

# 声学多普勒流速快速测量的设计

张羽,李永倩,鲍帅,范寒柏

(华北电力大学 电气与电子工程学院,河北 保定 071000)

**摘要:** 传统的多普勒流速剖面测量仪将混频正交与低通滤波在软件中实现,存在测量时间长、精度不高等问题。为解决上述问题,采用运算速度更快、内存容量更大的 STM32H743 单片机作为主控芯片,同时设计了将信号混频、正交与 FIR 低通滤波在硬件电路中实现的多普勒流速剖面仪,这样大大减少了 CPU 的运算时间,提高了测量精度。运用 FFT 算法进行信号质量分析,利用自相关算法计算出各层流速。通过试验,对测得的多普勒频偏以及流速进行分析,结果表明,系统的设计满足在实际小型河流中的精确测量,具有可行性。

**关键词:** 正交混频;多普勒流速剖面仪;质量分析;自相关算法

中图分类号: TN913

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.200546

中文引用格式: 张羽,李永倩,鲍帅,等. 声学多普勒流速快速测量的设计[J]. 电子技术应用, 2021, 47(5): 54-58.

英文引用格式: Zhang Yu, Li Yongqian, Bao Shuai, et al. Design of rapid measurement of acoustic Doppler velocity[J]. Application of Electronic Technique, 2021, 47(5): 54-58.

## Design of rapid measurement of acoustic Doppler velocity

Zhang Yu, Li Yongqian, Bao Shuai, Fan Hanbai

(College of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071000, China)

**Abstract:** In traditional Doppler velocity measurement, mixing quadrature and low-pass filtering are generally implemented in software, which results in relatively long measurement time and low accuracy. In order to solve the above-mentioned, STM32H743 single chip computer with faster operation speed and larger memory capacity has been used as the main control chip, and a Doppler velocity profiler is designed by using signal mixing, orthogonal and FIR low-pass filtering in the hardware circuit, which greatly reduces the CPU operation time and improves the measurement efficiency. At the same time, FFT algorithm has been used to analyze the signal quality, and autocorrelation algorithm has been used to calculate the velocity of each layer. Through the experiment, the frequency deviation and velocity are analyzed. The results show that the design of the system can meet the requirements of accurate measurement in actual small streams, and it is feasible.

**Key words:** orthogonal mixing; Doppler velocity profiler; quality analysis; autocorrelation algorithm

### 0 引言

传统的声学多普勒流速剖面仪(Acoustic Doppler Current Profiler, ADCP)在单片机内部进行正交变换、FIR 滤波来获取多普勒频偏信号的实部和虚部,最后通过自相关算法计算出多普勒频偏,得出流速,由于正交变换和 FIR 滤波等均在软件中完成,因此数据处理的时间较长,并且硬件电路需要外扩 SRAM,不便于电路设计,成本也较高<sup>[1]</sup>。本系统采用内存 1 MB、主频高达 400 MHz 的 STM32H743 作为 CPU,无需外部 SRAM<sup>[2]</sup>,并将回波信号的正交变换以及 FIR 低通滤波在硬件电路中实现,通过单片机内部 16 bit 的 A/D 转换器,同时对两路正交信号进行采样,这样数据处理的速度显著提高,测量的精度也进一步提高,在实际工程中具有很强的实用性。

### 1 系统的构成及应用原理

多普勒流速剖面测量系统主要由电源系统、发射系

统、接收系统、混频滤波系统、正交变换系统、数据采集系统以及通信系统等组成<sup>[3]</sup>。单片机驱动换能器向水中发射超声波,超声波遇到水中的小颗粒发生漫反射,回波信号经接收匹配电路、LC 选频放大电路、二级放大电路后,进入中频混频器与本振信号混频得到中频信号,对中频信号进行选频放大、正交处理后,经过低通滤波器后得到多普勒频偏,进入单片机进行 A/D 信号采集处理,运算处理完成后,通过 Modbus 协议进行数据输出<sup>[4]</sup>。

#### 1.1 系统构成

如图 1 所示,单片机通过产生两路带死区控制的 PWM 波,经 H 桥驱动电路以及变压器匹配电路驱动 2 MHz 的换能器周期性发射超声波<sup>[5]</sup>,利用多普勒效应,发射出的超声波遇到水中的小颗粒发生漫反射,此时接收到的回波信号的频率为  $f_i + \Delta f$ ,其中  $f_i = 2 \text{ MHz}$  为发射信号,

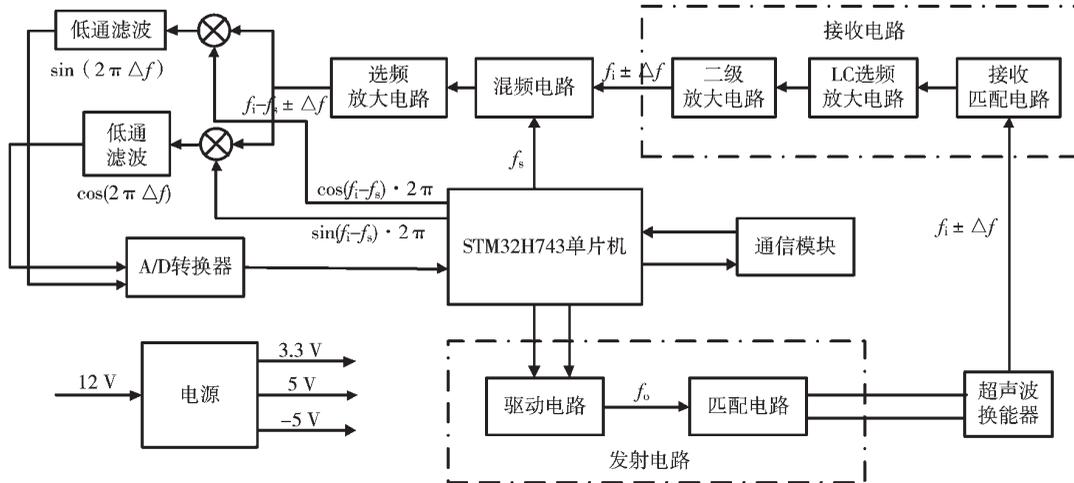


图1 系统构成图

$\Delta f$  为多普勒频偏, 回波信号幅值为微伏级。经过 LC 选频放大和二级放大电路后进入到混频器电路, 在混频器中与  $f_s=1.55$  MHz 本振信号参与混频, 经过 LC 选频放大电路后得中频信号<sup>[6]</sup>。将该信号一分为二, 通过与单片机产生的两路正交信号  $\cos(f_i - f_s) \cdot 2\pi$ 、 $\sin(f_i - f_s) \cdot 2\pi$  经过乘法器混频, 再通过低通滤波器滤波, 得到两路频率为  $\cos(2\pi \cdot \Delta f)$ 、 $\sin(2\pi \cdot \Delta f)$  的信号, 经过单片机 A/D 转换器同时对两路信号采集, 得到多普勒频偏信号  $\Delta f$  的实部和虚部, 最终经过自相关算法运算, 计算出多普勒频偏  $\Delta f$ , 得出各层流速<sup>[7]</sup>。

### 1.2 开关混频原理

设输入信号为:

$$S_1(t) = \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \quad (1)$$

本振信号为:

$$S_2(t) = \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \quad (2)$$

取与本振信号同频的方波信号为  $S_1'(t)$ , 则有:

$$S_1'(t) = \begin{cases} 1, & \left(k - \frac{1}{4}\right)T \leq t \leq \left(k + \frac{1}{4}\right)T \\ -1, & \left(k + \frac{1}{4}\right)T < t \leq \left(k + \frac{3}{4}\right)T \end{cases} \quad (3)$$

将其傅里叶级数展开为:

$$S_1'(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4\sin \frac{n\pi}{2}}{n\pi} \cos n\omega_2 t \quad (4)$$

显然, 式(4)是以  $\omega_2$  为基波的多次谐波的集合, 因此, 将输入信号与方波信号的混频可以写成:

$$S_1(t) \times S_1'(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \times \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4\sin \frac{n\pi}{2}}{n\pi} \cos n\omega_2 t = A \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2\sin \frac{n\pi}{2}}{n\pi} \{ \cos[n(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1] + \cos[n(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_1] \} \quad (5)$$

经低通滤波器后可得:

$$\text{LPF}[S_1(t) \times S_1'(t)] = \frac{2A}{n\pi} \cos[n(\omega_1 - \omega_2)t + \varphi_1] \quad (6)$$

由式(6)可以得出, 经低通滤波后的信号幅值和相位与输入信号相同, 频率为输入信号与方波频率的差值, 这样就达到了混频的作用<sup>[8]</sup>。

### 1.3 自相关算法

设复信号  $H(t)$  的实部为:

$$r(t) = A \cos \omega_1 t \quad (7)$$

虚部为:

$$i(t) = A \sin \omega_1 t \quad (8)$$

其中,  $A$  为信号幅值,  $\omega_1$  为频移角频率, 采样点为  $n$ , 采样周期为  $\tau$ , 则有以下公式<sup>[9]</sup>:

$$S_r = \sum_{\tau=1}^n \{ r(n\tau) i[(n+1)\tau] - i(n\tau) r[(n+1)\tau] \} \quad (9)$$

$$S_i = \sum_{\tau=1}^n \{ r(n\tau) r[(n+1)\tau] + i(n\tau) i[(n+1)\tau] \} \quad (10)$$

实际信号包含有一定的噪声, 因此设待测信号为  $S(t)$ , 噪声为  $n(t)$ , 可得:

$$S(t) = H(t) + n(t) \quad (11)$$

该信号的自相关函数表示为:

$$R_S(\tau) = R_H(\tau) + R_n(\tau) \quad (12)$$

将  $R_S(\tau)$  用极坐标的方式表示为:

$$R_S(\tau) = A_x(\tau) e^{j\varphi_x(\tau)} \quad (13)$$

其中:

$$\varphi_x(\tau) = \arctan \frac{\text{Im} R_S(\tau)}{\text{Re} R_S(\tau)} \quad (14)$$

因此, 利用上述公式进行一阶矩估算, 可得频偏计算公式为:

$$f = \frac{1}{2\pi\tau} \arctan(S_r/S_i) \quad (15)$$

## 2 硬件电路设计

采用 STM32H743 型单片机, 内部资源十分丰富, 无需外扩 SRAM, 可简化电路, 采用硬件正交与滤波电路,

计算速度大大提高。硬件部分的核心设计包括混频中放电路、正交混频电路。其中混频中放电路采用 SA637 芯片,正交混频电路采用两路与中频信号同频的正交方波信号驱动 DG444 电子开关管,提取多普勒频偏信号的实部和虚部<sup>[10]</sup>。

### 2.1 混频中放电路设计

接收到的回波信号通过 LC 选频放大和二级放大电路后,经过混频中放电路产生中频信号,该信号与两路和中频同频的正交信号相乘,经低通滤波后,得到频偏信号,从而进入单片机进行运算处理。传统的混频中放电路需要两个芯片来实现,电路设计和调试较为繁琐。

因此本系统的混频应用电路如图 2 所示,混频中放模块采用 SA637 芯片。SA637 集成了混频器和两个限幅中频放大器,可以在低压 2.7 V 下工作,并且具有强度指示 RSSI,这样便可以对输出进行电平调整<sup>[11]</sup>。在本系统中,1.550 MHz 本振信号和 2 MHz 的输入信号通过 RFIN 和 OSCB 引脚输入 SA637 芯片进行混频,混频后的信号从 MIXER OUT 引脚输出经过 450 kHz 陶瓷滤波器进入 IF AMP IN 端,通过内部的中频放大器从 IF AMP OUT 端输出,再经一级 450 kHz 陶瓷滤波器,这样就在 SA637 中实现了混频中放,得到中频信号。

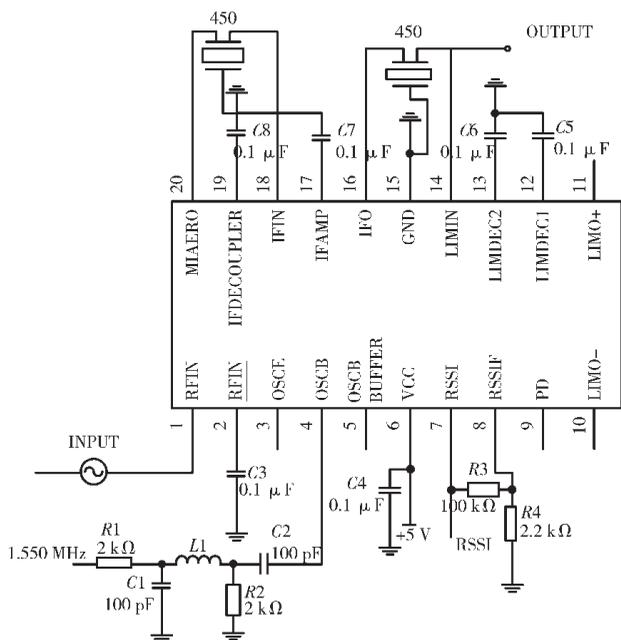


图 2 混频中放模块框图

### 2.2 正交混频滤波电路

传统 ADCP 需要通过软件对信号进行正交和 FIR 滤波,再经过相应的计算得出流速。本系统采用硬件电路实现信号的正交混频和滤波。在 DG444 模拟电子开关

中,两路与中频信号同频的正交信号同中频信号混频,经 MAX291 电容滤波器分别对信号进行正交和滤波,提取多普勒频偏信号的实部与虚部。

#### 2.2.1 正交混频电路设计

正交混频滤波电路如图 3 所示。DG444 模拟开关用以开关混频,设输入信号  $S_1(t)=A\cos(\omega_1t+\varphi_1)$ ,方波信号  $\omega_s(t)$  与输入信号同频。

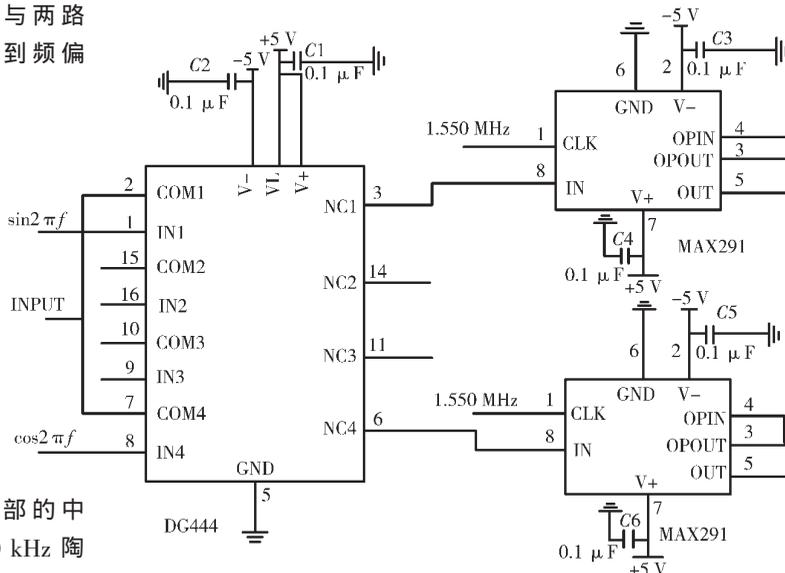


图 3 正交滤波模块框图

经混频中放后的回波信号频率为  $450\text{ kHz}\pm\Delta f$ ,单片机产生 450 kHz 方波信号控制 DG444 模拟开关,由式(3)~式(5)可知,高电平时电子开关输出为  $A\cos(\omega_1t+\varphi_1)$ ,低电平时电子开关输出为  $-A\cos(\omega_1t+\varphi_1)$ ,这样便完成了信号混频<sup>[12]</sup>。

图 4 所示为正交混频示意图,采用两路正交的方波信号与输入信号同时混频,这样可以同时获取到多普勒频偏信号的实部和虚部,保证测量的准确性。此时中频信号频率为  $450\text{ kHz}\pm\Delta f$ ,用两路 450 kHz 的正交信号与中频信号进行混频,经低通滤波器后,便可以分别得到多普勒频偏信号  $\Delta f$  的实部和虚部。

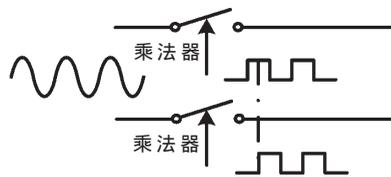


图 4 混频正交示意图

#### 2.2.2 滤波部分设计

采用的 MAX291 芯片为八阶低通滤波器(巴特沃斯滤波器),无需外接任何元件即可工作。该滤波器使用具有求和和缩放比例的开关电容构成了梯形无源滤波网络,元件值的误差对某一极点影响较小<sup>[13]</sup>。其八阶梯形滤波器网络如图 5 所示。

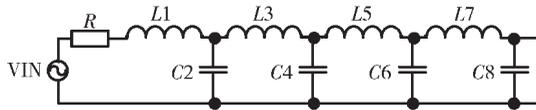


图5 八阶梯形滤波网络

该芯片可将所需基频信号滤出,滤波得到低频信号结果如下:

$$S_1 \times f(t) = \frac{2AU_1}{\pi} \cos \left[ (\omega_1 - \omega_s)t + \varphi_1(t) - \frac{\pi}{2} \right] \quad (16)$$

为使单片机 A/D 能够有效采集频偏信号,在滤波电路后接一级放大电路对信号进行放大。这样,A/D 转换器采集的信号质量更高,测量结果也更加准确。

### 3 软件设计

软件部分主要由发射、接收和通信控制程序组成。如图6所示,单片机通过定时器产生PWM波信号驱动发射电路发射超声波,接收部分主要包括单片机产生本振信号与接收信号进行混频、两路正交的信号控制电容滤波器以及驱动两路A/D转换器对数据同时进行采集。通过4096点FFT运算,计算信噪比,如果信噪比大于标准值,证明信号质量较好,则将此次正交分离后的两路信号分别作为实部、虚部,代入到自相关公式中,计算出多普勒频偏;如果信噪比小于标准值,则舍弃这一组数据,重新进行信号采集,最终算出多普勒频偏。通过RS485电路进行Modbus协议数据输出,完成一次测量。通过对信号作FFT质量分析,可以有效提高系统测量的准确性。为满足该系统对于数据处理时间的要求,因此采用DMA模式来对数据进行采集和传输,这样最大限度地节省了CPU资源<sup>[14]</sup>。同时为保证两路信号同时采集处理,采集程序采用ADC同步规则模式,并用定时器触发A/D采样,采样频率为1MHz。

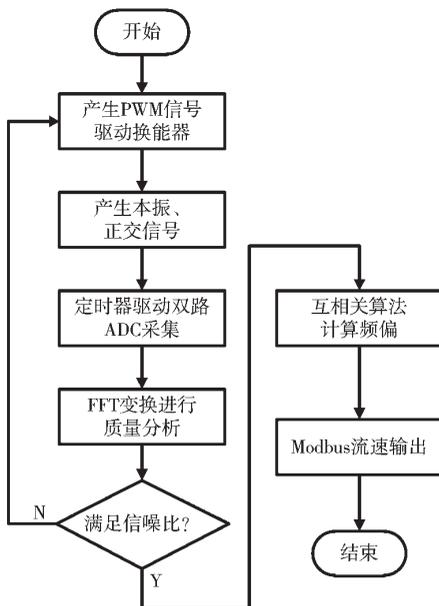


图6 软件流程图

## 4 实验方案和结果

### 4.1 硬件部分测试

制作完成硬件电路后,开始逐一对各个模块进行调试,主要有以下几个实验测试点:(1)发射部分驱动2MHz换能器,谐振波形幅值约70V左右;(2)放大电路的信号放大倍数;(3)混频部分得到450kHz的中频信号;(4)正交滤波电路输出波形和幅值。

系统上电,驱动2MHz换能器谐振并采集回波信号。由于回波信号幅值为微伏级,无法在示波器显示,因此要得到该信号的准确信息,需要对信号进行放大处理。图7为经二级放大后的回波信号,可以看出,幅值已明显提高,波形质量已大幅改善,该信号与本振信号进行混频后得到中频信号。

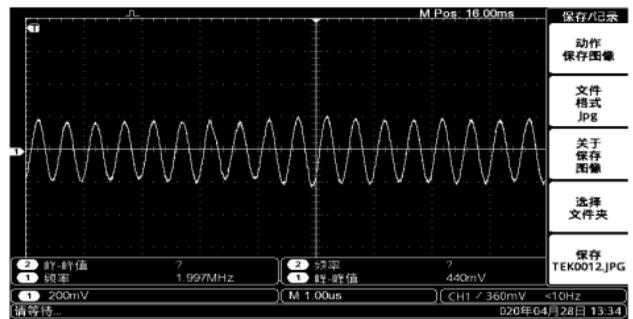


图7 回波信号经运放输出波形

中频信号与正交信号经过DG444输出后的波形如图8所示,此时混频后的信号比较乱。经过MAX291开关电容滤波器后如图9所示,可以看出此时的信号非常整齐。

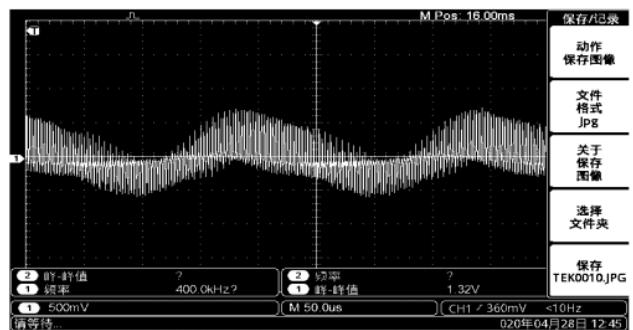


图8 DG444输出波形

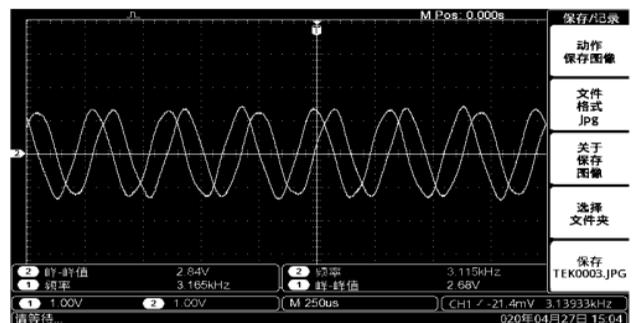


图9 通过MAX291后输出波形

两路正交的方波信号同时在 DG444 内与回波信号混频,得到多普勒频偏信号的实部与虚部,这样采用双路 A/D 转换器同时采样,再利用自相关算法,即可提取出多普勒频偏,最终计算出流速<sup>[15]</sup>。

4.2 实验结果

将发射系统、信号接收系统和数字处理系统进行联调,保证硬件以及软件的各个测试点正常工作。设置好层深和层数后,将信号源经衰减器后得到的 10 μV 正弦信号接入接收电路,以 2 MHz 为中心频率,上下调节输入信号的频率,查看系统测得的多普勒频偏。表 1 为不同频率输入信号,采用硬件正交、滤波和软件正交、滤波后测得的多普勒频偏。

表 1 不同频率输入测得的多普勒频偏

输入频率	(Hz)	
	硬件正交、 滤波多普勒频偏	软件正交、 滤波多普勒频偏
2 000 100	97	113
2 000 500	507	481
2 000 100	1 002	1 034
1 999 900	104	85
1 999 500	497	527
1 999 000	995	983

经过上述数据分析后,可以看出该多普勒流速仪通过将正交、滤波在硬件上实现和软件上增加信号质量分析,可以使测量的精度显著提高,同时减少了 CPU 运算的时间,使测量更加快速,能更加广泛地应用在各种小型河流、水渠等。

5 结论

本设计将正交变换、FIR 滤波在硬件电路中实现,硬件电路滤波相比软件滤波效果更加明显,使测量精度显著提升;采用 STM32H743 为主控芯片,在运算处理速度方面以及内存方面有极大提升,同时减少了外扩 SRAM,使电路和软件设计更加简便,节约成本;在提升运算速度的基础上,加入 FFT 算法对回波信号进行质量分析,筛选质量较好的信号,保证了自相关算法对流速计算的精确度。因此,本系统较传统 ADCP 具有更高的精确性以及更快的运行速度。在当前河流资源日趋恶化的情况下,该新型声学多普勒流速剖面仪的成功应用

为我国水文测量的发展以及改善提供了帮助,促进了对河流领域的研究与探索。

参考文献

[1] 王槐军.ADCP 技术在水文测验中的应用[J].能源与节能,2017(8):165-166,179.

[2] 彭飞,邹冬梅.浅析 ADCP 测流方法[J].民营科技,2018(10):54-58.

[3] 吴炳昭,李占桥.ADCP 比测试验的统计分析[J].海洋测绘,2010(6):29-32.

[4] 唐波,黄文玲,张静远.基于模拟开关的混频器设计[J].微型机与应用,2017,36(10):94-95,98.

[5] 陈阳.硅基 CMOS 毫米波开关混频器的研究与设计[D].成都:电子科技大学,2015.

[6] 刘彦祥.ADCP 技术发展及其应用综述[J].海洋测绘,2016(2):86-89.

[7] 郑宇凡.浅谈 FFT(快速傅里叶变换)算法及其在应用[J].科技展望,2015,25(29):144-147.

[8] 骆林依,王英喆,徐圆飞,等.基-2 FFT 算法的模块化硬件实现与比较[J].电子产品世界,2019,26(2):31-34.

[9] 芦潇静.STM32H7 微控制器为物联网设备保驾护航[J].单片机与嵌入式系统应用,2016,16(12):81-85.

[10] 李占桥,田志光.两种型号 RDI ADCP 测速精度分析[J].海洋测绘,2012(6):32-38.

[11] 邓新宇.基于 STM32F1 的调幅信号处理电路系统设计研究[J].现代信息科技,2019,3(20):35-37.

[12] 高伟.声学多普勒流速仪计量检定工作分析[J].水利信息化,2010(5):12-16.

[13] 刘贞文,杨燕明,许德伟,等.海水声速直接测量和间接测量结果分析[J].海洋技术,2007(4):44-46.

[14] 吴晓楷.走航式 ADCP 在引黄济津潘庄线路应急输水测验中的运用[J].海河水利,2012(3):65-69.

[15] 陈中江.海洋监测锚系耦合链通信传输系统研制[D].杭州:杭州电子科技大学,2011.

(收稿日期:2020-06-23)

作者简介:

张羽(1994-),通信作者,男,硕士研究生,主要研究方向:嵌入式开发、电子测量,E-mail:172585164@qq.com。  
李永倩(1958-),男,博士,教授,主要研究方向:信息传感与测量技术。



扫码下载电子文档

(上接第 53 页)

Conference,2010:1-4.

[15] ZHENG Y, YAN J, XU Y P. A CMOS VGA with DC offset cancellation for direct-conversion receivers[J]. IEEE Transactions Circuits Systems I, Regular Papers, 2009, 56(1): 103-113.

(收稿日期:2020-11-20)

作者简介:

张芳玲(1996-),女,硕士研究生,主要研究方向:可变增益放大器及直流失调消除电路。  
雷倩倩(1984-),通信作者,女,博士,副教授,主要研究方向:数模混合集成电路,E-mail:leiqianqian@163.com。  
张旭东(1996-),男,硕士研究生,主要研究方向:有源滤波器电路。



扫码下载电子文档

## 版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所