

基于 TIADC 的宽量程高精度流速测量

叶忠辉, 汪鹏君*, 蒋志迪, 王 康

(宁波大学 电路与系统研究所, 浙江 宁波 315211)

摘要: 通过对声学多普勒测速理论的研究, 结合时间交替采样(Time-interleaved Analog to Digital Converter, TIADC)结构, 提出了一种无模糊并行复相关的测流方法. 该方法首先对回波信号进行 TIADC 采样, 并利用互谱插值估计回波信号的时延, 粗测流速; 然后结合 TIADC 多通道特性, 采用并行复相关估计频偏量; 再以时延测量流速作为修正依据, 实现流速无模糊测量; 最后进行实验验证. 结果证明该方法不仅测速正确、测流量程大, 而且精度高、抗干扰能力强.

关键词: 宽带复相关; 时间交替采样; 宽量程; 抗干扰

中图分类号: TP274

文献标志码: A

文章编号: 1001-5132 (2016) 04-0044-06

随着资源日益匮乏, 开发海洋资源成为经济发展的急迫需求. 海流是海洋环境的重要参数, 也作为海洋活动的重要依据, 通常采用声学多普勒海流计进行测量^[1]. 多普勒测流利用发射脉冲信号在随水流运动产生的多普勒频偏来计算流速. 发射脉冲经水体碰撞后的回波信号是一个含噪声的随机信号, 回波强度、噪声干扰和传播损耗等都会影响测流的精度^[2]. 而宽带复相关技术通过发射伪随机相位编码脉冲信号、采样并构造复信号序列, 再对复序列作相关运算, 滤除噪声的干扰. 该技术具有较高的测量精度, 同时也有效地解决了窄带技术在空间和时间分辨率中的矛盾. 但由于复相关函数的相位函数具有周期性, 流速的测量范围受到了限制^[3-4]. 因此, 研究既满足量程宽, 又达到精度高的测流方法具有重要意义.

宽带多普勒测流由发射端发射相位编码信号, 接收端对回波信号进行滤波、采样和复相关处理, 并由多普勒频偏计算流速. 文献[5]通过对宽带多普勒海流计测速方法的研究, 证明子脉冲长度越大, 测流精度越高, 但测流量程减小, 且存在量程受限问题. 文献[6]采用复相关算法实现多普勒频偏的测量研究, 结果表明提高信号采样率可以提

高频偏的估计精度, 而采样率的提高也会增大复相关的运算量.

本文在宽带多普勒测流结构的基础上, 提出一种无模糊的并行复相关测流方法. 首先对回波信号进行时间交替采样(Time-interleaved Analog to Digital Converter, TIADC), TIADC 采用 N 片独立的模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)组成采样率为 f_s 的采样电路, 每路 ADC 的采样率为 f_s/N , 相邻两片 ADC 的采样时钟相位差为 $2\pi/N$; 再将 N 路 ADC 的采样数据重组成一路采样率的数据输出^[7]. 时间交替采样能有效地提高信号的采样率, 并进一步提高测流的精度. 结合 TIADC 多路并行特点, 采用并行复相关处理, 提高系统计算能力; 然后采用互谱插值估计回波信号的时延差, 以粗测的流速作为修正参考量, 解决量程受限问题; 最后对所提出的测流方法进行实验验证.

1 多普勒测速原理

多普勒海流计重复发射多个脉冲信号, 发射信号采用伪随机码进行二相编码调制, 经水中散射体散射回来, 在接收端被接收并作相应处理. 由于多普勒效应, 回波信号不仅存在时延, 且在时间

收稿日期: 2015-09-18.

宁波大学学报(理工版)网址: <http://journalg.nbu.edu.cn/>

基金项目: 国家高技术研究发展计划(863计划)(2012AA091802); 国家级星火计划项目(2014GA701019); 浙江省科技计划(2013C31019).

第一作者: 叶忠辉(1990-), 男, 江西上饶人, 在读硕士研究生, 主要研究方向: 信号处理和嵌入式设计. E-mail: yolanda_yzh@126.com

*通信作者: 汪鹏君(1966-), 男, 浙江奉化人, 教授, 主要研究方向: 电路设计及理论. E-mail: wangpengjun@nbu.edu.cn

尺度上有压缩或者扩展. 引入多普勒因子 k , 回波信号可表示为^[8]:

$$r(t) = s((1+k)t) + n(t), \quad (1)$$

其中: $k=v/c$, v 为流速, c 为水中的声速; t 为时间; $n(t)$ 为白噪声信号; $s(t)$ 为调制脉冲信号.

引入多普勒因子对回波信号进行重采样, 可减小信号因压缩或扩展产生的影响. 由于回波信号与噪声信号互不相关, 传输信道平稳, 对于单个回波信号, 其功率谱具有对称性. 采用平均频率来估计回波信号的中心频率是无偏的, 根据 Wiener-Khinchin 定理^[6]可得平均频率:

$$\bar{f} = \frac{1}{2\pi j} \left(\frac{d}{d\tau} [R(\tau)] \right)_{\tau=0} / R(0) = \frac{1}{2\pi \tau} \text{Arg}[\tau], \quad (2)$$

其中: $\tau = L\Delta t$, Δt 为码元宽度, L 为码元数; $R(\tau)$ 为回波信号复相关函数; $\text{Arg}[\cdot]$ 为求取复相关函数的相位角.

通过式(2)可计算回波信号的频偏量, 假设频偏量为 f_d , 其与流速 v 存在如下关系^[9]:

$$v = f_d \cdot \frac{c}{2f_0}, \quad (3)$$

其中: f_0 为发射载波信号的频率.

由式(3)知, 流速的测量精度取决于回波信号频偏量的测量精度. 复相关测频利用复相关运算, 避免了噪声信号的干扰, 具有较好的抗干扰性能. 而利用宽带复相关处理技术, 通过增加发射信号的带宽, 可提高测速精度和稳定性.

2 TIADC 结构的流速测量

接收信号经放大、滤波、TIADC 采样, 再进行复相关处理. 由于复相关函数的相位函数具有周期性, 限制了复相关算法的测频范围. 为了满足宽量程、高精度的测量, 在原有的测流系统上对信号处理做出如下改进: 利用互谱插值法粗测速度, 辅助复相关算法改进测量范围; 采用 TIADC 采样提高信号采样率, 结合 TIADC 多路特点, 利用并行复相关计算流速, 提高系统计算能力.

2.1 并行复相关运算

回波信号经过一系列预处理, 再经 TIADC 采样得到离散样本序列 $X(n)$. 对于观测样本, 延迟为

τ 个采样周期的复相关函数为^[6]:

$$R(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N X(n+l_\tau) X^*(n), \quad (4)$$

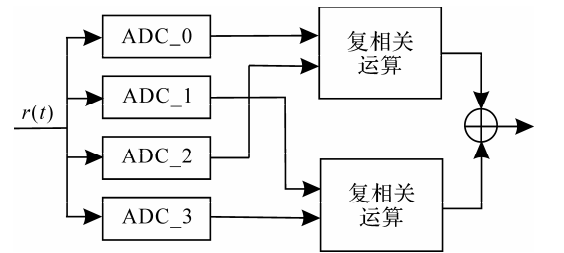
其中: l_τ 为复相关运算的时延值, N 为复相关运算点数, $X^*(n)$ 为 $X(n)$ 的复共轭表示形式.

四通道 ADC 对回波信号进行 TIADC 采样, 再进行宽带复相关处理. 由于脉冲宽度增加, 采用复相关函数来表征信号的特性就需要增大复相关运算点数. 在 TIADC 采样下, 样本点数和采样率的增大都增加了复相关处理的计算量. 为提高系统的实时性, 结合 TIADC 采样结构, 将采样数据分为奇偶两个序列, 其中 $X(n')$ 表示奇复序列, $X(n'')$ 表示偶复序列, 两路并行运算, 则复相关函数可以变形为:

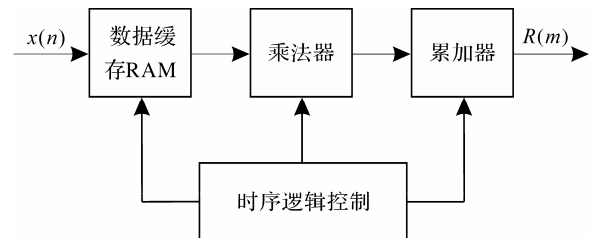
$$R(\tau) = \frac{1}{N'} \left(\sum_{n'=1}^{N'} X(n'+l_\tau/2) X^*(n') \right) + \frac{1}{N''} \left(\sum_{n''=1}^{N''} X(n''+l_\tau/2) X^*(n'') \right), \quad (5)$$

其中: N' 为奇序列复相关运算点数, N'' 为偶序列复相关运算点数.

由式(5)知, 与单通道复相关运算相比较, 并行复相关运算长度缩短一半. 基于 TIADC 采样结构的并行复相关设计如图 1 所示.



(a) TIADC 采样结构的并行复相关实现



(b) 复相关运算实现框图

图 1 TIADC 结构的并行复相关处理框图

由图 1(a)可知, 回波信号在四通道 ADC 采样下, 采样数据分奇偶通道拼接, 得到奇偶序列 $X(n')$ 和 $X(n'')$. 复相关运算实现框图如图 1(b)所

示. 采样的数据先通过 RAM 缓存, 再作乘法运算和加法运算. 完成一次复相关运算仅需进行 4 次乘法运算和 2 次加法运算, 运算量小, 且硬件易于实现. 复相关计算量随着点数的增加而增大, 当脉冲长度一定时, 提高采样率, 采样点数相应增大, 运算量也随之增大. 采用并行复相关有效地减小了单通道的计算量, 可快速得到回波信号的复相关函数, 并通过其相位函数计算频偏量.

在算法的硬件实现中, 复相关运算的延迟量取 m 个点, 其频率估计可表示为^[10]:

$$f_d = \frac{1}{2\pi m} \tan^{-1} \frac{\text{Im} R(m)}{\text{Re} R(m)}, \quad (6)$$

其中: m 取相干重复周期, $m = f_s \tau$; $\text{Im} R(m)$ 表示复相关函数虚部; $\text{Re} R(m)$ 表示复相关函数实部.

TIADC 采样提高信号采样率, 结合采样电路的并行特点, 利用并行复相关运算, 以减小数据处理时间, 提升系统的实时性.

2.2 模糊速度修正

由于复相关测频的相位函数具有周期性, 测量范围受到限制. 由式(2)和式(3)可知, 流速测量范围 $v \in [-c/4f_0L\Delta t, c/4f_0L\Delta t]$. 当实际速度在量程外, 就会出现速度模糊问题. 为增大测流量程, 采用互谱插值估计回波信号前后脉冲的时延差, 并粗测流速, 将其作为修正流速区间的判断依据.

假设编码子序列间隔 T , 发射频率 f_0 , 在接收端对回波信号进行自相关处理. 在理想情况下, 回波信号自相关函数的第一旁瓣峰值出现在 $l_1=T$ 处, 而当发生多普勒时延后, 自相关函数第一旁瓣峰值会出现在 $l_2=T+\Delta T$ 处. 多普勒时延值与频偏具有如下关系:

$$\Delta T = \frac{-f_d}{f_d + f_0} T. \quad (7)$$

根据式(3), 在 $v \ll c$ 情况下, 可测得流速, 即 $v_z = c\Delta T / (-2T)$.

由式(8)可知, 通过回波信号的时延值可计算出流速, 且测量范围不受限制. 流速的测量精度取决于时延估计精度, 精确的时延估计对系统采样率要求很高, 难以实现高精度估计. 但可采用时延估计法大致测量流速值, 辅助复相关算法的精确测量, 解决测量范围受限问题. 为了减小时延估计运算量, 只需对自相关函数第一旁瓣的一定区

内进行处理. 设计采用互谱插值实现时延估计, 在算法上可提高时延估计精度. 互谱插值原理是将复相关函数的频谱在频域上作伸展, 而逆变换的时域波形不会发生改变, 也不会带来新的误差. 在硬件实现上, 先对回波信号的采样序列作快速傅里叶(FFT)运算, 求得回波信号频谱; 再通过复数乘法运算, 得到回波信号的复相关函数频谱; 然后采用 SRAM 实现数据缓存, 并在读取中完成插值运算; 最后对插值处理后的复相关函数频谱作逆变换, 求得时域的相关函数, 并确定时延值.

通过时延值计算流速, 并将估算的流速值作为模糊区间的判断依据, 结合复相关测量的流速值, 则流速计算公式可以修正为:

$$V = v_c + 2\alpha v_{\max}, \quad \alpha = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (9)$$

其中: $v_{\max} = c/4f_0T$ 为模糊速度, v_c 为复相关测流值, $\alpha = [(v_z - v_c)/(2v_{\max})]$.

互谱插值对复相关函数频谱进行补零拓展, 可提高相关函数峰值在时域的分辨率, 相应地提高时延估计精度, 减小 α 值的误判概率. 该修正方法在不影响复相关测流精度的情况下, 通过较小的硬件资源, 增大流速的测量范围.

3 TIADC 结构的测流系统

回波信号数字处理电路主要由四通道采样电路、复相关测流电路和辅助流速修正电路组成. 通过改进回波信号的流速测量设计, 从而实现一种宽量程高精度的流速测量方案. 基于 TIADC 采样的流速测量处理系统框架如图 2 所示.

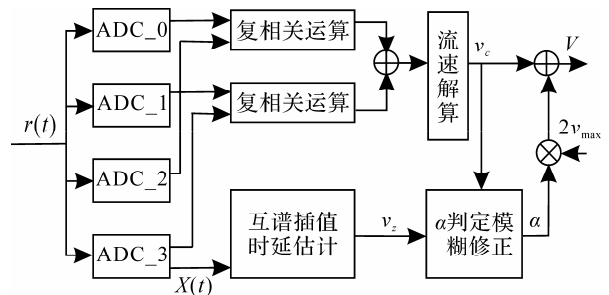


图 2 TIADC 采样结构的改进测流框架

回波信号经放大、混频和滤波处理后, 进行 TIADC 采样. 四通道 ADC 组成测流系统的采样电路, 各通道 ADC 工作在同频等相位差的采样时钟下, 实现回波信号的交替采样. 结合多路 ADC 并

行特点,将采样数据分为两路处理,实现并行复相关运算,从而提升系统计算速度.通过复相关运算得到回波信号的复相关函数,再利用流速解算器得到相位角和频偏量,进而得到流速值.由于复相关测频范围的局限性,采样数据还进行互谱插值时延估计处理.通过估计多普勒时延来测量流速值,利用粗测的流速辅助复相关设计.通过互谱时延计算速度可判定流速的大小区间,再与复相关测得流速值进行比较,可得到修正参数 α .结合最大模糊速度,并修正流速测量公式,最后可测得实际流速.

4 实验结果与分析

本文设计由四通道ADC组成采样电路,对回波信号进行时间交替数据采集.发射信号为宽带脉冲信号,载波频率 f_0 为1.5 MHz,采用m序列调制,每个子脉冲码元数为15,每个码元宽度为6.6667 μs ,单个码元填充10周期脉冲,每个子序列长度 $T=100 \mu\text{s}$,声波在水中传播速度 c 取1500 $\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$.采样频率 $f_s=4f_0$,复相关测量极限速度 $v_{\max}=2.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$,加高斯白噪声作模拟干扰源,信噪比可控.

m序列编码形式为: $m(15)=\{1;-1;-1;-1;1;-1;-1;1;1;-1;1;-1;1;1\}$,设定流速为 $1.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$,信噪比为3 dB.图3(a)为调制发射二相脉冲编码信号,图3(b)

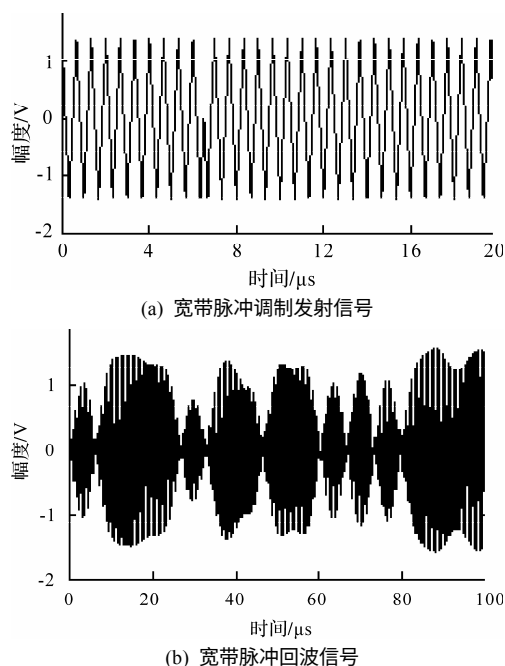


图3 宽带脉冲调制发射信号和回波信号

为重构宽带脉冲回波信号.

在接收端对图3(b)回波信号进行采样和并行复相关处理.同时对回波信号作自相关运算,判断流速值的大小区间.自相关函数波形如图4所示.

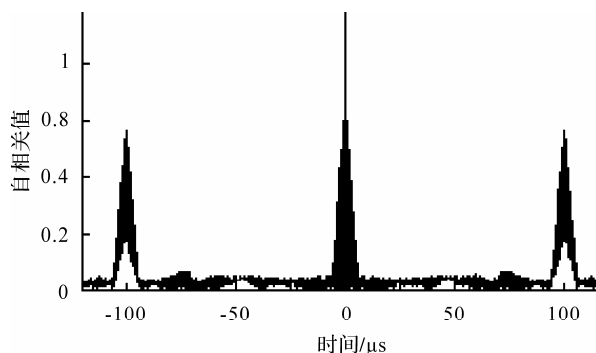
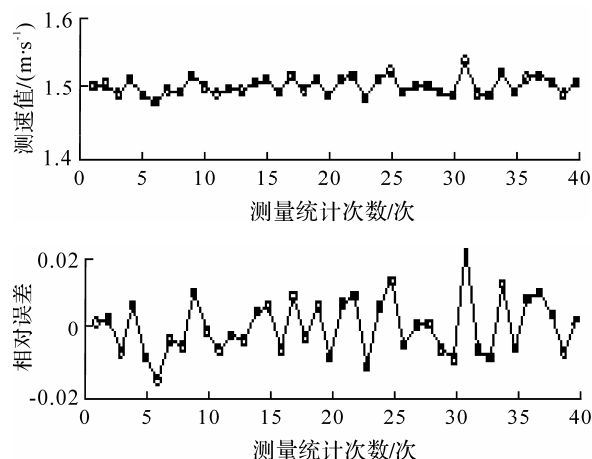


图4 回波信号自相关函数波形

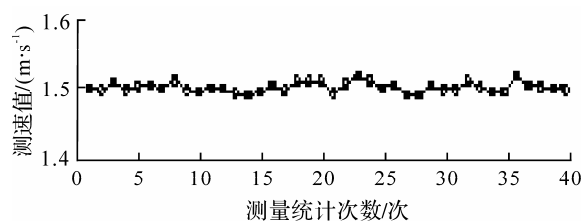
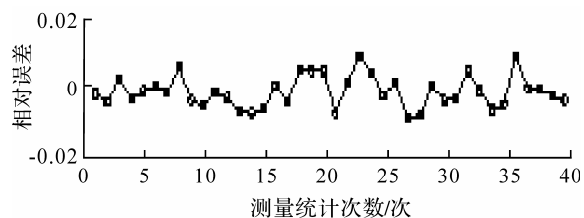
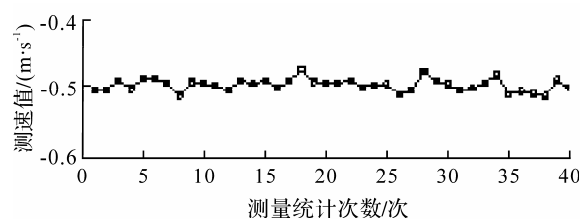
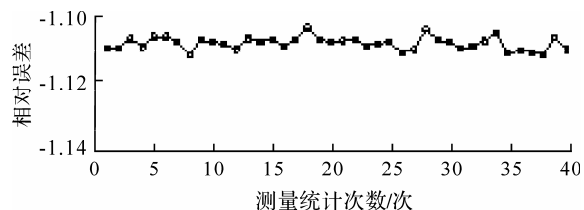
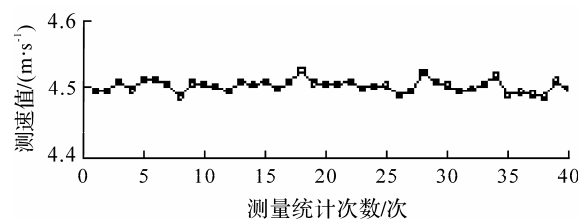
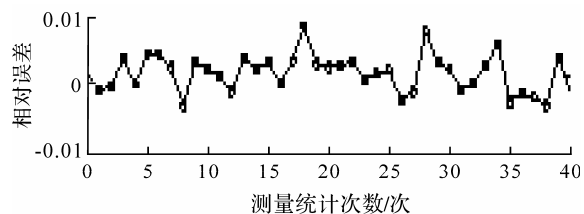
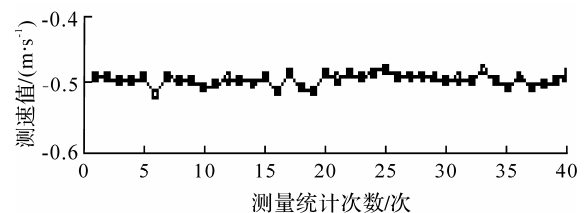
当回波信号无偏时,第一旁瓣峰值在 $t_1=100 \mu\text{s}$ 处,由于多普勒效应的存在,出现峰值的位置发生变化.通过提取多普勒时延差,进而测得流速.时延值在微秒量级,通过插值处理可提高相关峰值的分辨率,减少 α 大小误判的概率.

设定待测速度 $1.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 和 $4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$,分别在信噪比为0 dB和3 dB下,进行40次蒙特卡罗实验仿真,测量结果如图5所示.

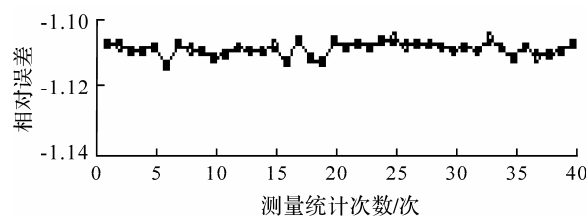
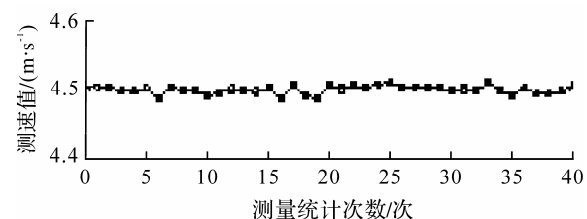
图5(a)和图5(b)为流速 $v=1.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 在0 dB和3 dB下的测量结果.图5(d)和图5(f)为流速 $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 在0 dB和3 dB下的测量结果.从测量结果可知,在0 dB下的测量相对误差不大于2%,3 dB下的测量相对误差小于1%,流速测量结果准确.图5(c)和图5(e)为流速 $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 在0 dB和3 dB下的未修正复相关测量结果,作为实验对照组,结合图



(a) 0 dB下, $v=1.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 测量结果

(b) 3 dB 下, $v=1.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 测量结果(b) 3 dB 下, $v=1.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 测量结果(c) 0 dB 下, $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 未修正测量结果(c) 0 dB 下, $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 未修正测量结果(d) 0 dB 下, $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 修正测量结果(d) 0 dB 下, $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 修正测量结果

测量统计次数/次

(e) 3 dB 下, $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 未修正测量结果

测量统计次数/次

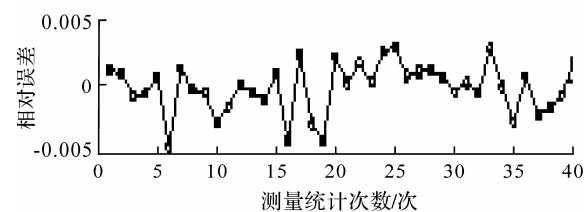
(f) 3 dB 下, $v=4.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 修正测量结果

图 5 不同 SNR 下, 不同流速的测量值及其相对误差 5(d)和图 5(f)的测量结果, 实验表明流速测量范围得到有效修正, 测量量程增大, 测量流速准确。

为了研究复相关测流的抗噪性能, 在不同信噪比下, 对设定速度 $v=1.5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ 进行流速测量仿真, 结果如图 6 所示。

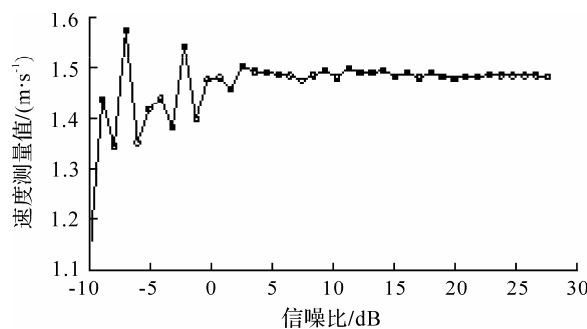


图 6 信噪比对流速测量的影响

结果表明, 信噪比低于 0 dB 时, 测量结果在真值上下波动较大, 稳定性较差。当信噪比大于 0 dB, 该方法的测量精度高, 抗干扰能力强。

5 结论

本文基于高采样率的 TIADC 结构, 采用互谱插值估计时延得到流速, 改进测量量程, 并行复相关测量流速精度高, 计算速度快, 结合两种算法的

优势特点, 实现了宽量程、高精度的测量设计. 互谱插值法对自相关时延区间作插值处理, 可提高时延估计精度, 保证速度修正的准确性. 利用并行复相关提高数据处理能力, 可避免运算量影响系统实时性. 实验结果表明, 通过改进信号处理方法, 测量范围扩大, 且精度高, 抗干扰能力强. 该方法可满足大量程、高精度的应用需求, 为实现宽量程、高精度的深海海流计设计提供了技术支持.

参考文献:

- [1] 马海涛, 彭东立, 王华亮, 等. 宽带多普勒技术中模糊速度处理方法改进[J]. 声学学报, 2011, 36(2):226-230.
- [2] 张维全, 王小宁, 彭东立. 宽带声学多普勒流速剖面仪作用距离估计[J]. 声学技术, 2010, 29(4):442-446.
- [3] MAKARATAT K, BROWN T W C, STAVROU S, et al. Complex correlation on linear array angle-of-arrival estimation measurement of ultra wideband propagation channels[J]. The Institution of Engineering and Technology, 2010, 4(9):1354-1369.
- [4] 蒋为. 一种基于相关系数的频率估计算法[J]. 微波学报, 2012, 28(2):49-52.
- [5] 韩礼波, 沈斌坚. 宽带多普勒海流计测速方法研究[J]. 声学与电子工程, 2014, 28(2):21-24.
- [6] 徐世军, 许伟杰. 复相关法测频的硬件实现[J]. 声学技术, 2009, 28(2):180-183.
- [7] 杨扩军, 田书林. 基于 TIADC 的 20GS/s 高速数据采集系统[J]. 仪器仪表学报, 2014, 35(4):841-849.
- [8] 黄雄飞, 苑秉成, 陈喜. 宽带多普勒声呐信号频谱特性分析[J]. 应用声学, 2009, 28(4):278-282.
- [9] 马淳燕. 宽带相控多普勒测速技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2009.
- [10] 石靖鹏, 彭东立, 朱安珏. OMAP 平台嵌入式声学多普勒流速剖面仪系统设计与实现[J]. 声学技术, 2014, 33(3):199-203.

TIADC-based Current Measurement with Wide Range and High Accuracy

YE Zhong-hui, WANG Peng-jun*, JIANG Zhi-di, WANG Kang
(Institute of Circuits and Systems, Ningbo University, Ningbo 315211, China)

Abstract: In this paper, combined with time-interleaved analog to digital converter acquisition structure, a current measurement method without ambiguous boundary is proposed based on parallel broad-band complex correlation by studying the complex correlation algorithm and Acoustic Doppler current measuring theory. Firstly, TIADC is adopted to increase the sampling rate. Cross-spectral is used to estimate the time-delay of echo signal and to measure flow velocity roughly. Secondly, parallel complex correlation is applied to estimate frequency offset with TIADC characteristics. Further, the rough velocity is introduced to solve velocity ambiguity. Finally, the testing results show that the method can not only achieve correct flow velocity measurement of wide range, but also improve calculation precision with strong anti-interference performance.

Key words: broad-band complex correlation; time-interleaved ADC; wide range; anti-interference

(责任编辑 史小丽)