

OMAP 平台嵌入式声学多普勒流速剖面仪 系统设计与实现

石靖鹏, 彭东立, 朱安珏

(中国科学院声学研究所东海研究站, 上海 200032)

摘要: 在 TI 公司 OMAP-L137 双核平台的基础上, 对嵌入式声学多普勒测流系统进行设计和实现, 并通过实验对系统测流精度和性能进行验证。先通过中频正交采样构建回波复包络信号, 再采用复相关算法检测信号的频移进行流速测量。在文中对算法进行了研究和原理分析。OMAP 中的 DSP 核主要负责回波处理, 系统设计包括系统控制、数据通信、信号处理等。结合仿真测试, 并通过某湖水下实验对设备进行了精度和性能验证, 获得了良好的测流效果并且系统具有很好的稳定性, 达到了预期的设计指标。对于嵌入式平台水声设备的研制有一定的参考价值。

关键词: 开放式多媒体应用平台; 复相关测频; 中频正交采样;

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2014)-03-0199-05

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2014.03.003

Design and implementation of embedded acoustic Doppler current profiler system based on OMAP platform

SHI Jing-peng, PENG Dong-li, ZHU An-jue

(Shanghai Acoustics Laboratory, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200032, China)

Abstract: The embedded Acoustic Doppler Current Profiler (ADCP) system has been developed on the basis of TI OMAP-L137 dual-core platform, and the measurement precision and performance are verified by experiments. Building complex echo signal first through intermediate frequency quadrature sampling, and then deriving water velocities by detecting the frequency shifts with complex correlation algorithm, and the principle of the algorithm is studied in the paper. The DSP core of OMAP is mainly responsible for echo processing, system design including system control, data communication, signal processing, etc. Combining the simulation tests, precision and performance of the equipment are verified by underwater experiment in Qian Dao Lake. Good results of flow measurement and stability of system are obtained, and the desired design index is achieved, which has a certain reference value for the development of the embedded platform sonar equipment.

Key words: OMAP; complex correlation algorithm; quadrature sampling of intermediate frequency signal

0 引言

近年来, 随着我国在水资源环保和投入的投入加大, 以及高性能小型化的水声设备研发技术的进步, 声学多普勒流速剖面仪(Acoustic Doppler Current Profiler, ADCP)有着广泛的应用前景。开放式多媒体应用平台(OMAP)是一种为满足移动多媒体信息处理及无线通信应用开发出来的高性能、高集成度嵌入式处理器, 通常包括一个或多个 ARM 构架处理器和专用协处理器, 为研发人员提供了一个可

扩展、高性能的超低功耗平台, 既改善了 DSP 的外部控制能力的不足, 也弥补了普通 ARM 处理器无法快速处理大量数据的不足。

宽带多普勒测流(BroadBand Acoustic Doppler Current Profiler, BBADCP)关键是对多普勒频移的测量, 通常发射和接收信号之间的频率变化很小, 快速傅里叶变换由于其频率分辨率的影响, 不适合在低信噪比情况下测频。基于谱矩理论的复相关算法^[1]可以在低信噪比情况下快速精确地进行测频。本文在 OMAP-L137 平台基础上, 对宽带多普勒测流系统中的数字信号处理系统进行了设计与实现, 主要介绍 DSP 端的信号采集以及处理模块设计, ARM 作为主控端, 负责对 DSP 的数据结果进行后处理以及系统控制等。

收稿日期: 2014-03-28; 修回日期: 2014-05-02

作者简介: 石靖鹏(1990-), 男, 江苏扬州人, 硕士研究生, 研究方向为信号与信息处理。

通讯作者: 石靖鹏, E-mail: sjstone@126.com

1 基本原理

1.1 复相关测频

当某 ADCP 系统以频率 ω_0 向水中发射宽带调制信号, 接收到的回波信号 $e(t)$ 可以表示为

$$e(t) = \text{Re} \{ z(t)e^{j\omega_0 t} \}$$

式中, $z(t)$ 为回波信号 $e(t)$ 的复包络信号, 其复相关函数表示为

$$R(\tau) = \int z^*(t-\tau)z(t)dt = R_{\text{re}}(\tau) + jR_{\text{im}}(\tau) = A(\tau) \cdot e^{j\varphi(\tau)} \quad (1)$$

其中幅值函数 $A(\tau)$ 为偶函数, 相位函数 $\varphi(\tau)$ 为奇函数。

信号 $z(t)$ 的功率谱密度函数为 $s(f)$, 根据矩估计理论, 信号的平均频率 \bar{f} 可以表示成

$$\bar{f} = \frac{\int f \cdot s(f)df}{\int s(f)df} \quad (2)$$

由维纳-辛钦定理可知, 信号的功率谱密度函数和自相关函数互为对傅里叶变换对, 即:

$$\begin{cases} S(f) = \int R(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \\ R(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int S(f)e^{j2\pi f\tau} df \end{cases} \quad (3)$$

当 $\tau=0$ 时, 代入式(3)可以得到

$$R(0) = \frac{1}{2\pi} \int S(f)df \quad (4)$$

对 $R(\tau)$ 求一阶导数得

$$R'(0) = j \int f \cdot S(f)df \quad (5)$$

将式(4)、(5)同时代入式(2), 可得

$$\bar{f} = \frac{1}{j2\pi} \frac{R'(0)}{R(0)} \quad (6)$$

由于 $A(\tau)$ 是偶函数, $\varphi(\tau)$ 是奇函数, 对式(1)求导可得 $R'(0) = jA(0)\varphi'(0) = jR(0)\varphi'(0)$, 并将其代入式(4)可得

$$\bar{f} = \frac{jR(0)\varphi'(0)}{j2\pi R(0)} = \frac{1}{2\pi} \cdot \varphi'(0) \quad (7)$$

因为复相关时延 τ_s 很小, 同时 $\varphi(0)=0$, 故

$$\varphi'(0) = \lim_{\tau_s \rightarrow 0} \frac{\varphi(\tau_s) - \varphi(0)}{\tau_s} \approx \frac{\varphi(\tau_s)}{\tau_s}$$

即可得频率为

$$\bar{f} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\varphi(\tau_s)}{\tau_s} \quad (8)$$

1.2 数字中频正交采样

复相关测频方法中, 对信号做复相关之前需要构造测频信号的复包络表达式, 这可以采用正交

调制的方法, 文中采用数字中频正交采样^[2]的方法构造复包络信号。

许多实际使用的信号是带通型的, 主要能量都集中在某一频段范围之内。根据带通采样定理可知, 采样率 f_s 最低需要满足:

$$f_{s\text{min}} \geq 2 \cdot \frac{f_H}{N}$$

式中: N 为小于 f_H/B 的最大自然数; f_H 为上截止频率; B 为信号的带宽。带通信号可表示为

$$x(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) = x_I(t) \cos(\omega_0 t) - x_Q(t) \sin(\omega_0 t) \quad (9)$$

其中: ω_0 为载频或中频; $a(t)$ 和 $\phi(t)$ 分别为包络和相位调制函数, $x_I(t)$ 、 $x_Q(t)$ 分别为信号的同相分量和正交分量。若采样率取

$$f_s = \frac{4f_0}{2m+1}, \quad m=0,1,2,\dots$$

m 取满足带通采样定理的自然数。采样时间为 $t_s=1/f_s$, 代入式(7), 将数字采样信号 $x(nt_s)$ 用三角公式展开:

$$\begin{aligned} x(nt_s) &= a(nt_s)[\cos(\omega_0 nt_s) \cos(\varphi(nt_s)) - \sin(\omega_0 nt_s) \sin(\varphi(nt_s))] = \\ &= a(nt_s)[\cos(\pi n(2m+1)/2) \cos(\varphi(nt_s)) - \sin(\pi n(2m+1)/2) \sin(\varphi(nt_s))] = \\ &= \begin{cases} (-1)^{n/2} I(n), n \text{ 为偶数} \\ (-1)^{m+1} (-1)^{(n+1)/2} Q(n), n \text{ 为奇数} \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

其中, $I(n)$ 和 $Q(n)$ 为信号的两路正交分量。

两路正交分量由采样信号交替抽取得到, 时间上相差一个采样周期, 但在信号处理时需要两路信号在同一时刻的值, 故对其可以采取时域的插值或者频域的滤波, 文中采取时域插值法以简化计算, 采样率中 m 取 2, 具体框图如图 1 所示。

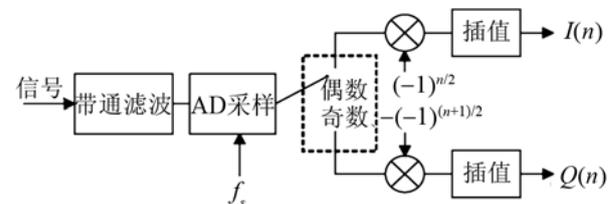


图 1 数字中频正交采样框图

Fig.1 Block diagram of digital quadrature sampling of intermediate frequency signal

2 软件系统设计

本文基于 OMAP-L137 平台^[3]进行系统设计, OMAP-L137 为双核芯片, 包含一个 ARM926EJ-S 和一个 TMS320C674x DSP 芯片。在软件架构中, ARM 核为系统的主控端, 负责外设控制、系统状

态的检查、数据的后处理以及数据交互等工作; DSP 核负责信号采集、复相关测频以及数据处理等, 具体的架构框图如图 2 所示。下面着重介绍 DSP 端的数字信号处理系统设计和实现。

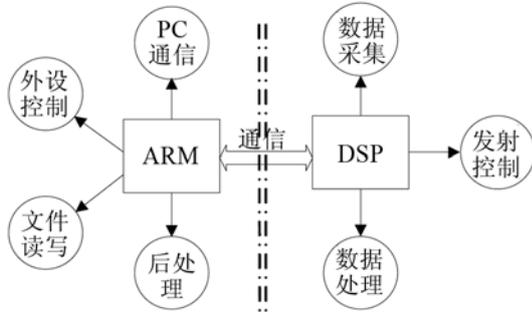


图2 数字信号处理架构图

Fig.2 Architecture diagram of signal processing

2.1 DSP 系统平台

DSP 上的信号处理系统基于 TI 的 DSP/BIOS 实时内核, 它具有很多实时嵌入式操作系统的功能, 如任务调度、任务间的同步和通信、内存管理、实时时钟管理、中断服务管理等。DSP/BIOS 分为很多个模块, 提供的所有 API 函数都按照模块分类, 以模块名加下划线开头来命名。同时, DSP/BIOS 还需要配置相应的 tcf 文件, 配置文件中包括内存分配、时钟、任务管理、中断等相应的设置。

DSP 启动后首先进行一些初始化工作, main 函数执行完之后退出, 随后 DSP/BIOS 启动接管系统。DSP/BIOS 配置文件中共创建了五个任务:

- (1) FPGA 触发信号控制;
- (2) D/A 数据输出;
- (3) 回波信号采集;
- (4) 回波信号处理;
- (5) 空闲循环任务;

任务的调度是由时钟进行控制的, 在配置文件中设置好时钟周期, 每隔一段时间触发一个时钟信号, DSP 开始执行信号的采集以及数据处理工作, 信号处理完成后将结果数据再回传给 ARM 端进行后处理。当没有任务需要执行时, DSP/BIOS 会执行空闲循环任务, 直至软硬件中断抢占 Idle 循环得到执行。

2.2 信号的采集控制

DSP 端主要负责回波信号的处理, 宽带调制信号的编码工作由一块 FPGA 芯片完成, DSP 端收到 ARM 端的执行命令后便向 FPGA 产生触发信号, 并给出相应的信号编码号, FPGA 随即产生相应的编码信号至换能器输出。

AD 芯片将采集到的回波信号通过 McAsp 接口写到预分配的 BUFFER 中, 为避免出现数据丢失或者信号采集与处理速度不匹配的情况, 软件中设置了乒乓缓存结构。在 tcf 文件中为 DSP 分配了两块缓存 BUFFER 区域, 并设置一个 MBX_BUFID 信号量, 用来标示 BUFFER 的编号, 通过 Mailbox 机制传递。每次信号采集完成后, 将上一次采集数据的缓冲区编号 MBX_BUFID 送出, 回波处理任务收到 MBX_BUFID 便对缓冲区中的数据进行处理。这样采用两个 BUFFER 可以保证数据的完整性和时效性, 但是在数据结果上会滞后一个时钟周期。BUFFER 的大小 N 根据设定的采样时间在 tcf 文件中配置, 可由 $N = f_s \cdot t_s = 2Rf_s / C$ 计算, R 为最大测量距离, C 为水中声速。

2.3 数据通信

软件系统中的通信分为进程间通信和内核间通信两种。进程间通信通过信号量(Semaphore)以及邮件(Mailbox)两种方式实现, 信号量用来传递同步信号, 主要是根据时钟来控制, 以保证进程间逻辑的有序性。内核间通信是指 ARM 与 DSP 双核之间的通信, 用来传输系统指令和测流的计算结果数据。

文中双核通信是基于 DSPLINK 机制^[4]来完成, 作为 GPP 端的 ARM 核可以使用一套通用的 API 函数完成, 而在 DSP 端的 API 函数是基于 DSP/BIOS 内核上的 SIO、GIO、MSGQ 模块实现。双核之间数据传输采用内存共享机制, MSGQ 发送的是共享的内存区的地址指针。ARM 为 DSP 分配相应的 readbuf 和 writebuf 数据区, DSP 收到消息后首先去读取 readbuf 获取控制指令, 执行完信号处理后将数据写入 writebuf, 再通过 MSGQ 通知 ARM 核读取数据。无论何种工作模式下, 双核间的通信每个时钟周期都会进行一次, 以保证系统状态和数据的实时性, 通过内存共享的通信可以避免传输大量数据导致的通信阻塞, 从而保证 DSP 端的进程稳定。

2.4 信号处理

软件系统中信号处理任务被设计成独立的线程, 根据收到的 ARM 指令去执行复相关测频算法, 为保证测流数据的准确性, 系统每个时钟周期会读取压力、温度以及姿态传感器的数据。声波在水中不同深度和温度下的传播速度都不一样, 测量压力、温度用来估算出声速。一般 ADCP 都采用了 Janus 配置, 可以测量出三维的流速数据, 但船体的摇晃会影响波束的方向, 系统测量的姿态数据用来校正波束角, 以提高测流的精度。

C674x 是一块浮点 DSP，可直接采用 C 语言编程实现。系统中的时钟周期设置为 0.5 s，为提高数据的处理效率，软件设计中算法的流程进行了一定的优化，例如将滤波器的参数预设进程序，不同发射信号参数制成预设查找表，对公式计算进行等效替换减小计算量，优化程序逻辑结构等。信号处理进程在启动后一直执行，大致流程如图 3 所示。

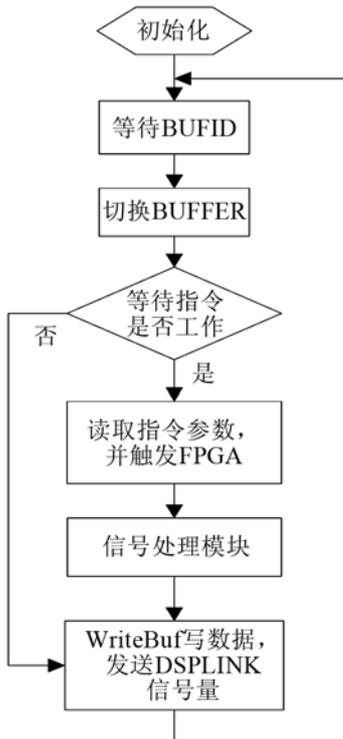


图 3 信号处理线程工作流程图
Fig.3 Flow chart of signal processing thread

3 实验结果及分析

ADCP 设备的工作频率为 300 kHz，设计指标为测量相对误差<1%，且 OMAP 的双核特性保证了 ADCP 可以在处理数据的同时，能够与 PC 机进行数据和控制交互，且不影响测流的稳定性。为验证测流精度以及嵌入式系统的稳定性，先后进行了算法软件仿真，设备模拟电联调和某湖水下实验。湖试中利用 GPS 标定船速以及航迹，由于该湖为人工湖，水体流动性差，观测水深约为水下 20 m 处，上层水体的流动以及水中气泡等影响较小，可近似认为 ADCP 测得水速即为船速，再以 GPS 数据为参考进行对比，统计测流的精度值。

实验船正常航速在 4~11 kn 之间，在不同船速和层厚下进行了对水测速。若层厚为 2 m，设定船速为 8 kn，在同一水域进行“顺逆顺”三次测量，最后计算该水域的综合测量结果。湖试前，在

Matlab 上进行了仿真，设定水流为 4 m/s，不考虑设备噪声以及回波自噪声等干扰，只模拟单列回波信号，加高斯白噪声进行仿真，信噪比为 20 dB，连续 400 次测试并记录瞬时速度以及数据平滑后的速度。仿真得瞬时速度平均值为 4.024 m/s，瞬时标准差为 0.004 m/s，均方根误差为 0.0245 m/s，均满足指标要求，仿真结果如图 4 所示。

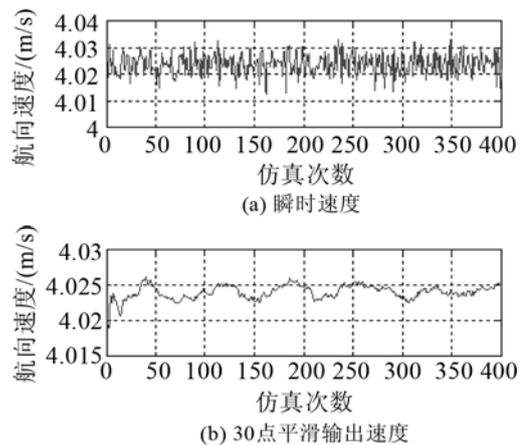


图 4 400 次仿真速度曲线
Fig.4 Velocity curve of 400 times simulation

以实验中设定船速为 8 kn 的一次测量为例，采用与上述仿真相同的发射信号，GPS 测得船速平均为 7.917 kn，约 4.07 m/s，ADCP 测得 20 m 深水层流速曲线如图 5 所示，从图中可见，实际水文环境下测量得到的瞬时速度曲线波动性比仿真结果大。

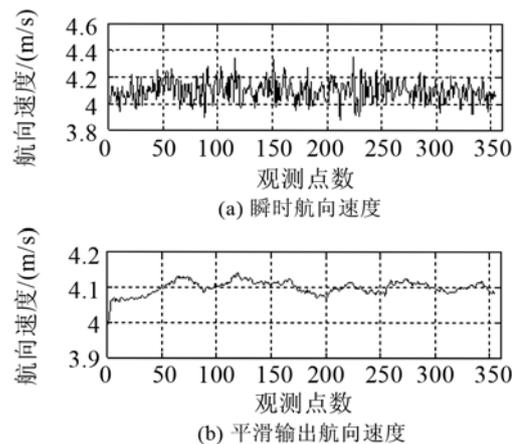


图 5 20m 深水层 ADCP 测量结果曲线
Fig.5 Velocity curve of ADCP's measurement at 20m depth

综合该水域三次测量，统计平均结果如表 1 所示。以 GPS 速度为标准，单次测量标准误差在 0.04 kn 左右，去除水流影响后综合平均误差为 0.013 kn，相对误差都在 1% 以内。

水下测试会受到水文环境多样性的影响，瞬时速度曲线可能会表现出抖动较大，结果数据的输出应对瞬时速度进行平滑降噪处理，以减小数据的抖

表 1 同一水域测速统计平均结果

Table 1 Statistical average of water measurements in the same area

	GPS 速度/kn	ADCP 速度/kn	标准误差/kn
第一次	7.917	7.932	0.036
第二次	8.107	8.125	0.038
第三次	7.961	7.963	0.042
综合平均	8.023	8.036	—

动。特别在层厚较大的情况下，层内某一深度的水文波动可能会影响到这一层的测流结果。

某一组在 8 m 分层厚度，设定船速 4 kn 的测试中，同样观测 20 m 水深为中心的水层，瞬时速度值在某一时刻出现了较大的突变，而整体速度曲线相对比较平稳，可以判定速度突变点为野点，在统计数据时应采用合适的平滑算法降低个别野点对整体数据变化的影响。该组数据 GPS 测得平均速度为 4.34 kn，约 2.23 m/s，若不对野点进行处理，统计得到流速标准误差为 0.091 m/s，相对误差达到了 4%。采用平滑算法后，极大地降低了野点对整体数据的影响，速度曲线相对比较平稳，统计得到平滑后的输出流速标准误差为 0.014 m/s，相对误差降为 0.6%，该组实验测量速度曲线图如图 6 所示。

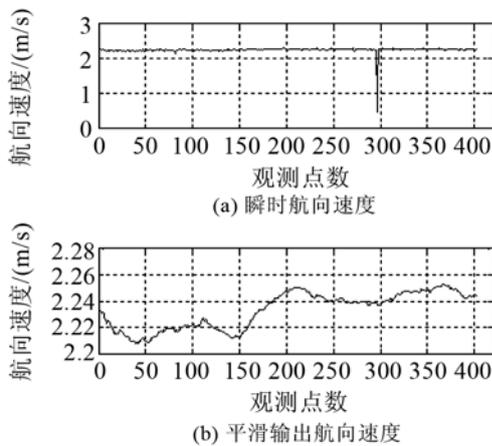


图 6 包含野点数据速度曲线变化
Fig.6 Velocity curve with abnormal data

此外，在其他船速和层厚下，采用不同的发射信号同样对 ADCP 的性能进行了验证。实验统计结果表明，测量相对误差均能够达到设计指标，且设备能够连续正常地工作，验证了嵌入式系统的可靠性和稳定性。

4 结论

本文对宽带多普勒测流基本算法原理进行了研究分析，并在 OMAP-L137 平台上设计和实现了信号处理系统，着重对 DSP 端的系统架构和功能模块进行了介绍。通过算法的仿真以及设备湖试，实验结果表明设备在实际水文环境中的测量误差可以满足设计指标，验证了测频算法的性能，同时也验证了系统的稳定性，对嵌入式水声设备研发有一定的参考价值。

参 考 文 献

- [1] 竺春, 向大威. 利用复相关法估计信号的平均频率[J]. 声学技术, 2003, 22(3): 182-186.
ZHU Chun, XIANG Dawei. Average frequency estimation by using complex correlation method[J]. Technical Acoustics, 2003, 22(3): 182-186.
- [2] 杨明磊, 陈伯孝, 张守宏. 宽带信号中的中频正交采样[J]. 现代雷达, 2007, 29(3): 47-51.
YANG Minglei, CHEN Boxiao, ZHANG Shouhong. Quadrature sampling of wideband IF signal[J]. Modern Radar, 2007, 29(3): 47-51.
- [3] Texas Instruments. OMAP-L137 Low-Power Application Processor data sheet[Z]. SPRS563C, 2009.12.
- [4] 李屹璐. 嵌入式 ADCP 系统的设计与信号优化[D]. 大连: 大连理工大学, 2007.10.
LI Yilu. Design of ADCP system on embedded processor and signal optimization[D]. Dalian: Dalian University of Technology. 2007. 10.