律, 连续 5 个流层的速度应大致相等。解算结果显示, 使用局部相关性评估算法后, 各流层的标准差均降低, 解算精密度高, 最好可达 1 mm/s , 测得的各流层速度更加接近, 符合理论分

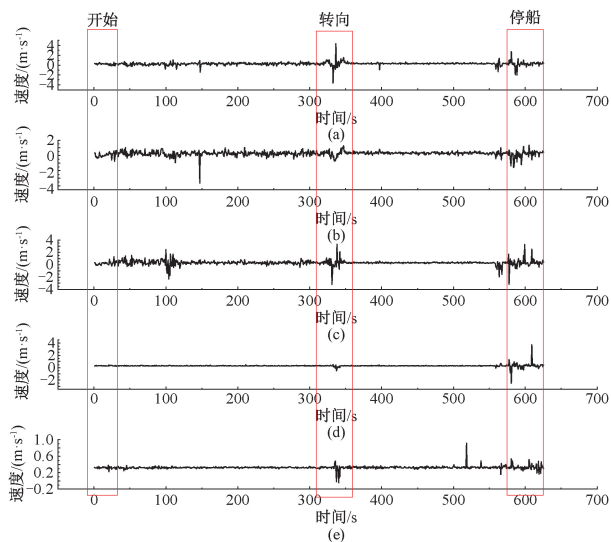


图 23 航船实验速度曲线

Fig. 23 Velocity curve of ship experiment

布,验证了该系统可以在实际的水域中完成流速测量。第 1 层与其他几层相差较大的原因可能是在水面反射时,水面轻微波动和反射介质突变导致反射特性变化。

5 结 论

本文设计了基于可编程 SoC 的数字宽带 ADCP 系统、提出了基于 η 准则的解算结果最优值检索方式、优化了局部相关性评估方法,并利用声束-流速夹角验证了径向流速的算法效果,最后开展了实测实验。系统在径向解算流层为 6.3 cm 前提下,测底精度可以达到 1.8 mm/s。湍流实验中的测流标准差为 1.5 cm/s,经过回波局部相关性评估处理后标准差可以减小到 1.1 cm/s,精密度提高 27%,准确度提高 77%,使测量结果更精确。在处理低信噪比回波时,算法可以将精密度提高 66%,解算准确度提高 72%,使低信噪比数据的解算结果接近高信噪比数据的解算结果。声束-流速夹角验证实验中,算法使测得的速度更稳定,并且根据速度计算出的角度更符合设定角度,说明在复杂环境中测量径向流速时,算法仍然有效。航船实测实验中,系统可以实现连续窄流层测流,应用算法后层间误差最小为 1 mm/s,测流标准差最小为 1 mm/s,接近理论分布。设计的优化方法从两方面提升了解算精确度:一方面利用起点检索找到了一段回波中解算最精确的起点位置;另一方面利用相关性筛选从采集的大量回波中选取了相关性较好的部分进行解调。设计的系统具有抗湍流干扰能力,并且具有一定实用性,非常适合浅水域测流。

参考文献

[1] WANIS P, BRUMLEY B, GAST J, et al. Sources of

measurement variance in broadband acoustic Doppler current profilers [C]. OCEANS, IEEE, 2010:1-5.

[2] REN Y, WU X F, TAO F, et al. Effect of peak power and pulse width on coherent Doppler wind lidar's SNR [J]. Instrumentation, 2022, 9(2): 26-32.

[3] CHI C, LI ZH H, LI Q H. Design of optimal multiple phase-coded signals for broadband acoustical Doppler current profiler [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2015, 41(2): 302-317.

[4] CHI C, VISHNU H, KOAY T B. Improving broadband acoustic Doppler current profiler with orthogonal coprime pulse pairs and robust Chinese remainder theorem [C]. 2018 OCEANS-MTS/IEEE Kobe Techno-Oceans (OTO). IEEE, 2018: 1-5.

[5] LIN Y J, YUAN F, CHENG E. Using orthogonal combined signals in broadband ADCP for improving velocity measurement [J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2020, 8(6): 450.

[6] YANG Y SH, FANG SH L. Dynamic optimization method for broadband ADCP waveform with environment constraints [J]. Sensors, 2021, 21(11): 3768.

[7] 王好贞, 杨媛, 魏小源, 等. Barker 编码激励超声导波在断轨检测中的应用 [J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(8): 101-108.

WANG H ZH, YANG Y, WEI X Y, et al. Application of Barker code excited ultrasonic guided waves in broken rail detection [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2020, 34(8): 101-108.

[8] 张建宏, 武锦辉, 刘吉, 等. 基于 FPGA 的多普勒雷达测速系统 [J]. 国外电子测量技术, 2019, 38(12): 72-75.

ZHANG J H, WU J H, LIU J, et al. Doppler radar velocity measurement system based on FPGA [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2019, 38(12): 72-75.

[9] YAN Y, CHEN SH L, ZENG ZH M. Broadband ADCP digital signal processing based on CIC filter banks [J]. Journal of Measurement Science and Instrumentation, 2019, 10(2): 116-125.

[10] 冯宏, 王忠康. 通用型高频宽带 ADCP 信号处理系统设计及实现 [J]. 声学技术, 2020, 39(1): 110-116.
FENG H, WANG ZH K. Design and implementation of universal high frequency broadband ADCP signal processing system [J]. Technical Acoustics, 2020, 39(1): 110-116.

[11] 田慧, 管雪元, 姜博文. 基于 Zynq 的数据采集系统的研究与设计 [J]. 电子测量技术, 2019, 42(2): 135-141.

TIAN H, GUAN X Y, JIANG B W. Research and design of data acquisition system based on Zynq [J].

- Electronic Measurement Technology, 2019, 42(2): 135-141.
- [12] SARANGPAPANI S. Multi-frequency phased array transducer for ADCP applications [C]. OCEANS 2022-Chennai. IEEE, 2022: 1-10.
- [13] 彭东立, 章寿涛, 程信羲, 等. 基于 DSP-FPGA 平台的 ADCP 高沙流量测量系统[J]. 声学技术, 2022, 41(2): 193-198.
PENG D L, ZHANG SH T, CHENG X X, et al. DSP-FPGA based ADCP system for high sediment concentration flow measurement [J]. Technical Acoustics, 2022, 41(2): 193-198.
- [14] 龚浪宇, 郭世旭, 张建渊. 基于 FPGA 的低噪声高保真数字水听器设计[J]. 传感技术学报, 2022, 35(2): 162-170.
GONG M Y, GUO SH X, ZHANG J Y. Design of low noise and high fidelity digital hydrophone [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2022, 35(2): 162-170.
- [15] 龚浪宇, 郭世旭, 田皓文. 基于 FPGA 的多波束声纳发射机与接收机模块化设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(1): 141-148.
GONG M Y, GUO SH X, TIAN H W. Modular design of multibeam sonar transmitter and receiver based on FPGA [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(1): 141-148.
- [16] CUI J, LI ZH H, LI Q H. Strong scattering targets separation based on fractional Fourier transformation impulse-to-pulse coherent acoustical Doppler current profilers [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2018, 44(2): 466-481.
- [17] YANG Y SH, FANG SH L. Improved velocity estimation method for Doppler sonar based on accuracy evaluation and selection [J]. Journal of Marine Science and Engineering, 2021, 9(6): 576.
- [18] 刘珍, 郭银景, 杨文健. 水下 FBMC 系统的离散导频信道估计技术研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(2): 179-185.
LIU ZH, GUO Y J, YANG W J. Research on discrete pilot channel estimation technology of underwater FBMC system [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(2): 179-185.
- [19] 侯文秀, 谭超, 鲍勇, 等. 液固两相介质多频超声粒径分布测量[J]. 仪器仪表学报, 2021, 42(10): 55-63.
HOU W X, TAN CH, BAO Y, et al. Particle size distribution measurement of liquid-solid two-phase medium with multi-frequency ultrasound [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2021, 42(10): 55-63.
- [20] LIU T, ZHANG X G, WANG Y X, et al. Sonar image registration and mosaic based on line detection and triangle matching [J]. Instrumentation, 2020, 7(2): 20-35.
- [21] 高家伟, 周天, 杜伟东, 等. 基于相位特征的多波束测深声呐多回波检测方法研究[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(8): 193-203.
GAO J W, ZHOU T, DU W D, et al. Research on the multi echo detection method of multi beam sounding sonar based on phase characteristics [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(8): 193-203.
- [22] 郭世旭, 杨泉杰, 王月兵, 等. 基于频偏应答的 ADCP 流速现场校准方法研究[J]. 计量学报, 2021, 42(1): 53-58.
GUO SH X, YANG X J, WANG Y B, et al. Research on field calibration method of ADCP velocity based on frequency offset response [J]. Acta Metrologica Sinica, 2021, 42(1): 53-58.
- [23] 范铮华. ADCP 瞬时径向流速测量技术研究[D]. 南京: 东南大学, 2015.
FAN ZH H. Study on ADCP instantaneous radial velocity measurement technology [D]. Nanjing: Southeast University, 2015.
- [24] 杨永寿. 环境适应性声学多普勒测流方法研究[D]. 南京: 东南大学, 2021.
YANG Y SH. Theory and implementation of acoustic Doppler flow measurement with environmental adaptability [D]. Nanjing: Southeast University, 2021.

作者简介



李佳润, 2020 年于中国石油大学(华东)获得学士学位, 现为天津大学精密仪器与光电子工程学院硕士研究生, 主要研究方向为嵌入式硬件系统和水声学信号处理。
E-mail: lijiarun1998@163.com

Li Jiarun received his B. Sc. degree from China University of Petroleum (East China) in 2020. Now he is a M. Sc. candidate in the School of Precision Instruments and Opto-Electronics Engineering at Tianjin University. His main research interests include embedded hardware system and underwater acoustic signal processing.



陈世利(通信作者), 分别在 1997 年和 2003 年于天津大学获得学士和博士学位, 现为天津大学精密仪器与光电子工程学院副教授, 主要研究方向为无损检测技术、管道泄露检测。
E-mail: slchen@tju.edu.cn

Chen Shili (Corresponding author) received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Tianjin University in 1997 and 2003, respectively. Now he is an associate professor in the School of Precision Instruments and Opto-Electronics Engineering at Tianjin University. His main research interests include non-destructive testing and pipeline leak detection.