

# 南京邮电大学

## 硕士学位论文



论文题目: 实时心电采集及分析系统的研究与实现

学 号 1010010414

姓 名 成清清

导 师 吴蒙

学 科 专 业 信号与信息处理

研 究 方 向 无线通信与信号处理

申请学位类别 工学硕士

论文提交日期 二零一三年四月

# **Research and Implement of an Real-time ECG Acquisition and Analysis System Based on Wireless Sensor**

Thesis Submitted to Nanjing University of Posts and  
Telecommunications for the Degree of  
Master of Engineering



By

Cheng Qingqing

Supervisor: Prof. Wu Meng

April 2013

## 南京邮电大学学位论文原创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得南京邮电大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

本人学位论文及涉及相关资料若有不实，愿意承担一切相关的法律责任。

研究生签名： 成倩倩 日期： 2013.4.7

## 南京邮电大学学位论文使用授权声明

本人授权南京邮电大学可以保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子文档；允许论文被查阅和借阅；可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索；可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编本学位论文。本文电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。论文的公布（包括刊登）授权南京邮电大学研究生院办理。

涉密学位论文在解密后适用本授权书。

研究生签名： 成倩倩 导师签名： 吕宏 日期： 2013.4.7

## 摘要

心脏病是危害人类生命的主要疾病之一，心电信号是诊断各种心血管疾病最直接的手段，不断完善心电信号采集系统并探索更加精确的分析方法是国内外研究的重要课题。

本文提出一种实时心电采集及分析系统的设计方案，该系统包括心电信号采集传感器和心电信号分析建模两部分。根据心电信号的特点，设计了基于低功耗的 MSP430F2618 单片机的采集电路，该采集电路能够将采集的心电信号进行蓝牙无线传输。使用 LabVIEW 通过蓝牙虚拟串口与单片机实现通信，将采集的心电数据进行处理。由于噪声与心电信号频段的重叠，避免在滤噪中引起信号的畸变及丢失，提出了小波变换与自适应技术相结合来滤除基线漂移及与多阈值法相结合来滤除高频噪声的算法。R 波检测时提出的自适应差分阈值法与自适应小波阈值法相结合的算法，不仅保证较高的检测精度，还保证小波变换在信号频域较高的分辨率，便于进一步检测 QRS 波的起点和终点。本文还通过 LabVIEW 将采集的心电数据实时显示、保存与回放。实验结果表明，本文设计的实时心电采集及分析系统运行稳定，性能良好。

**关键词：** 心电信号，心电采集，波形预处理，QRS 检测，心律分析

## Abstract

Heart disease is one of the major diseases that endanger human life. ECG is the most effective means to diagnose Cardiovascular disease. To explore new way for acquiring and analyzing ECG signal is an important subject at home and abroad.

The thesis designs a real-time ECG acquisition and analysis system, and the system mainly includes two parts of ECG acquisition sensor and ECG analysis modeling. According to the characteristics of ECG, hardware is made up of signal acquisition and processing circuit based on MSP430 microcontroller and then ECG signal was transferred by Bluetooth. LabVIEW communicates with microcontroller by using its serial interface module connecting with Bluetooth virtual serial port. Considering the noise overlap the ECG signal and avoiding the distortion of ECG, the thesis puts a method of wavelet transform combining adaptive threshold to remove baseline wander and uses the combination of wavelet transform and multi-threshold method to filter out high-frequency noise. The means of extracting QRS is based on multi-resolution analysis. In order to reduce the mistakes caused by wavelet transform, the thesis proposes a method of adaptive wavelet transform combining adaptive differential threshold to detect R wave. The algorithm is not only to guarantee accurate detection of the R peak, but also to ensure high resolution of wavelet transform in frequency domain, which will be useful for further detecting other waves of QRS. The thesis also use LabVIEW to real-time display, save and playback the ECG data, which make the data more intuitive and read more easily. The experiment results show that the designed system runs stably and achieves good performance.

**Key words:** electrocardiogram, ECG acquisition, waveform preprocessing, QRS detection, rhythm analysis

# 目录

摘要.....	I
Abstract.....	II
第一章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景及意义.....	1
1.2 研究现状.....	1
1.2.1 心电采集系统的研究现状.....	1
1.2.2 心电信号分析方法的研究现状.....	2
1.3 本文主要工作及章节安排.....	4
第二章 心电信号产生机理及特点.....	6
2.1 心电信号产生机理.....	6
2.2 心电信号的特点及意义.....	7
2.3 心电信号的测量方法.....	8
2.4 本章小结.....	10
第三章 心电信号采集系统的硬件设计.....	11
3.1 心电采集及分析系统的总体设计方案.....	11
3.1.1 系统总体设计框架.....	11
3.1.2 系统硬件电路的组成.....	12
3.1.3 系统对硬件电路的要求.....	12
3.2 信号调理电路的设计.....	13
3.2.1 前置级电路.....	13
3.2.2 滤波电路.....	15
3.2.3 二级放大电路.....	17
3.2.4 电平抬升电路.....	17
3.3 MSP430 单片机.....	18
3.3.1 MSP430 系列单片机特点.....	18
3.3.2 A/D 转换.....	19
3.4 蓝牙无线通信模块.....	19
3.4.1 蓝牙技术特点.....	19
3.4.2 蓝牙模块简介.....	20
3.5 下位机程序.....	20
3.5.1 主程序.....	21
3.5.2 信号采集程序.....	21
3.5.3 串口通信子程序.....	22
3.6 本章小结.....	23
第四章 LabVIEW 串口通信及 ECG 波形预处理.....	24
4.1 LabVIEW 与单片机的串口通信.....	24
4.1.1 串口通信.....	24
4.1.2 数据的保存.....	26
4.1.3 数据的恢复与回放.....	27
4.2 小波变换基础.....	27
4.2.1 小波理论.....	28
4.2.2 小波去噪的 3 种方法.....	32
4.3 小波去噪考虑的因素.....	33
4.3.1 小波基的选择.....	33

4.3.2 信号与噪声的频带分布.....	34
4.3.3 小波基在各尺上的通频带 <sup>[45]</sup> .....	34
4.4 滤波方案的确定.....	34
4.4.1 消除基线漂移.....	35
4.4.2 滤除高频噪声.....	37
4.5 本章小结.....	39
第五章 QRS 波群的检测及系统性能分析.....	40
5.1 QRS 波群检测.....	40
5.1.1 R 波检测方法.....	40
5.1.2 自适应差分阈值算法.....	41
5.1.3 自适应小波阈值算法.....	43
5.1.4 R 波漏检及误检的判定原则.....	46
5.1.5 检测 QRS 波的起点和终点.....	46
5.2 心率分析.....	47
5.2.1 心率参数的计算.....	47
5.2.2 心率分析.....	48
5.3 系统性能的分析.....	48
5.4 心电采集系统界面的设计.....	49
5.5 本章小结.....	51
第六章 总结与展望.....	52
6.1 总结.....	52
6.2 展望.....	53
参考文献.....	54
附录 1 攻读硕士学位期间撰写的论文.....	57
致谢.....	58

# 第一章 绪论

## 1.1 课题研究背景及意义

随着社会经济的飞速发展，健康问题已逐渐成为人们日益关注的焦点，但是伴随着人们生活水平的提高及近年来社会老龄化的加剧，心血管疾病的发病率不断升高。据统计，全球每年的死亡人数中，约有三分之一死于心脏病，心脏病已成为威胁人类生命健康的主要疾病。心电信号是心脏病诊断最直接的手段，它能反映心脏的跳动节律及心脏各部位的生理状况，是各种心血管疾病，尤其是心律异常及传导障碍诊断的重要依据。对心电信号的分析研究成为近年来世界各国医学领域及信号处理领域重点研究方向，这对于适时预防、治疗心脏病突发死亡具有重要的意义。

日常生活中，对心脏进行定期检查有助于及早发现和治疗各种心血管疾病。但是由于目前我国的经济状况，普通人无法购买昂贵的心电监护仪，他们只能定期到医院去做心脏例行检查，通常只是做几分钟甚至是几十秒的静态心电图检测。但是心血管疾病种类繁多，不同的疾病所反映的心电信号是不同的，甚至同一疾病在不同时刻的心电图可能也存在差异，只有长时间对心脏运动状况进行动态监护观察，才能对各种心血管疾病做出正确判断。受到目前医疗条件的限制，普通病人若在医院做长期观察，会给病人和医院都造成不必要的麻烦，通常只有重症病人才留院进行心电监护系统（如 CCU，ICU 等）长期连续多参数的监护。这导致症状较轻的早期患者不能及早发现并进行准确诊断，使病情拖延甚至恶化，从而使疾病难以得到有效控制。

因此，设计一款便携式心电采集系统，它相对于医院多功能的监护仪器价格便宜、便于携带，而且能够长时间进行连续、动态的心电记录并自动分析心脏的活动状态，当出现活动异常时，发出告警提醒病人及时就医确诊。这一系统的设计不仅能减轻目前的医疗压力，确保病人病情的稳定，同时也符合社会发展的要求。

## 1.2 研究现状

### 1.2.1 心电采集系统的研究现状

心电信号是最早应用于临床医学的生物电信号之一，自 1903 年心电之父 Einthoven 应用



弦线电流计从体表记录心电信号开始，心电图作为诊断心血管疾病的重要手段已经有百年历史。这期间，心电采集的技术不断完善，同时研究心电信号的各种新的分析方法也不断出现。

1957 年，美国的 Holter 首次发明了用磁带记录器来长时间连续记录正常活动的病人心电图，这个首创不仅弥补了常规心电诊断的不足，而且还开创了在时间和环境全信息记录心电信号的新方法，即利用动态心电图（Dynamic Electrocardiogram, DCG）长时间连续记录心电信号<sup>[1]</sup>。这对于早期诊断心血管疾病、检测心率失常并分析其病理原因具有较大的意义。1961 年，美国将动态心电图应用到临床医学，之后在欧洲国家迅速普及。1978 年我国引进动态心电图技术，随着研究的不断深入，现已成为诊断心血管疾病的高效方法。

20 世纪 70 年代，美国成功研制了借助于电话线传送心电信号的监护系统（TTM）。病人随时随地通过电话线向医院的监护中心传送心电信号，医生可通过查看心电数据库中的数据分析病人的病情，并向他提供治疗方案。这个系统方便长期监测院外的心脏病人的心电信号。

1985 年，出现了把模拟心电信号转换成数字信号并将之存储在芯片上的固态 Holter 系统。它在盒内进行实时分析心电信号，避免了处理滞后的缺点。但由于这种系统采用数据压缩技术来存储长时间连续记录的心电数据，因而会导致丢失有用的数据。

近年来随着无线通信技术的发展，心电监护的研究方向已从床边心电监护系统转向遥测心电监护系统。Code Blue<sup>[2]</sup>是一种应用于医疗的非常典型的无线监护系统，它能发现、定位医疗传感器，并提供路由<sup>[3]</sup>，但仍存在不足，如：安全可靠性能不够、计算能力有限、节点软件不能提供高质量服务等。文献[4]利用现代低成本、低功耗的传感器并结合无线通信技术设计了一款基于无线传感器网络的医疗心电监护系统。这款系统提供了更多的隐私安全保护及更强的数据处理功能，很好地弥补了 Code Blue 的不足。文献[5]设计的传感器网络不仅能将监测病人不同生理信号的传感器数据进行融合而且在传感器中加入三轴加速计，能根据人体的不同姿势，如躺、站、行走等，在数据处理时自动设置不同的阈值。

## 1.2.2 心电信号分析方法的研究现状

心电信号是十分微弱的生物电信号，幅值为 mv 级，极易受来自人体内噪声及外界电磁噪声的干扰，因而采集的心电信号通常是混杂大量噪声的信号，这将影响对心血管疾病的诊断<sup>[6]</sup>。早期，心电噪声的抑制是通过硬件电路设置优化滤波器来滤除的，但这并不能完全滤除噪声而且可能会破坏心电信号的特征波形。随着计算机技术发展的成熟，心电信号以数字信号的形式送入计算机，通过软件编程设计数字滤波器来实现对心电干扰噪声的抑制。数字滤波器相比于模拟滤波器，精度高、设计灵活而且可靠性好，因而近年来，许多学者都基于

计算机平台，对心电信号的处理做了大量的研究工作。

对于心电信号的研究通常是分为两步：第一步是对心电信号进行预处理，主要是去除心电信号中的噪声干扰；第二步是提取心电信号的特征波形，通过这两步的处理后才能从心电图图中分析心律异常情况以及对各种心血管疾病进行准确判断。

心电信号的噪声干扰主要是由于呼吸及电极接触不良导致的基线漂移以及肌肉颤动引起的工频干扰。对于基线漂移的滤除，常用的方法是插值拟合法，它先拟合估计出基线漂移曲线，然后用混有基线漂移的心电信号减去该漂移曲线，获得去噪信号。文献[7]中采用的神经网络法能很好地滤除基线漂移，但是它的计算量偏大，而且对初始网络参数的选择也有较大的随机性，因而初始网络不稳定。随着小波技术发展的成熟，利用小波变换的多分辨率分析去除基线漂移，将含噪信号进行多尺度分解，然后去除噪声所在尺度再重构心电信号，这种方法的滤波效果好且性能也较稳定。文献[8]中采用的离散小波软阈值法去除基线漂移，文献[9]中的小波学习去噪方法在利用小波分解重构的同时还使用了均方误差法（LMS）来保证在滤除基线噪声的同时信噪比达到最大。

去除工频干扰的方法也较多，如平滑滤波、IIR/FIR 滤波器、自适应滤波等，它们各有优缺点。平滑滤波虽然设计简单、速度快效果也较好，但其滤波频带窄。经典滤波器（FIR/IIR）研究也较为成熟，能实时处理信号，但 IIR 是非线性相位的，而 FIR 虽然是线性相位的，在相同滤波条件下其滤波器阶次远高于 IIR，因而计算量大。文献[10]中设计了基于最小二乘法的自适应滤波器来滤除 50HZ 工频干扰。文献[11]中针对 LMS 中的收敛速度  $v$  和收敛误差  $\epsilon$  的矛盾提出了可变长度的 LMS，但自适应滤波器需要一个与信号有关但与噪声无关的参考信号，而体表采集的信号难以满足要求。而今对于工频干扰的滤除方法大多也是基于小波变换的多分辨率分解。文献[12]中采用的基于小波变换的新阈值法和收缩去噪法不仅很好的滤除工频噪声，而且还能保证降噪后的心电信号无失真且平滑。

QRS 复合波的提取是心电特征波形提取的关键，只有在 QRS 定位后才能确定其他波形的位位置、宽度等信息，现有的相关研究算法主要有差分阈值法<sup>[13]</sup>、滤波器法<sup>[14]</sup>、模板匹配法<sup>[15]</sup>、小波分析法、神经网络法<sup>[16]</sup>、数学形态法<sup>[17]</sup>等。差分阈值算法简单、快速易于实现。模板匹配法原理简单，但对于高频噪声和基线漂移较为敏感。神经网络法虽然效果好，但训练时间较长。小波变换具有较好的时-频特性，分析结果也较为准确，它是当今较为流行的心电信号分析方法。文献[18]讲述了利用小波分析进行心电信号特征值提取的一般流程。文献[19]介绍了小波分析结合阈值法来提取 QRS 综合波，该方法在小波多尺度分解的每层上的阈值是不同的，这能提高检测的正确率。文献[20]结合了希尔变换、小波变换和自适应阈值来检测 QRS 波形，该方法的检测精度大大提高。

心电信号自动分析系统的设计是目前医学界及信号处理领域中一个比较热门的研究方向,虽然临床心电监护系统的设计已取得较大进步,但目前市场上的产品几乎都是引进国外的技术,而我国便携式心电监护仪的研究尚处于起步阶段,所以市场上的便携式心电监护仪较为昂贵,一般患者难以承受,随着人们生活水平的提高,健康意识的加强,便携式动态心电监护系统的研制具有深远的意义及广阔的应用前景。

### 1.3 本文主要工作及章节安排

心电信号是诊断心脏病的重要依据,国内外每年都有很多专家从事心电信号采集方法及信号处理的研究工作。本文综合分析已有的心电采集及分析系统,分别从硬件和软件两方面着手,深入研究心电信号采集原理及处理方法,设计了一个基于 MSP430 低功耗的便携式心电信号采集系统,并基于 LabVIEW 平台对采集的心电信号进行滤波处理、特征值提取、心律分析,从而实现一个长时间连续监测心电信号的自动分析系统。

本课题的主要工作如下:

- (1) 深入分析和研究心电信号产生机理,确定采集系统的各个功能指标。
- (2) 确定心电信号采集系统方案,如芯片的选取原则等。
- (3) 心电信号采集硬件电路的设计,包括放大电路、滤波电路、A/D 转换、无线通信等,保证设计的功能能够满足需求。
- (4) 深入分析和研究心电信号去噪方法及特征值提取方法,针对采集的实时心电信号提出处理算法。
- (5) 基于 LabVIEW 软件设计了的心电信号的显示、存储及分析系统。

本文的章节安排:

第一章绪论,对本课题的研究背景、研究现状及研究意义进行综述,确定了本文研究的主要内容、研究方案及目标,并介绍本文的结构安排。

第二章简要介绍心电信号产生机理、特点,心电图的组成及心电信号的测量方法。

第三章重点阐述心电采集传感器的硬件电路设计,主要包括心电信号提取电路的实现、心电信号噪声滤除电路、A/D 转换及蓝牙通信。

第四章基于 LabVIEW 平台的心电信号预处理算法的实现,主要是基线漂移及高频噪声的滤波方法的设计。

第五章基于 LabVIEW 平台的 QRS 波形提取算法的实现,重点讲述 R 波检测算法,并分析整个系统的性能及给出系统界面设计方案。

第六章为本文的结尾，总结本文所做工作，展望后续工作。

## 第二章 心电信号产生机理及特点

电活动和机械活动是心脏的基本生理功能。心肌产生的兴奋属于电活动，心肌的收缩则属于机械活动。电活动中细胞规律性的除极-复极过程形成心电周期；而机械活动中心肌纤维规律性的收缩和舒张则形成心动周期。电兴奋能引发心肌的收缩，这一现象称为兴奋-收缩偶联<sup>[21]</sup>。心脏在电活动的产生、传导和兴奋-收缩偶联这一联合机制的驱动下，使心房、心室有周期、有顺序并协调性地实现收缩和舒张的交替，从而令心脏完成泵血及维持机体血液循环的功能。

### 2.1 心电信号产生机理

心脏类似于一个“水泵”，它规律性地进行收缩和舒张，以维持人体各个部位的血液循环。心脏内部产生的规律性电刺激脉冲引起心房和心室的肌肉细胞兴奋，使它们节律性地进行收缩和舒张。心脏的原发性起搏兴奋点是窦房结，正常情况下，它的起搏细胞每分钟自发产生60~100次可传导的电刺激，并有序地通过心房内的传导束，首先激活房间束、结间束、房室结、房室束、左右束支和蒲肯野纤维这一传导系统，这样电兴奋就传播到整个心脏，完成一次正常的心搏动<sup>[22]</sup>。具体机制过程是（见图2.1）：窦房结在右心房的上部，由它的起搏细胞发出的电刺激首先引起心房细胞收缩，同时将电刺激通过结间束向下传给房室结，再通过房室结发出的房室束将电刺激传给心室，使心室兴奋收缩；房间束有左右两个束支，分别沿心室内膜下行，最后通过蒲肯野纤维遍布于整个心室肌。心电图（ECG, electrocardiogram）就是用来反映心脏电激动产生及传导的综合过程，众多心肌细胞的除极和复极的电位变化就是心电图产生的基础。

人体本身可以视为一个良导体，心肌细胞节律性的活动可以通过心脏周围的导电组织及溶液分布到全身，因而可以再体表测量心电信号而不必从心脏测量。心肌活动可以等效为随时间变化的电偶极子，它在某个时刻的电矩就是所有心肌细胞电偶极矩在此刻的矢量和，称为心电向量<sup>[22]</sup>。心电向量在人体内大小和方向不断变化，从而在体表各点形成随时间变化的电势，即心电。测量任意两点的心电电位差的周期性曲线就是心电图，它能反应心脏兴奋的产生、传导和恢复过程中的生物电变化。

图2.1清楚地描述了心脏各部分动作电位与心电图的关系，心脏不同部位的细胞动作电位能从图中各个波形中观察。

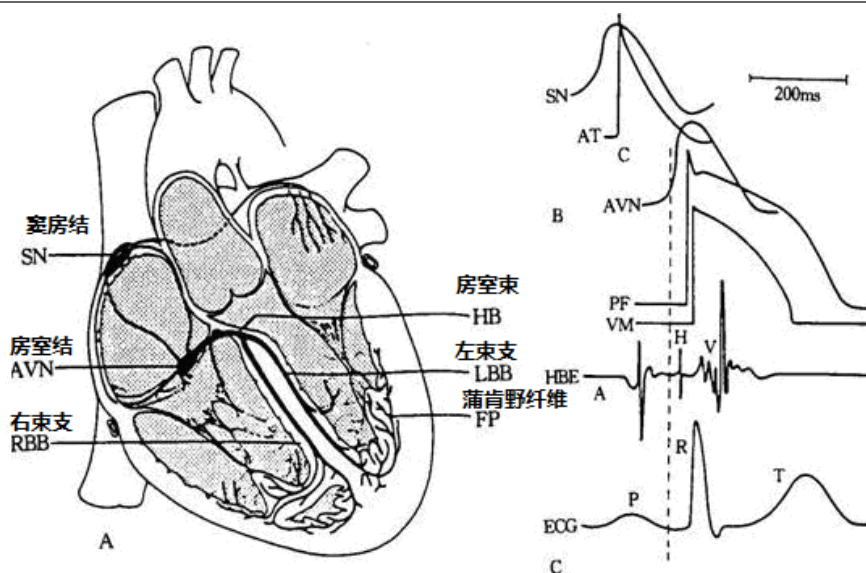


图 2.1 心脏各部分动作电位与心电图的关系

ECG 从体表记录，宏观上反应了一次心电周期中整个心肌细胞的活动状况。当心脏的活动状态出现异常时，会导致心电信号周期的变快或变慢，甚至导致 ECG 波形的畸变，因而对 ECG 的采集及研究对于心血管疾病的临床诊断具有重要的意义。

## 2.2 心电信号的特点及意义

心电信号在时域范围内是随时间变化的十分微弱的电信号，它主要有以下几个特点：

一、随机信号。人体本身就具备不均匀性且容易受到外界信号的干扰，心电信号随着外界干扰的变化呈现不规律性，所以心电信号是随机性很强的信号，无法用确定的数学函数来描述。但这种随机性又是服从统计规律的，对于心电信号的测量及分析既要看到它的随机性，也要看到它固有的规律性。

二、强噪声和干扰。人体属于良导体，易受外部电磁波的干扰。测量过程中，由呼吸作用引起的基线漂移、肌肉颤动引起的肌电干扰及来自仪器内部的热噪声等都严重干扰心电信号，其中以 50Hz 工频干扰最为突出，它落在心电信号的频带范围内，几乎完全淹没微弱的心电信号。

三、低幅值、低频率<sup>[23]</sup>。时域范围内，心电信号是毫伏级的微弱生物电信号，它的幅度只有 0~4mv。从频域角度看，心电信号频率较低，频带范围为 0.05Hz~100Hz。心电信号是周期信号，但它也是非平稳的信号，随时都有着微小的变化。ECG 的节律会随人体的运动状态而变化，不同的心血管疾病的 ECG 波形也是不同的。虽然 ECG 信号的波形因不同的人、不同的运动状态、不同的病理而有差异，但是从图 2.2 一个正常心电信号波形图中可以看出，ECG 波形主要由 P 波、QRS 波群及 T 波组成，其中 R 波的波峰较大，比其他波形更易被观

察。这些不同的波形及各个波形间的时间间隔代表了心脏各部分的活动状况。

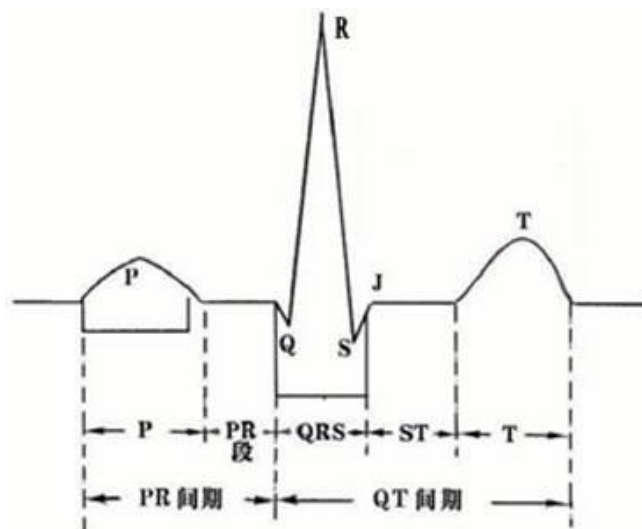


图 2.2 一个正常的心电信号波形

**P 波：**P 波代表左、右心房肌除极过程的电位变化，正常的 P 波宽带小于 0.11 秒，对肢体导联的振幅不超过 0.25mv。

**QRS 综合波群：**QRS 综合波代表左、右心室去极化过程的电位变化。它由三个波段组成，第一个波方向向下，称为 Q 波，第二个波方向向上、形状高而尖峭，称为 R 波，最后一个波方向向下，称为 S 波。

**T 波：**T 波代表心室复极化过程中的电位变化，它的幅值不小于 R 波的 1/10，方向与 R 波一致，宽度一般为 0.05~0.25 秒。

**P-R 间期：**从 P 波起点到 QRS 综合波群起点的时间间隔，它代表心房激动开始到心室激动开始的时间，即代表心房、心室之间兴奋传导的时间。当房室传导阻滞时，P-R 间期延长。正常情况下，它的时间宽带为 0.12~0.20 秒，儿童不应超过 0.19 秒。

**S-T 间期：**从 QRS 波群终点到 T 波起点的时间间隔，它接近基线，代表心室缓慢的复极过程。

**Q-T 间期：**从 QRS 综合波群起点到 T 波终点的时间间隔，它代表心室从开始兴奋、除极，到完全复极总共所需的时间，与心率快慢有关。

心电信号组成波形及其间期代表了心脏各部分活动状况，对心电图进行深入研究能较好地了解各种心血管疾病，并对其做出正确诊断。

## 2.3 心电信号的测量方法

从心电信号产生机理可知，可以利用导联在人体表面测量心电信号。导联的组成为两部分：导联线和电极片。电极片一般是银/氯化银类型的，在测量体表 ECG 信号时，将电极

片贴在人体表面特定部位,就可以获得体表微弱的电位变化,这就是原始的心电信号。获得的微弱心电信号再通过与电极片相连的导联线进入心电采集或监护系统的放大器输入端。心脏搏动的电位在传导系统中产生的电压无论在幅度还是空间方向上都是随时间变化的向量,因而在体表测量的 ECG 信号会因电极片放置的位置不同而产生差异。在测量 ECG 信号中发现,在某段时间内心电图可能会在这一电极位置的描述不清楚,但在另一位置却很明显。在临床医学上,为了能完整并清楚地记录心脏的活动状况,在水平和垂直方向使用十二导联来记录,可以在心电图分析各个重要的细节,对心血管疾病做出准确判断<sup>[24]</sup>。

1903 年心电图之父威廉·爱因多芬 (Willam.Einthoven) 用一个弦线电流计来描述心电信号,标志着心电图开始应用于临床医学。在现代的临床医学中,为了统一和便于比较采集的心电波形,对记录心电图的电极位置有严格统一的规定。医院的心电监护仪常用十二导联,分别记为 I、II、III、aVR、aVL、aVF、V1~V6。I、II、III 导联为双极导联,用于获取两个测试点的电位差。其他导联为单极导联,用于获取某一点相对于参考点的电位差。十二导联获取的心电信号能更精确的反映心脏的活动状况,但是其电路非常复杂,考虑到本文设计的是便携式心电信号采集系统,因而本文 ECG 信号的采集是基于标准三导联的,现将详细介绍标准三导联的原理及测量方法。

标准 I、II、III 导联,也称标准肢体导联,用来记录两肢体间电位差的心电图,它的原理是基于爱因多芬三角学说<sup>[22]</sup>:

- (1) 人体的左肩、右肩及臀部与心脏的距离都相等,它们构成等边三角形的顶点;
- (2) 心脏位于等边三角形的中心位置;

(3) 心脏产生的电信号能均匀地传播到三角形各顶点,人体的四肢能作为导体,因而四肢上任何点的电位与三角形三个顶点的电位是相等的。

标准导联的连接方式是把电极放置在人体右臂 (RA)、左臂 (LA) 和左下肢 (LL) 来测量各导联的电位差,如图 2.3 所示。

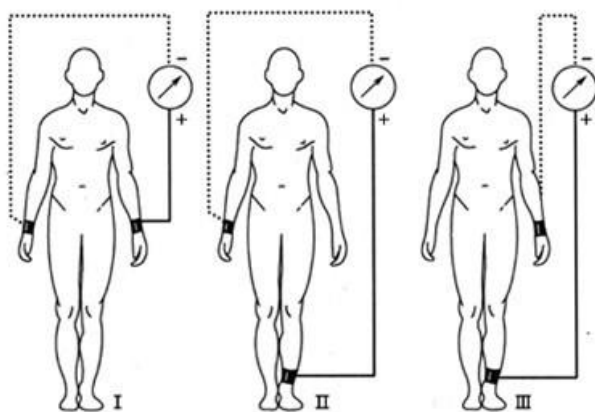


图 2.3 标准导联 I、II、III 连接方式



标准肢体导联测量时,右下肢(RL)通常是接右腿驱动电路的输出端。以  $V_{LA}$ 、 $V_{RA}$ 、 $V_{LL}$  分别代表左臂、右臂、左下肢的电位,则<sup>[26]</sup>:

$$V_I = V_{LA} - V_{RA}, \quad V_{II} = V_{LL} - V_{RA}, \quad V_{III} = V_{LL} - V_{LA}$$

$V_I$ 测量的是左臂和右臂之间的电位差,当左臂的电位高于右臂时,便描述一个向上的波形;当右臂的电位高于左臂时,便描绘出一个向下的波形。

$V_{II}$ 测量的是左下肢和右臂的电位差,当左下肢的电位高于右臂时,描绘出一个向上的波;反之,便描绘一个向下的波形。

$V_{III}$ 测量的则是左下肢和左臂的电位差,当左下肢的电位高于左臂时,描绘的是一个向上的波形,反之,描绘的则是一个向下的波形。

I、II、III导联描述的是不同肢体的电位差,上面的组合表明,在心脏活动周期的任一时刻都有  $V_{II} = V_I + V_{III}$ 。

标准三导联的连接方式较为简单,反应的是两肢体间的电位差。虽然不能像十二导联那样反应单个电极处的电位,但是标准三导联仍能记录到清晰的心电图波形,较好的反映心脏的健康状况,如心率失常、心肌梗塞等。

## 2.4 本章小结

本章简要介绍了心电信号产生机理、特点、意义,心电图的组成及心电信号的测量方法。只有充分了解心电学基础及测量原理,才能正确地进行心电信号采集传感器的电路设计,才能分析心电信号的波形图并诊断它反映的心血管疾病,因而本章内容是整个心电信号采集及分析系统设计的理论指导,也是系统设计成功的关键。

## 第三章 心电信号采集系统的硬件设计

了解心电信号产生机理、特点及测量机制后，需要设计一个性能优良的硬件电路才能较稳定地采集到心电信号。本章主要从芯片的选取及电路的设计两方面着手重点阐述了心电采集硬件电路的原理及实现。

### 3.1 心电采集及分析系统的总体设计方案

#### 3.1.1 系统总体设计框架

心电信号是非常微弱的生物电信号，幅度只有  $0\sim 5\text{mV}$ ，而且易受来自外界和采集电路内部的干扰。外界的干扰主要包括人体周围的高压电源、大电流与人体通过电磁耦合产生干扰，由呼吸或电极接触不良引起的基线漂移干扰等；采集电路内部也包含各种各样的噪声，如元器件的热噪声，所以导联系统采集到的心电信号是高内阻且不稳定的，需设计信号调理电路来进行调理。信号调理电路必须满足高输入阻抗、高共模抑制比、低噪声、稳定性好等特点，通过采用屏蔽电路、选用低噪声的元器件、采用差动放大电路及滤波电路来达到要求<sup>[27; 28]</sup>，滤波电路包括滤除心电信号频带外噪声的带通滤波电路及滤除  $50\text{Hz}$  工频干扰的“双 T 陷波电路”<sup>[29]</sup>。心电信号的正常输出电压的幅值为  $1\text{mV}$  左右，A/D 转换电路输入电平至少要达到  $2\text{V}$ ，还需设计主放大电路和电平抬升电路来放大并抬升幅值。经信号调理电路后，为了使采集信号被上位机使用，需要 MSP430 单片机来对信号进行 A/D 转换及实现串口的收发通信。

本系统实现对心电信号的采集及处理分析功能，并可以保存采集的数据及显示实时波形。后种功能的实现是通过在上位机上进行参数设置，实现与采集模块的通信，这样传感器采集的数据就可以发送到上位机，然后通过键盘、鼠标、显示器来进行人机交互，从而实现对信号的保存及显示，并利用软件系统对信号进行分析处理。

按照所需完成的任务将系统按模块划分为两部分：下位机系统和上位机应用程序。下位机用来采集心电数据，上位机则用来处理、分析、显示数据。在上位机程序的控制下，下位机将采集的数据发送至上位机，再由功能强大的 PC 机进行分析处理、保存及显示，这样不仅能降低成本，而且设计的结构简单、灵活性强。心电信号采集及分析系统的框图如图 3.1 所示。

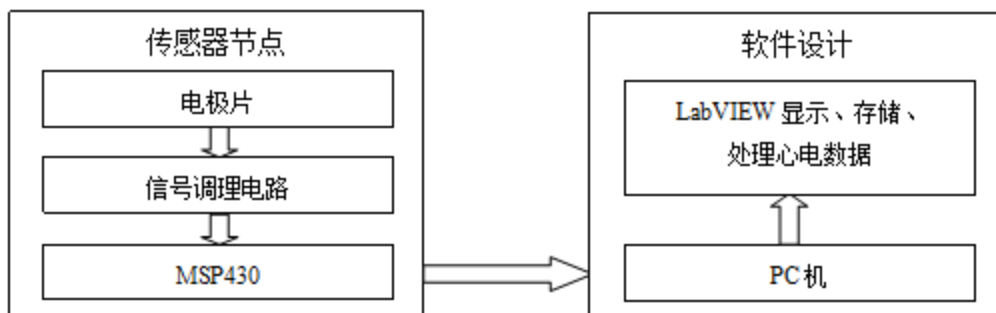


图 3.1 心电信号采集及分析系统框图

### 3.1.2 系统硬件电路的组成

系统数据采集模块的组成部分主要包括：预处理、微控制器、A/D 转换及通信接口。预处理的作用是对毫伏级的微弱心电信号进行前置放大、滤除混杂在信号中的部分噪声，并通过主放大和电平抬升电路将信号调整到 A/D 输入的幅度范围。预处理电路如图 3.2 所示，包括缓冲电路、前置放大、右腿驱动、带通滤波、50Hz 陷波和二次信号放大及电平抬升电路。A/D 转换是信号采集功能实现及通信接口实现的重要环节。微控制器是整个采集模块的核心部分，它将所有的外设连接成一个有机整体，所有器件工作在一个有序的状态。

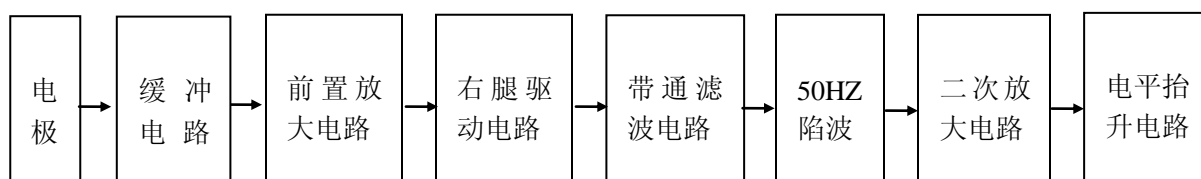


图 3.2 预处理电路框图

### 3.1.3 系统对硬件电路的要求

(1) 增益。心电信号是毫伏级的生物电信号，幅度只有 0~5mv，A/D 转换的输入要求是 0~2.5V，因此对放大电路的基本要求是信号的放大倍数要至少达到 500 倍。由于电路中存在零点漂移等因素，所以要求放大器分两级实现：前置放大和主放大电路（二次放大电路），前置放大电路的增益不能太大，一般为 10 倍，主放大电路要求至少达到 50 倍。

(2) 高输入阻抗<sup>[30]</sup>。人体本身就具有高阻抗特性，心电信号却十分微弱，如果放大电路的输入阻抗太小，经过分压后，输入端的心电信号电压就非常小，这会导致信号损失严重，产生畸变。

(3) 频率特性。心电信号是低频信号，频谱范围为 0.05~100Hz。为了使主放大电路仅对心电信号频带范围内的信号进行放大，在二次放大电路之前必须设置滤波电路来滤除带外

噪声，压缩通频带。考虑到 50Hz 工频干扰是心电信号的主要干扰，在滤波电路中还需设置带阻电路来滤除工频干扰。

(4) 高共模抑制比<sup>[30]</sup>。心电信号是非常微弱的信号，易受各种噪声的干扰，这些干扰能把有用的心电信号淹没。从强干扰中提取信号必须选用具有高共模抑制能力的放大器。共模抑制比 (common mode rejection ratio, CMRR) 常作为衡量生物电放大器的主要参数指标。为了防止微弱的心电信号淹没在强干扰之下，心电放大器的 CMRR 一般要求达到 60~100dB。

(5) 低噪声、低漂移<sup>[29]</sup>。心电采集电路中的噪声主要来自元器件内部的热噪声及散粒噪声，为了获得较高的信噪比，要求在电路设计时选用低噪声元器件以降低这些白噪声的影响。此外，呼吸作用、温度变化、电极的接触不良等都会造成零点漂移，这些漂移现象会限制直流放大器的输入范围，使得微弱、变化缓慢的心电信号不能被放大，所以输入电路选用差分式放大，它的对称结构能有效抑制零点漂移现象。

## 3.2 信号调理电路的设计

### 3.2.1 前置级电路

前置级电路是整个心电信号调理电路最为关键的环节，它决定整个模拟电路的性能，主要由三部分组成：导联线输入缓冲电路、右腿驱动电路及前置放大电路。

#### 1、导联线输入缓冲电路

缓冲电路实际上就是一个电压跟随器<sup>[31]</sup> (如图 3.3)，它的输入阻抗很大，输出阻抗很小，相当于一个阻抗转换器，将人体和电阻网络隔离，使输入阻抗及人体心电信号不受电阻网络的影响。通过缓冲器的电路有较大的输入阻抗，信号也较稳定，电路和人体有了一定的隔离，同时也有一定的抗干扰能力，这样可以提高测量信息的质量。

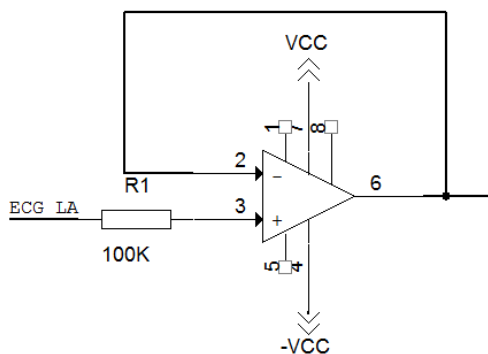


图 3.3 输入缓冲电路

#### 2、右腿驱动电路

电极片和导联线之间存在的电容耦合会产生位移，位移电流经人体流向地面，对人体产

生非常大的危害，降低位移电流干扰的有效方法就是采用右腿驱动电路<sup>[28]</sup>。

右腿驱动电路的设计思路是取出心电信号前置放大器的共模信号，经反相放大器放大后，再经一限流电阻加在人的右腿上，构成以人体为相加点的电压并联负反馈，增大了共模抑制比。右腿驱动电路的具体连接电路如图 3.4 所示。从  $R_3$ 、 $R_5$  电阻节点取出共模电压，经过反相放大器放大后通过  $R_{30}$  反馈到右腿。位移电流这时候不再直接流入地而是通过辅助放大器输出到右腿。 $R_{30}$  是限流电阻，通常在  $1M\Omega$  左右，起安全保护作用。

右腿驱动电路中只要辅助放大器的开环增益够大，无论多大的位移电流流入人体，人体的电位也能基本保持为零电位。而且引入右腿驱动能提高系统的共模抑制能力，增强系统抑制干扰的能力，使整个系统更加稳定。

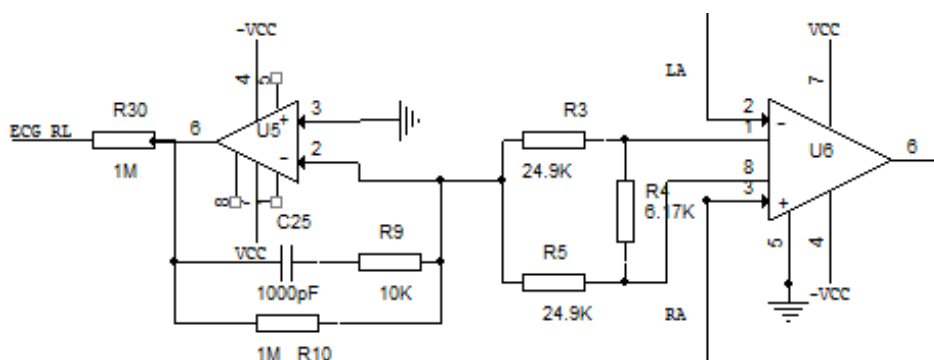


图 3.4 右腿驱动电路

### 3、前置放大电路

心电信号源本身是属于高内阻的微弱信号源，由电极提取的心电信号呈现的是不稳定的高内阻性质，信号源和电极的阻抗都随着频率的减少而增加。当人体运动时，电极和皮肤接触压力的变化也会导致电极阻抗的变化。上述情况会对微弱的心电信号产生极大的干扰，为了消除高输入阻抗带来的不利影响，必须采用高输入阻抗放大器。由于人体携带的  $50\text{Hz}$  工频干扰远远超过心电信号，为了从强干扰噪声中提取心电信号，放大器也必须具有高共模抑制特性。

心电信号是低频信号且混有漂移噪声，需采用差分放大电路来对心电信号进行放大，并采用调制式原理把直流信号转换成交流信号。交流放大电路各级零点漂移不会逐级放大，这能有效地抑制放大器温度变化造成的零点漂移。

综上，前置放大电路应该具有高输入阻抗、高共模抑制比、低噪声、低漂移等特点，而且信号以差分放大的方式接入<sup>[30]</sup>，这样能使采集电路具有较好的抗干扰能力，如图 3.4 所示。基于以上分析，本文选用的前置放大器是 AD620（图 3.4 中的 U6），它是一款性价比很高的仪用放大器，共模抑制比达到  $120\text{dB}$ 。

前置放大电路达到的性能指标：（a）输入阻抗：差动输入电阻可达  $10\text{G}$ ，满足心电放大

电路高输入阻抗的要求；(b) 低噪声、低漂移；(c) 电路增益：两个内部增益电阻为  $24.7\text{ K}\Omega$  (如图 3.4)，AD620 的增益方程为：

$$G = \frac{49.4\text{ K}\Omega}{R_4} + 1 \quad (3.1)$$

通过调节外接增益电阻  $R_4$  来改变放大器的增益  $G$ 。

理想情况下，前置放大级输出的差模信号中是没有直流成分的。在实际测量中，由于电极与人体接触阻抗的不平衡及呼吸作用会导致前置放大级的输出信号中混有直流或低频噪声，被称为基线漂移。为了平衡电路中的性能指标，前置放大器的放大倍数不宜设置过大，通常将信号放大 10 倍左右，通过：

$$R_4 = \frac{49.4\text{ K}\Omega}{G - 1} \quad (3.2)$$

可得，外接增益电阻  $R_4$  大约为  $6.17\text{ K}\Omega$ 。

### 3.2.2 滤波电路

心电信号是低频信号，频带范围为  $0.03\text{ Hz} \sim 100\text{ Hz}$ ，为了滤除采集时的噪声干扰，需设计一个频带为  $0.03\text{ Hz} \sim 100\text{ Hz}$  带通滤波器来滤除心电信号频带范围外的噪声。为了更好的达到滤波效果，通常使用一个截止频率为  $0.03\text{ Hz}$  的高通滤波器和一个截止频率为  $100\text{ Hz}$  的低通滤波器来抑制高频噪声，如图 3.5 所示。

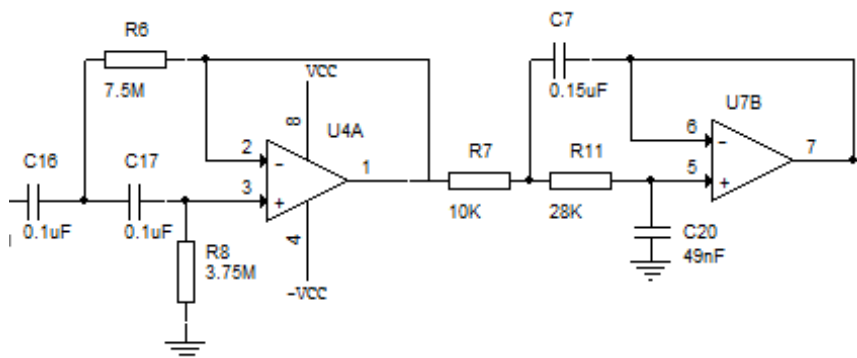


图 3.5 带通滤波器

#### 1. 高通滤波器

为了抑制电路中的直流漂移、由于呼吸或电极与人体接触不良引起的基线漂移及放大器通带外的低频噪声，需设计一个高通滤波器来滤除上述低频噪声。图 3.5 所示的是一个简单的 RC 有源二阶高通滤波器，由  $C_{16}$ 、 $C_{17}$ 、 $R_6$ 、 $R_8$  组成<sup>[32]</sup>。

高通滤波器的截止频率 (HPF)：

$$f_{\text{高通}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_6 R_8 C_{16} C_{17}}} = 0.03\text{Hz} \quad (3.3)$$

## 2. 低通滤波器

心电信号的截止频率通常不超过 100Hz，为了消除高频噪声带来的干扰，设计了一个 RC 有源二阶低通滤波器，由  $R_7$ 、 $R_{11}$ 、 $C_7$ 、 $C_{20}$  组成<sup>[32]</sup>。

低通滤波器的截止频率 (LPF)：

$$f_{\text{低通}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_7 R_{11} C_7 C_{20}}} = 110\text{Hz} \quad (3.4)$$

由以上分析，通过设计一个由高通和低通滤波器联合组成的带通滤波器的截止频率为 0.03~110Hz，这个通频带包含了心电信号的所有频率。

## 3. “双 T” 陷波电路

信号经过上面设计的高通和低通滤波器后，在 0.03~110Hz 频带外的噪声能较好的被滤除，但是在这频带内仍存在少许噪声，尤其以 50Hz 工频干扰最为明显，它的频率在心电信号的频带范围之内，当外界环境适应性差时将严重影响心电信号的正确判断。虽然前置放大电路和右腿驱动电路能较强的抑制共模干扰，但有部分工频干扰是以差模信号方式进入电路的，还需设计一个陷波电路来消除其中的 50Hz 噪声，通常选择“双 T”陷波电路<sup>[30]</sup>，如图 3.6 所示。

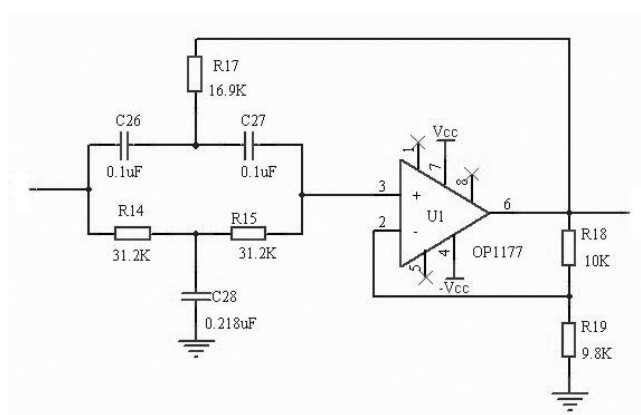


图 3.6 双 T 陷波电路

其通带放大倍数：

$$A_{\text{up}} = 1 + \frac{R_{18}}{R_{19}} \quad (3.5)$$

传递函数：

$$A_u(s) = \frac{A_{up} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]}{1 + 2(2 - A_{up}) \frac{j\omega}{\omega_0} + \left( \frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2} = \frac{A_{up} \cdot \left[ 1 + \left( \frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]}{1 + \frac{1}{Q} \cdot \frac{j\omega}{\omega_0} + \left( \frac{j\omega}{\omega_0} \right)^2} \quad (3.6)$$

阻带中心频率：  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ，品质因数：  $Q = \frac{1}{2(2 - A_{up})}$ ，阻带带宽：  $B = \frac{f_0}{Q}$ 。

为了避免电路产生自激震荡，必须满足  $A_{up} < 2$ ，在这个约束条件下， $A_{up}$  越大，则  $Q$  越大，则阻带带宽  $B$  越窄，此时陷波器的选频特性就越理想。由于双 T 陷波器的阻带中心频率受元器件参数变化的影响较大，所以  $Q$  不宜过大，通常取  $Q \leq 10$ 。

### 3.2.3 二级放大电路

心电信号的幅值为 0~5mv，A/D 转换输入信号电压为 0~2.5V，因此信号调理电路至少需将信号放大 500 倍。前置放大电路为了平衡基线漂移和电路性能参数，仅将信号放大了 10 倍，还需设置二级放大电路将信号再放大 50 倍，其电路如图 3.7 所示。

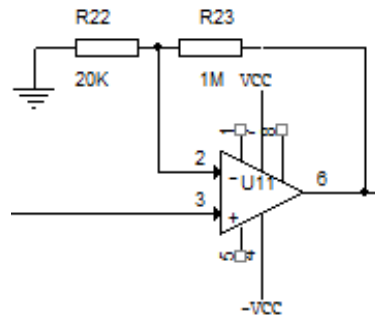


图 3.7 二级放大电路

电路放大倍数：

$$G = 1 + \frac{R_{23}}{R_{22}} = 1 + \frac{1M\Omega}{20K\Omega} = 51 \quad (3.7)$$

### 3.2.4 电平抬升电路

信号经过调理后，从陷波器输出的心电信号为交变信号，A/D 转换输入电压范围为 0~2.5V，且是单极信号，因此送入 A/D 转换前需进行电平抬升，电路如图 3.8 所示。



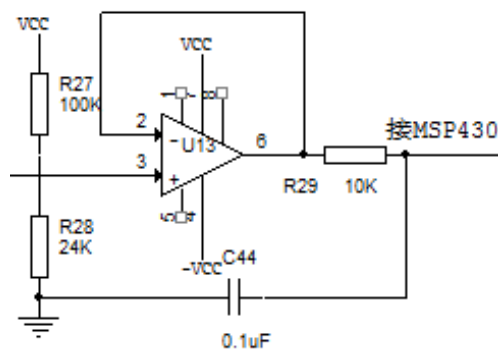


图 3.8 电平抬升电路

### 3.3 MSP430 单片机

MSP430 系列单片机是一种 16 位超低功耗单片机，在 1.8V-3.6V 的工作电压范围内性能高达 16MIPS<sup>[33]</sup>。MSP430 系列单片机具有 16 位 RISC 结构，运算能力强，并具有丰富的片内外设，具有广阔的应用前景。

#### 3.3.1 MSP430 系列单片机特点

MSP430 系列单片机主要有以下特点<sup>[33]</sup>：

(1) 低电压，低功耗。MSP430 系列单片机采用 1.8V~3.6V 的低电压，它有三个不同的时钟系统：基本时钟系统、锁频环时钟系统和 DCO 数字振荡器时钟系统。时钟系统产生 CPU 和各功能所需的时钟，这些时钟在指令的控制下打开和关闭，从而实现对总体功耗的控制。

(2) 强大的数据处理能力。MSP430 系列是 16 位的单片机，它具有以下优势：(a) 采用了精简指令集 (RISC) 结构，具有丰富的寻址方式、简洁的内核指令以及大量的模拟指令和寄存器；(b) 片内数据存储器可参加多种运算；(c) 有高效的查表处理指令。这些特点保证了 MSP430 系列可编制出高效率的源程序。

(3) 系统工作稳定。MSP430 内部集成了 DCO (数字控制振荡器)，当系统启动出现故障时，时钟源会自动切换到 DCO，从而保证系统的正常运行。此外，其内部还集成了看门狗定时器，通过配置看门狗模式，能让单片机死机时自动重启。

(4) 片内资源丰富。MSP430 单片机的外围模块丰富，可以满足各种不同的设计要求。

(5) 开发环境方便灵活。MSP430 系列有 3 种不同类型的器件：OTP 型、Flash 型和 ROM 型。OTP 型和 ROM 型的器件是使用仿真器开发成功之后烧写芯片，而 Flash 型器件则集成了片内 JTAG 调试接口，可以实现在线编程和调试。

综合 MSP430 系列单片机以上各种优点，本文在设计心电信号采集传感器时选择了

MSP430F2618 单片机作为主控芯片,对经过调理电路的信号进行 A/D 转换,连接蓝牙模块进行无线传输。

### 3.3.2 A/D 转换

心电信号的频率范围为 0.05Hz~100Hz,据奈奎斯特采样定律,采样频率大于等于信号频率的两倍时,信号通过理想滤波器后能保留原信息,故本文的采样频率设置为 256Hz,每两个采样点之间的时间间隔约为 4ms。

采样时信号 A/D 转换的精度取决于采样分辨率,MSP430 系列的 ADC12 采用逐次比较逼近原理进行 12 位精度的 A/D 转换,其速度快,通用性强。ADC12 的转换内核包括一个 12 位精度的 A/D 转换器和一个转换结果寄存器<sup>[34]</sup>,它使用两个可编程的参考电压 VR+和 VR-来定义转换的最大值和最小值,输入模拟电压转换结果的计算方法如式 3.8:

$$N_{ADC} = 4095 \times \frac{V_{in} - V_{R-}}{V_{R+} - V_{R-}} \quad (3.8)$$

为了避免电源电压波动造成 A/D 转换的干扰,通常选择内部参考电压来提高精度,而且 ADC12 内核具有的采样保持功能能保证 A/D 转换过程的稳定性。当没有模拟信号需要转换时,可以设置 ADC12CTL0 寄存器中 ADC12ON 位来关闭转换内核。

## 3.4 蓝牙无线通信模块

为了将采集的心电数据实时发送给 PC 端进行显示分析,需将传感器采集的数据通过串口与 PC 机相连,本文使用无线蓝牙通信来代替传统的 RS232 串口传输。

### 3.4.1 蓝牙技术及其特点

蓝牙 (Bluetooth) 技术<sup>[35]</sup>,是一种支持设备短距离通信的无线电技术,它能够有效简化掌上电脑、笔记本、移动电话等终端设备间的通信,也能够简化其与 Internet 网之间的通信,使现代通信设备与 Internet 网之间的数据传输变得更加高效迅速。

蓝牙技术具有以下特点<sup>[36]</sup>:

- 1、使用全球通用的频段。全球大多数国家的 ISM 频段范围为 2.4~2.4835GHz,而蓝牙工作频段为 2.4GHz。为了避免此频段上的其他通信系统干扰,蓝牙技术还采用频率跳跃技术来消除干扰和降低颠簸衰减。

2、支持多个蓝牙设备互联。蓝牙技术是一点对多点的通信协议，蓝牙设备间的数据传输不仅能点对点，同时也支持单点对多点的方式。

3、可同时传输语音和数据。蓝牙技术定义了电路交换与包交换的数据传输类型，能同时支持语音和数据信息的传输。

4、具有很好的抗干扰能力。

5、开放的接口标准。

6、蓝牙模块体积小，便于集成。

7、低功耗、低成本。

### 3.4.2 蓝牙模块简介

本文用于无线通信的蓝牙模块采用的是 CSR 公司的 BlueCore4-Ext 芯片，遵循 V2.1+EDR 蓝牙规范，内置 PCB 射频天线及 8Mbit Flash，工作电压为 3.3V。此模块还支持 UART、SPI、PCM、SPDIF 等接口，并支持 SPP 蓝牙串口协议，具有成本低、体积小、功耗低、收发灵敏性高等优点，只需配备少许的外围元件就能实现其强大功能。

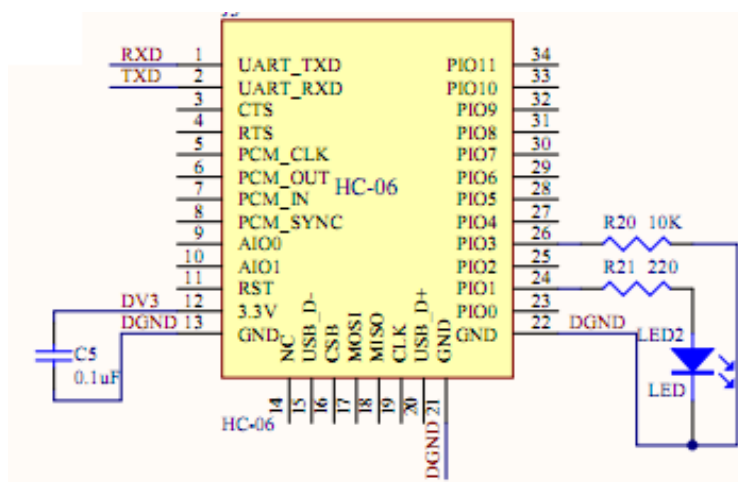


图 3.9 蓝牙模块外接电路图

图 3.9 是本文的蓝牙模块的外围电路，将 UART\_TXD、UART\_RXD 引脚分别与 MSP430 单片机的串口输出引脚 RXD、TXD 相接，就能实现串口通信。图 3.9 中的 LED 灯用于指示蓝牙模块所处状态，均匀闪烁表示正在建立连接或在搜索设备，长亮则表示正在进行通信。

### 3.5 下位机程序

下位机程序的开发工具是 TI 公司提供的 IAR Embedded Workbench 平台，主要完成采集信号的 A/D 转换及串口通信的软件编程。下位机的程序包括主程序、A/D 转换程序和串口通信

程序。

### 3.5.1 主程序

主程序协调其它模块以便进行数据交换，主要处理来自各中断的数据。在主程序中，通过设置全局变量或缓冲区，实现其与中断子程序间的数据交互。此外，通过主程序进行系统的初始化，如设置寄存器的参数及其他模块工作状态。初始化完成后，系统打开全局中断，进入低功耗等待模式，等待中断响应。若接收到上位机数据，则进行处理，处理完后进入了等待状态。若有采集的数据需发送，则设置发送中断标志发送数据，完成后即刻进入等待模式。主程序的执行不仅实现模块间的数据交互，还能保证系统的低功耗工作模式，下位机主程序流程如图 3.10。

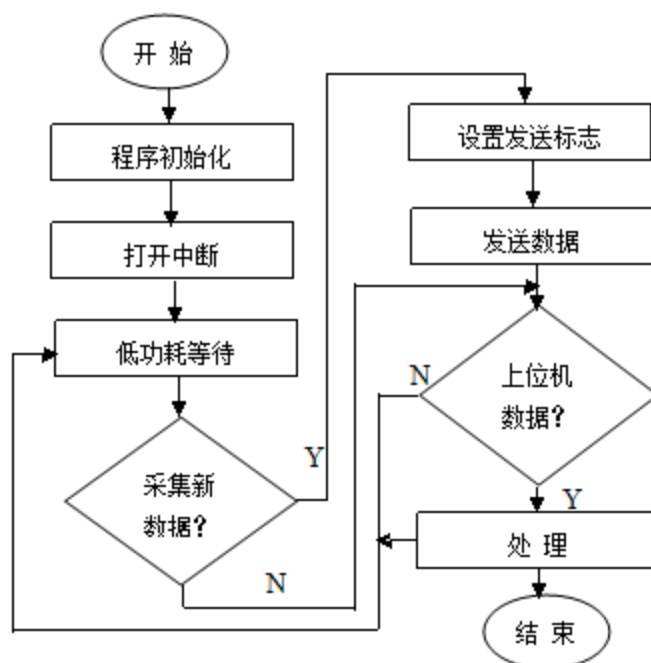


图 3.10 下位机主程序流程图

### 3.5.2 信号采集程序

信号采集程序的主要任务是完成 A/D 转换，并将结果存入寄存器。A/D 转换前，必须先初始化，即进行端口设置、定时器设置及采样频率的设置，初始化后系统就进入低功耗模式。MSP430 系列的 ADC12 有 4 种工作模式，即单通道单次转换模式、序列通道单次模式、单通道多次模式以及序列通道多次模式<sup>[33]</sup>，本系统中采用的是单通道单次转换模式。信号采集程序包括：初始化变量，选择定时器的工作方式，设置控制器的各项参数，设定中断函数，将结果保存在转换寄存器中。

A/D 转换流程图如图 3.11:

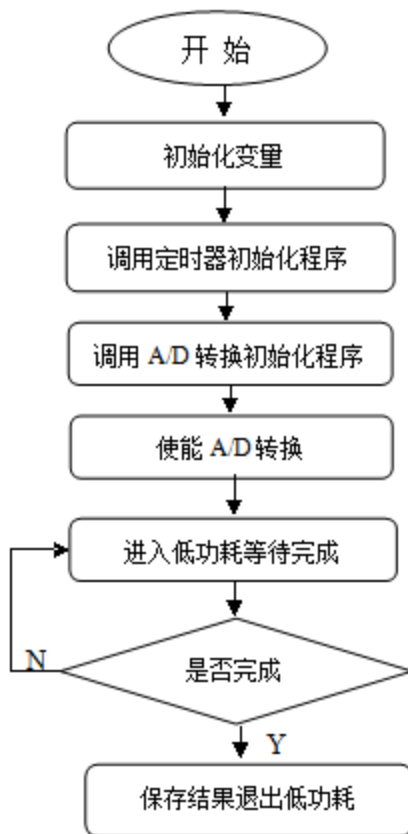


图 3.11 A/D 转换流程图

### 3.5.3 串口通信子程序

串口通信模块由初始化模块、发送模块以及接收模块三部分组成。初始化模块主要用来设置串口的工作方式、波特率、数据位、校验位、停止位等。单片机的发送和接收通常是由中断处理程序完成的。当接收到上位机发送的数据后，单片机立即响应中断并执行接收中断子程序，成功读取数据后设置中断标志位，接着再执行主程序的处理模块。当发送缓冲区准备好要发送的数据并且发送中断标志被置位时才调用发送中断子程序。发送的数据帧格式如下：首先是发送起始的标识（“##”），接着再发送需要传送的心电数据。串口通信模块流程图如图 3.12:

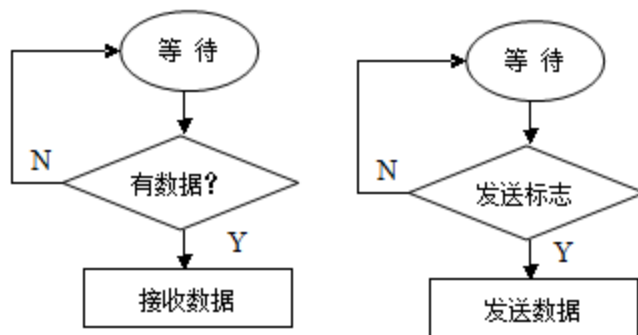


图 3.12 串口通信模块流程图（左为接收中断，右为发送中断）

### 3.6 本章小结

本章阐述了心电信号采集电路的硬件实现原理，包括信号调理电路及利用 MSP430 单片机进行 A/D 转换和串口通信。信号调理部分主要讲述了缓冲电路、右腿驱动、前置放大电路、滤波电路、二次放大电路及电平抬升电路的原理。A/D 转换及串口通信部分在讲述原理的同时还介绍了基于 IAR Embedded Workbench 平台的下位机软件的设计方案，最终完成了对心电信号采集传感器的设计。

## 第四章 LabVIEW 串口通信及 ECG 波形预处理

心电信号是十分微弱的生物电信号且极易受噪声干扰,硬件滤波电路不能完全滤除干扰,所以采集到的心电信号中仍然混有大量噪声,这将会干扰心血管疾病的诊断结果,因而需利用计算机对采集的心电信号进行滤噪处理。本系统的上位机处理软件选择了虚拟仪器 LabVIEW。

### 4.1 LabVIEW 与单片机的串口通信

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) 是美国国家仪器 (NI) 公司研制开发的一种程序开发环境,在这个环境下编写的代码是 G 语言代码<sup>[37;38]</sup>。所谓 G 语言就是图形化编程语言,它的特点就是在编程时,基本上不写程序代码,取而代之的是流程图或框图。

#### 4.1.1 串口通信

LabVIEW 内置了 PCI、DAQ、GPIB、RS-232 等各种仪器通信总线标准的功能函数,只需安装相应串口驱动,用户就可以搭建所需的应用系统,使不同总线标准的接口设备和仪器在同一软件下得到使用<sup>[39;40]</sup>,本文的 PC 机利用蓝牙虚拟串口与单片机实现通信。

LabVIEW 的“仪器 I/O”子模板中包含串口通信的功能模块,如图 4.1 所示,主要包括串口设置、串口写、串口读、串口关闭等模块。



图 4.1 LabVIEW 仪器 I/O 子模块

单片机串口通信协议的参数已配置好,在编写 LabVIEW 串口通信程序时设置的参数必须与单片机保持一致,否则会导致通信失败。串口通信的程序如图 4.2 所示:

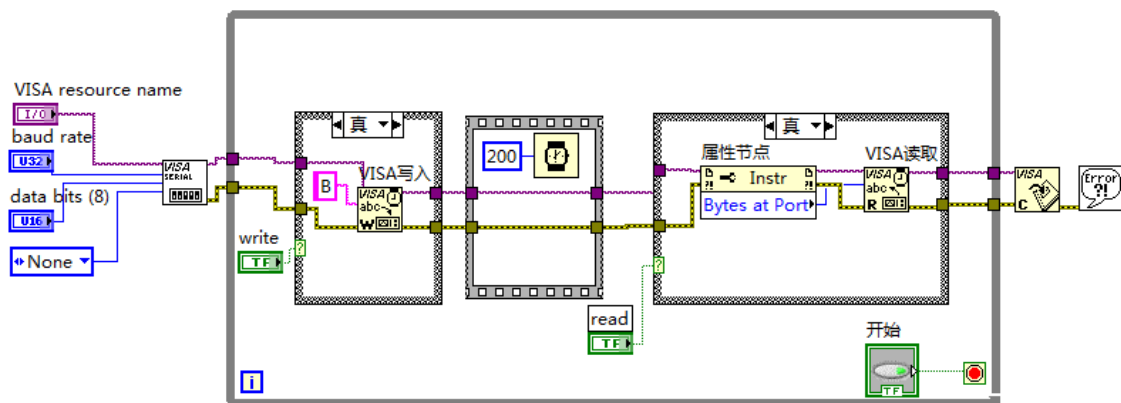


图 4.2 串口通信程序

图 4.2 完成的任务包括：串口通信协议参数的设置，PC 机发送指令给单片机并读取单片机发送的数据。程序中用了一个 while 循环和两个 case 结构及一个顺序延时结构。设置 while 循环是为了连续读单片机的数据，两个 case 结构是为了控制何时向单片机发送指令。读写模块之间设置延时，是因为单片机发送指令到单片机做出应答需要一段时间，通过设置 200ms 的延时可以防止数据丢失，保证数据的完整性。具体通信过程为：

(1) 调用“VISA Configure Serial Port”进行串口初始化设置：串口选择为 COM9、波特率为 115200、数据位为 8 位，这些都与单片机的配置一致。

(2) 调用“VISA Write”，在缓存区中写入“B”，向单片机发送开始采集命令。单片机成功收到“B”命令后，将开始发送数据。

(3) 调用“Property Node”，设置读取全部缓冲区的属性。如果读取字节数设置过大，则当缓冲区的数据量没有达到设定值时，程序会一直停在“VISA Read”这个节点上。若在超时的时间（默认为 10 秒）内还没凑足设定的数据，程序就会报“Time out”错误；若超时时间设置过长，有可能导致程序很长时间都停在“VISA Read”这个节点上。为解决上述情况，引入“Property Node”，该节点用于计算当前数据缓冲区的字节数。“Property Node”的输出端与“VISA Read”的读取字节数控制端相连，这样“VISA Read”将读取串行端口接收缓冲区中的所有数据，之后缓冲区将清空并再次接收新数据。这种方式不仅能对信号进行长时间连续采集，还能保证信号数据的完整不丢失。

(4) 调用“VISA Read”，接收数据。

(5) 调用“VISA Close”，释放串口资源。程序结束之前，必须关闭正在使用的串口设备，若不关闭，则会导致其他程序无法使用该设备。



4.1.2 数据的保存

MSP430 的 A/D 转换是 12 位，而数据总线宽度为 8 位，所以需要两个 8 位的数据单元存储一个 12 位的数据，即 PC 机接收的两个字节则表示一个采样点数据。为了便于 PC 机正确识别采集数据的高低字节，单片机发送的每帧数据都以“##”作为帧头，“##”后的两个字节（前一字节为高字节，后一字节为低字节）就是采集的心电数据。

本文将采集的实时数据按照“采集时间—采集数据”的形式记录，便于回放及调用分析，保存数据的程序框图如图 4.3 所示。

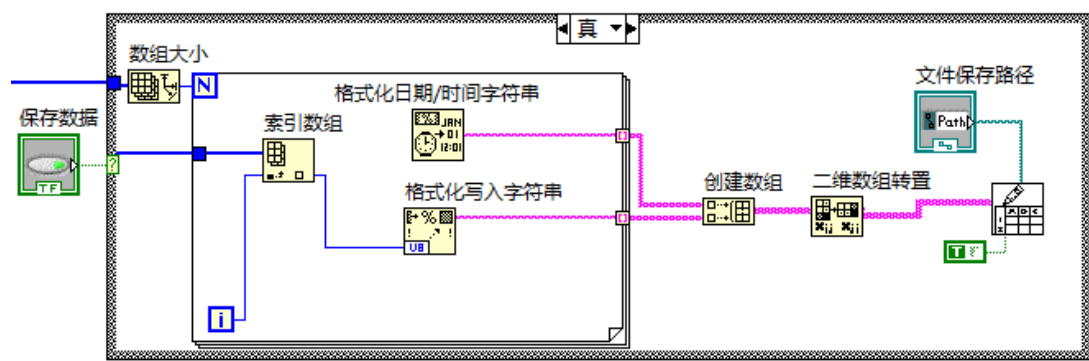


图 4.3 保存数据程序框图

图 4.3 数据保存过程是在一个条件结构中完成的，采用条件结构是因为在刚开始采集心电数据时，由于电极接触的不稳定或单片机没有接收到 PC 机发送的“B”命令，导致采集的数据不稳定或存在噪声。通过观察实时心电波形，待波形稳定后再记录。利用 for 循环结构按字节获取采集的数据，并将这些数据和当前时间创建二维数组，为了便于观察，设置了“二维数组转置”，最后调用“写入电子表格文件”，选择采集数据的文本保存路径，这样就以文本的形式保存了单片机发送的所有数据。从图 4.4 中可以看出，文本记录了两列数据，第一列是时间，第二列是该时间对应的采集数据，记录数据中的 35 对应数据帧头标志“#”。

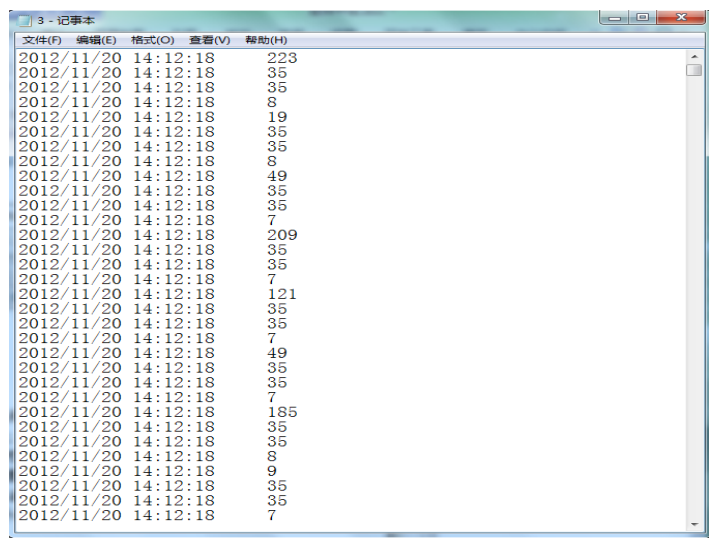


图 4.4 保存数据的文本形式

### 4.1.3 数据的恢复与回放

单片机以字节为单位发送数据，LabVIEW 串口接收的数据是以字符串的形式显示的，所以需调用“字符串转换为字符数组”函数将接受的字符串转换为字符数组，再利用 for 循环依次索引数组中的每个元素。首先判断每帧数据的帧头“##”，即查找字符数组中前后都为 35 的元素，其后面的两字节就表示的一个采集数据。当满足条件时，在条件结构中处理后两位数据，通过调用“整数拼接”函数将高低两字节数据转换为其实际数值。

对于医生，一大堆没有明显规律的心电数据是没有价值的，他们都是通过观察病人的心电图来判断各种心血管疾病的，因而有必要将数据恢复成波形图，这一过程叫做回放。波形图的横坐标对应时间，纵坐标对应心电信号的电压值。MSP430 系列的 A/D 转换为 12 位，数据分为高、低两字节，原始电压值需通过式 4.1 计算。

$$\text{原始电压值} = \frac{(\text{高字节} \times 2^8 + \text{低字节}) - 2^{11}}{1000} \quad (4.1)$$

数据恢复与回放的程序框图如图 4.5 所示。

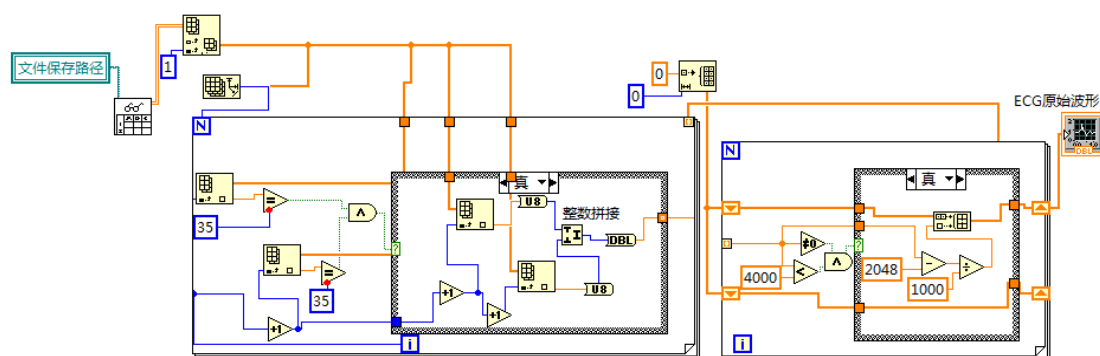


图 4.5 数据恢复与回放程序框图

## 4.2 小波变换基础

心电信号是毫伏级生物电信号，且极易受环境影响。虽然采集心电信号的硬件电路中设置了滤波电路来消除基线漂移、工频干扰及高频噪声，但硬件优化电路存在热噪声及滤波的局限性。所以必须借助计算机强大的数据处理能力，利用现代信号处理技术对采集的带噪 ECG 信号进行分析处理。本文使用基于目前研究较为成熟且滤波效果较好的小波变换的改进方法来进行心电预处理。

### 4.2.1 小波理论

对信号进行时频域分析是信号处理中较为普遍的研究方法。早期, 傅里叶变换 (Fourier Transform, FT) 是信号分析的有效工具, 它将信号在时域的研究转向频域的研究。傅里叶变换的一个缺点就是没有时间的概念, 它没有将时、频组合成一个域, 在频谱中不容易得到它的时间信息。短时傅里叶变换 (STFT) 是针对傅里叶变换的缺点提出的, 它可将时域和频域联系起来同时进行分析。但 STFT 的时频分析窗口的大小是固定的, 它不适用于突变及非平稳信号<sup>[41; 42]</sup>。鉴于此, 法国物理学家 Morlet 在 1984 年提出了一种更好的时频局域化信号分析工具—小波变换 (Wavelet Transform, WT), 它是时间-频率分析方法, 具有时频局域化和多分辨率特性, 适用于非平稳信号, 是信号分析的一种高效方法<sup>[42]</sup>。

小波是具有振荡性并能迅速衰减的波, 其特点为:

(1) “小”——在时间域上具有紧支集或近似紧支集, 相对“小”, 即在定义的一个很小的区间之外函数为零, 这能保证小波函数的迅速衰减, 从而获得空间局域化的特性。

(2) “波”——正负交替波动, 均值为零, 具有较好的振荡性。

#### 1、连续小波变换

设函数  $\psi(t) \in L^2(R)$ , 其 FT 变换为  $\psi(\omega)$ , 若  $\psi(\omega)$  满足容许条件:

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} |\omega|^{-1} |\psi(\omega)|^2 d\omega < \infty \quad (4.2)$$

则称  $\psi(t)$  为一个基本小波或母小波。

对母小波  $\psi(t)$  进行平移和伸缩:  $\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$ , ( $a > 0, b \in R$ ), 则  $\psi_{a,b}(t)$  是依赖于  $a$ ,  $b$  的小波基。其中,  $a$  为尺度参数,  $b$  为平移参数,  $a$ 、 $b$  都是连续变化的值。 $b$  值决定  $\psi(t)$  平移的大小,  $a$  值决定  $\psi(t)$  的波形宽度。图 4.6 描述了不同尺度下小波变换的时宽、带宽、时间中心及频率中心的关系。

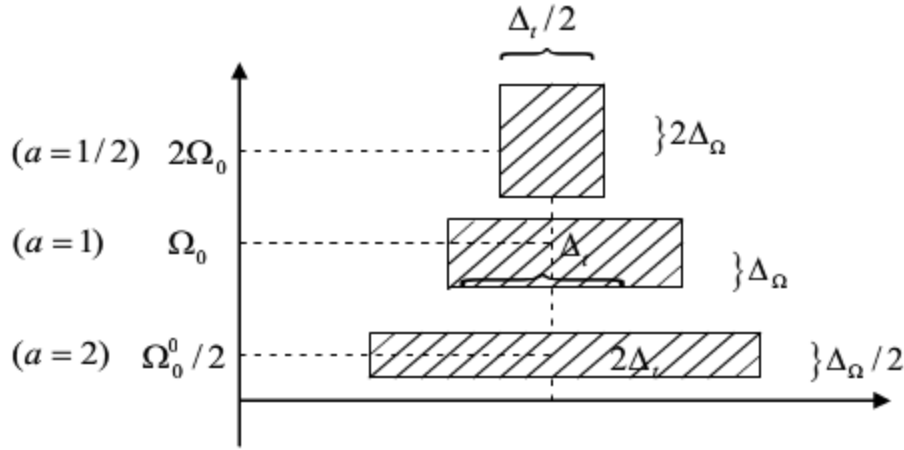


图 4.6 不同尺度下小波的时-频域关系

小波变换的品质因数  $Q$  定义为:  $Q = \text{带宽} / \text{中心频率} = \Delta\Omega / \Omega_0$ 。图 4.6 表明: (1) 小波变换具有恒  $Q$  性; (2) 小波变换是一个时-频域可调的窗口,  $|a|$  越大,  $\psi(t)$  越伸展, 波形的变化就越缓慢, 此时时间轴上观察范围大, 频域轴上为低频小波, 用于分析信号概貌; 反之,  $|a|$  越小,  $\psi(t)$  越收缩, 波形的变化就越快, 此时时间轴观察范围小, 频域轴上为高频小波, 用于分析信号细节。

$\{\psi_{a,b}(t)\}$  是由同一母小波  $\psi(t)$  经平移和伸缩后的函数序列族, 称为连续小波基函数。

一个能量受限的函数  $f(t)$ , 若满足  $\int_R |f(t)|^2 dt < \infty, t \in R$ , 则称  $f(t)$  在空间  $L^2(R)$  上可积, 记为  $f(t) \in L^2(R)$ 。  $f(t)$  的连续小波变换定义为:

$$W_f(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt = \langle f(t), \psi_{a,b}(t) \rangle \quad (4.3)$$

式 4.3 表明, 通过选择合适的  $a$ 、 $b$ , 利用小波变换可以实现对信号任意精度的分析。

若小波满足容许条件 (式 4.2), 则小波变换的逆变换存在, 连续小波变换的逆变换公式为:

$$f(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_0^\infty \frac{da}{a^2} \int_{-\infty}^{\infty} W_f(a,b) \psi_{a,b}(t) db \quad (4.4)$$

## 2. 离散小波变换

连续变化的尺度参数  $a$  和平移参数  $b$  会导致  $\psi_{a,b}(t)$  具有很大的相关性, 致使小波系数  $W_f(a,b)$  存在信息冗余。在不丢失原信号  $f(t)$  信息的情况下, 可通过离散化  $a$ 、 $b$  来减少小波系数的冗余, 具体做法如下:

(1) 尺度  $a$  的离散化。令  $a$  取  $a_0^0, a_0^1, a_0^2, \dots, a_0^j$ ;

(2) 位移  $b$  的离散化。为了在平移过程中不丢失原信号信息, 采样时必须满足奈奎斯特采样定理, 以  $\Delta b = a_0^j b_0$  作为采样间隔, 则  $\psi_{a,b}(t)$  离散化后变为:

$$\psi_{j,k}(t) = a_0^{-\frac{j}{2}} \psi \left[ a_0^{-j} (t - k a_0^j b_0) \right] \quad j = 0, 1, 2, \dots, k \in Z. \quad (4.5)$$

通常选择二进小波作为小波基, 即令  $a_0 = 2, b_0 = 1$ , 此时

$$\psi_{j,k}(t) = 2^{-\frac{j}{2}} \psi(2^{-j} t - k), \quad j = 0, 1, 2, \dots; k \in Z \quad (4.6)$$

实际应用中, 通过构造  $\psi(t)$  使  $\psi_{j,k}(t)$  在平移和伸缩时都是正交小波族, 即需要满足:

$$\langle \psi_{m,n}, \psi_{m',n'} \rangle = \delta_{m,m'} \delta_{n,n'} = \begin{cases} 1, & m=m', n=n' \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (4.7)$$

设  $\psi(t) \in L^2(R)$  满足正交小波的条件, 则信号  $f(t)$  可以表示为小波级数展开式:

$$f(t) = \sum_{j,k=-\infty}^{+\infty} C_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (4.8)$$

其中,  $C_{j,k} = \langle f, \psi_{j,k} \rangle = W_f(2^{-j}, 2^{-j} k)$

式 4.8 也称为信号  $f(t)$  的正交小波分解, 它的作用类似于  $f(t)$  通过不同的带通滤波器,  $C_{j,k}$  是关于  $j$  尺度的小波分量。

### 3、多分辨率分析 (Multi-Resolution Analysis, MRA)

多分辨率分析方法, 又称多尺度分析<sup>[43]</sup>, 是法国科学家 Mallat 在研究图像处理时建立的理论。它的基本思想是利用正交小波基函数的多尺度特性将信号在不同尺度下分解, 以得到有用信息, 它的思想与多采样滤波器的思想类似。多分辨率分析是小波理论的精髓, 在小波变换的应用中具有重要的地位。

函数空间可以逐级划分, 产生一组逐级包含的子空间, 即  $V_0 \supset V_1 \supset V_2 \supset V_3 \dots$ ,  $V_0$  是原信号占据的总频带, 经过第一层分解,  $V_0$  被分成两个正交的子空间  $V_1$ 、 $W_1$ ,  $V_1$  是反映低频分量的尺度空间,  $W_1$  是反映高频分量的小波空间。第二层分解将  $V_1$  分成逼近低频空间  $V_2$  和细节高频空间  $W_2$ , 按照此方法继续分解并进行逐级替换, 可得:

$$V_0 = V_1 \oplus W_1 = V_2 \oplus W_2 \oplus W_1 = \dots = V_n \oplus W_n \oplus W_{n-1} \oplus \dots \oplus W_1 \quad (4.9)$$

式 4.9 表明, 通过空间分解可以将原始信号逐级分解到各子空间分析。

设  $L^2(R)$  的一系列闭合子空间序列  $\{V_j, j \in Z\}$ ，进行多分辨率分解必须满足下列条件：

(1) 单调性：  $V_{j-1} \supset V_j$

(2) 平移不变性：  $f(x) \in V_j \Leftrightarrow f(x-k) \in V_j$

(3) 伸缩变子空间性：  $f(x) \in V_j \Leftrightarrow f(2x) \in V_{j+1}$

(4) 逼近性：  $\bigcap_{j \in Z} V_j = \{0\}$ ,  $\bigcup_{j \in Z} V_j = L^2(R)$

(5) Riesz 基存在性：存在函数  $\phi \in V_0$ ，使  $\{\phi(t-k)\}_{k \in Z}$  构成  $V_0$  的 Riesz 基。 $\{V_j, j \in Z\}$  是函数  $\phi(t)$  生成的一个多分辨率分析，其中  $\phi(t)$  被称为尺度函数。

多分辨率分析可以对原始信号进行细致观察，通过将尺度进行由大变小的调节，可实现对信号由粗到细的观察。

#### 4、Mallat 算法与小波重构

Mallat 算法是小波分解与重构的快速实现，其基本思想是：原始信号  $f(x)$  在尺度  $j$  上的分解是将信号分解到两个正交的子空间  $V_j$  和  $W_j$  上， $V_j$  上的离散逼近值记为  $\phi_j(k)$ ， $W_j$  上的离散逼近值记为  $\psi_j(k)$ ，下次在尺度  $j+1$  上再将  $\phi_j(k)$  分解到  $V_{j+1}$  和  $W_{j+1}$  子空间。按照上述方法对信号进行逐次分解，其中  $\phi_j(k)$  是信号的低频成分， $\psi_j(k)$  则对应于信号的高频成分。

Mallat 算法中的小波分解相当于一个滤波器组：低通滤波器  $h(n)$ ——对应于尺度函数，高通滤波器  $g(n)$ ——对应于小波函数。Mallat 算法的实现过程：首先将原始信号  $A_0$  通过滤波器组，再进行下采样，使分辨率降低，两组滤波信号减半，但信号总量不变，得到逼近信号  $A_1$  和细节信号  $D_1$ ，接着用相同方法将  $A_1$  分解，得到  $A_2$  和  $D_2$ ，照此方法逐次分解，其流程图如图 4.7 所示。

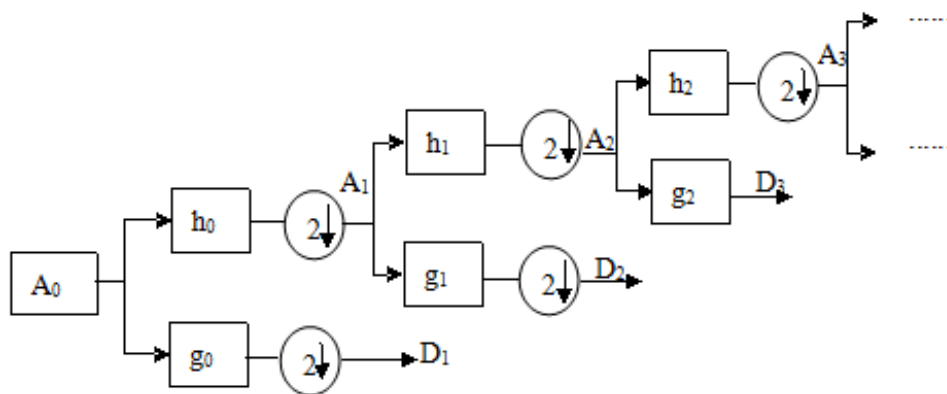


图 4.7 Mallat 算法流程图

小波重构是小波分解的逆过程，类似于傅里叶的正变换和逆变换。依照 Mallat 算法的思

路可以推出重构过程，重构算法的基本关系式为：

$$x_n^{(j)} = \sum_k h_k'(n-2k)x_k^{(j)} + \sum_k g_k'(n-2k)d_k^{(j)} \quad (4.10)$$

式中  $x_k^{(j)}$  是第  $j$  级的离散平滑信号， $d_k^{(j)}$  是第  $j$  级的离散细节信号， $x_n^{(j)}$  则是重构的信号， $h_k'(k)$ ， $g_k'(k)$  与小波分解的  $h_k(k)$ ， $g_k(k)$  一样，小波重构流程框图如图 4.8 所示。

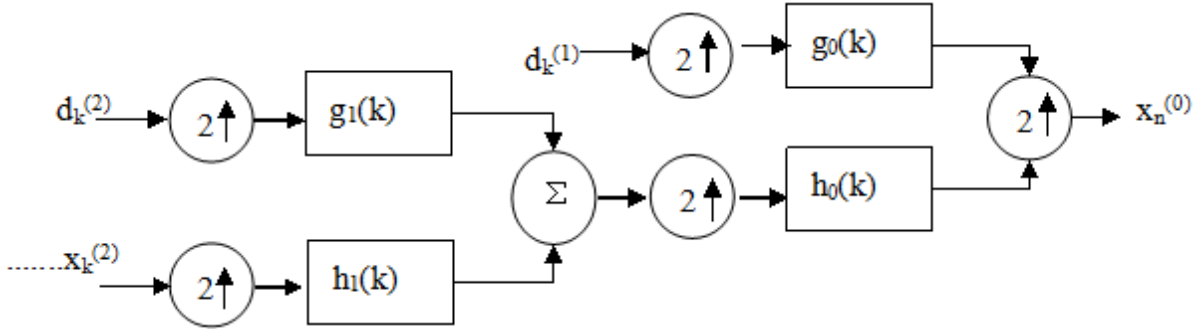


图 4.8 小波重构流程框图

## 4.2.2 小波去噪的 3 种方法

小波去噪的基本思想是基于多分辨率分解，把信号进行多尺度分解，将混有各种频率分量的信号分解到不同的频段，重建信号时对噪声所在尺度的小波分量进行处理，就可滤除信号中的噪声。通常小波去噪有三种方法：去除噪声分量法、阈值法和模极大值法。

### 1、去除噪声分量法

去除噪声分量法的基本思想是将含有噪声的信号进行多分辨率分解，根据信号和噪声频谱分量的不同，直接将噪声所在尺度上的分量去除（置零），再用剩余小波分量进行重构信号，这样就能够很好的消除噪声分量。该方法的缺点是：信号和噪声的频率可能有重叠，直接将噪声所在尺度的小波分量去除可能会导致部分有用信号的滤除。

### 2、阈值法

阈值法消噪的基本思想是将信号进行小波多分辨率分解后，按照预先估设的阈值来对噪声占主导地位的尺度上的小波系数进行阈值处理，从而压缩小波系数。小波阈值去噪法中最关键的就是阈值的选择及量化，这直接影响信号降噪处理的质量。常用的阈值法有 Sqrtwolog 固定阈值、Stein 无偏似然估计阈值、极大极小准则阈值（Minimaxi），其具体形式如下<sup>[44]</sup>：

#### （1）固定形式阈值（Sqrtwolog）

$$T_1 = \sigma \sqrt{2 \ln N} \quad (4.11)$$

Sqrtwolog 法的阈值固定的，式 4.11 中的  $N$  表示信号的长度。

## (2) Stein 无偏似然估计阈值 (SURE)

设  $P = [P_1, P_2, \dots, P_N]$ , 且  $P_1 \leq P_2 \leq \dots \leq P_N$ ,  $P$  中的元素为小波系数的平方, 且按从小到大的顺序排列好。定义风险向量  $R$ , 其元素为:

$$r_i = \frac{N - 2i - (N - i)P_i + \sum_{k=1}^i P_k}{N}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (4.12)$$

以  $R$  中最小值  $r_a$  作为风险值, 并通过  $r_a$  的下标  $a$  求出对应的阈值:

$$T = \sigma \sqrt{P_a} \quad (4.13)$$

## (3) 极小极大准则阈值 (Minimaxi)

$$T = \begin{cases} \sigma(0.3936 + 0.1829 \log_2^N) & N \geq 32 \\ 0 & N < 32 \end{cases} \quad (4.14)$$

阈值去噪法中, 小波阈值的选取是决定重建信号失真程度的关键。若阈值选的太大, 信号细节损失较多, 信号失真严重; 若阈值选的太小, 则滤波效果不明显。

## 3、模极大值法

小波变换模极大值法去噪的基本思想是根据信号和噪声经多分辨率分解后在各尺度上的不同特性, 噪声经小波变换后的局部模极大值随着尺度的增加而减小, 而信号的变化规律则正好相反。剔除由噪声产生的模极大值, 保留与信号相关的模极大值, 再用保留下来的模极大值进行小波逆变换, 从而重构信号。

模极大值滤波法对于随机性干扰噪声的滤除具有较好的效果, 能提高信噪比, 并精确定位信号突变点。由于剩下的模极大值不能提供信号的完全表示, 当输入信噪比较低时, 不能很好地恢复信号。

## 4.3 小波去噪考虑的因素

Mallat 算法可以快速实现小波分解与重构, 这是小波去噪分析的重要思想。利用小波变换滤除心电信号, 需要考虑下列三个问题: 一、选择合适的小波基; 二、确定心电信号和各种噪声的频带分布; 三、确定小波基在各尺上的通频带。

## 4.3.1 小波基的选择

小波去噪的原理是利用小波的分解与重建, 因而选择适当的小波基是保留 ECG 特征波形



并消除噪声的关键环节，它还决定小波算法的复杂度及整个系统的运算速度。小波基的选取通常都与实际的信号波形相关，主要考虑不同小波的时频域特性、紧支撑能力，紧支集越小，能量越集中，滤波效果越好。常用的小波基主要包括：Haar 小波、Marr 小波、Morlet 小波、样条小波、Daubechies 小波等。

本文在心电信号去噪中选用的是 Daubechies 小波族中的 db06 小波，它的波形与心电信号非常相似而且能量谱主要集中在低频，更能精确地在各尺度上对心电信号进行分解。

4.3.2 信号与噪声的频带分布

心电信号的频谱能量主要集中在 0.5~45Hz，其中 QRS 波群的能量分布在 10~25Hz，P 波和 T 波的能量集中在 0.5~10Hz。ECG 信号的主要干扰为基线漂移、工频干扰、肌电干扰，其频带分布为：基线漂移一般在 0.05~2Hz，工频干扰通常固定在 50Hz，肌电干扰为 5Hz~2kHz。

4.3.3 小波基在各尺上的通频带<sup>[45]</sup>

小波变换的多通道滤波特性能较好的表征心电信号的局部特征。表 4.1 所示的是采样频率为 256Hz 的心电信号经 db06 小波分解后所对应的带通滤波器带宽和中心频率。

表 4.1 小波变换等效滤波器带宽

变换尺度	带宽 (HZ)	中心频率 (HZ)
D1	64 - 128	96
D2	32 - 64	48
D3	16 - 32	24
D4	8 - 16	12
D5	4 - 8	6
D6	2 - 4	3
D7	1 - 2	1.5
D8	0.5 - 1	0.75
A8	0 - 0.5	0.25

表 4.1 说明：（1）心电信号 QRS 波的频带主要集中在  $2^3 \sim 2^5$  尺度上；（2）当尺度大于等于  $2^8$  时，主要是低频噪声干扰；（3）高频噪声主要集中在尺度  $2^1$  和  $2^2$  上。为了更好地滤除心电噪声，本文选用 8 尺度对 ECG 信号进行分解。

4.4 滤波方案的确定

在 4.3 节的分析中已经确定了本文使用的小波基为 db06 小波，并进行 8 尺度的小波分解，本节对滤除 ECG 噪声给出具体方案。

#### 4.4.1 消除基线漂移

小波变换去除基线漂移的思想是<sup>[46]</sup>：利用小波变换将心电信号进行多尺度分解，将由多种频率交织的信号分解到不同的频段上，基线漂移是变化较为缓慢的趋势分量，它位于较大的尺度。通常在进行小波重建时将大尺度上的噪声分量直接置零，可实现基线漂移的滤除。这种方法简单而且比传统的数字滤波效果好，但由于基线漂移的频率与 ECG 中的 ST 段有部分重叠，若将该尺度上的小波分量直接置零，将导致低频段信号的畸变，从而引起心血管疾病的误判。

本文针对上述缺点提出了一种改进方法。基线漂移是低频信号，在尺度  $2^8$  上有基线漂移信号的小波分量值远大于没有基线干扰的信号，而在小尺度上两者差距并不明显。基于这一特点，本文设计了小波变换与自适应技术相结合来滤除基线漂移的方法。自适应技术的思想是利用得到的最新数据不断递归更新现时刻滤波器的参数，以适应信号与噪声随时间变化的特性，从而达到最优的滤波效果。

本文设计的滤波器选择原始心电信号作为滤波器的输入信号  $d(t)$ ，它包含基线漂移噪声  $n(t)$  及含有其他干扰的信号  $s(t)$ 。选用 db06 小波对心电信号进行 8 尺度分解，将 1~7 尺度下的小波分量作为自适应算法的参考输入信号，它满足与  $n(t)$  无关而与  $s(t)$  相关的条件，记为  $X = [x_1, x_2, \dots, x_7]^T$ ，其中  $x_j = D_2^j$ ,  $j \in [1, 7]$ ，权重矢量设为  $W = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_7]^T$ ，则自适应滤波器的输出为：

$$y(t) = \sum_{k=0}^7 \omega(k)x(t-k) = \sum_{k=0}^7 \omega(k)D_2^k(t-k) = W^T X \quad (4.15)$$

自适应滤波器的输出  $y(t)$  与原始 ECG 信号  $d(t)$  的误差记为  $e(t)$ ，则：

$$e(t) = d(t) - y(t) = d(t) - W^T X \quad (4.16)$$

式 4.16 中的权重矢量  $W$  通过最小均方算法（LMS）得到：

$$W(t+1) = W(t) + 2\mu e(t)X \quad (4.17)$$

式 4.17 中， $\mu$  为步长因子，影响算法的收敛速度。

通过 LMS 算法不断调整权重矢量，当均方误差  $E(e_i^2)$  达到最小时，有  $E[s(t) - y(t)]^2 = \min$ ，滤波后的信号  $y(t)$  趋近于不含基线漂移的信号。算法流程图如图 4.9：

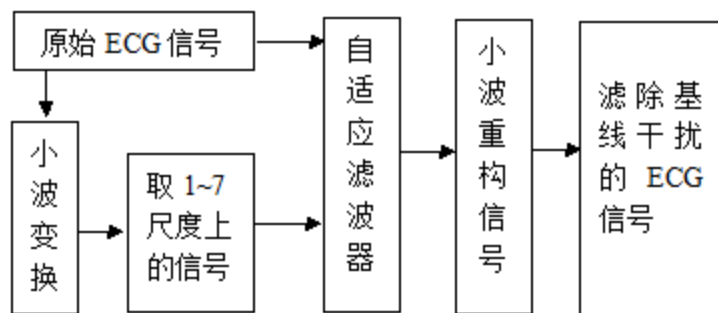


图 4.9 消除基线漂移流程图

算法仿真结果如图 4.10:

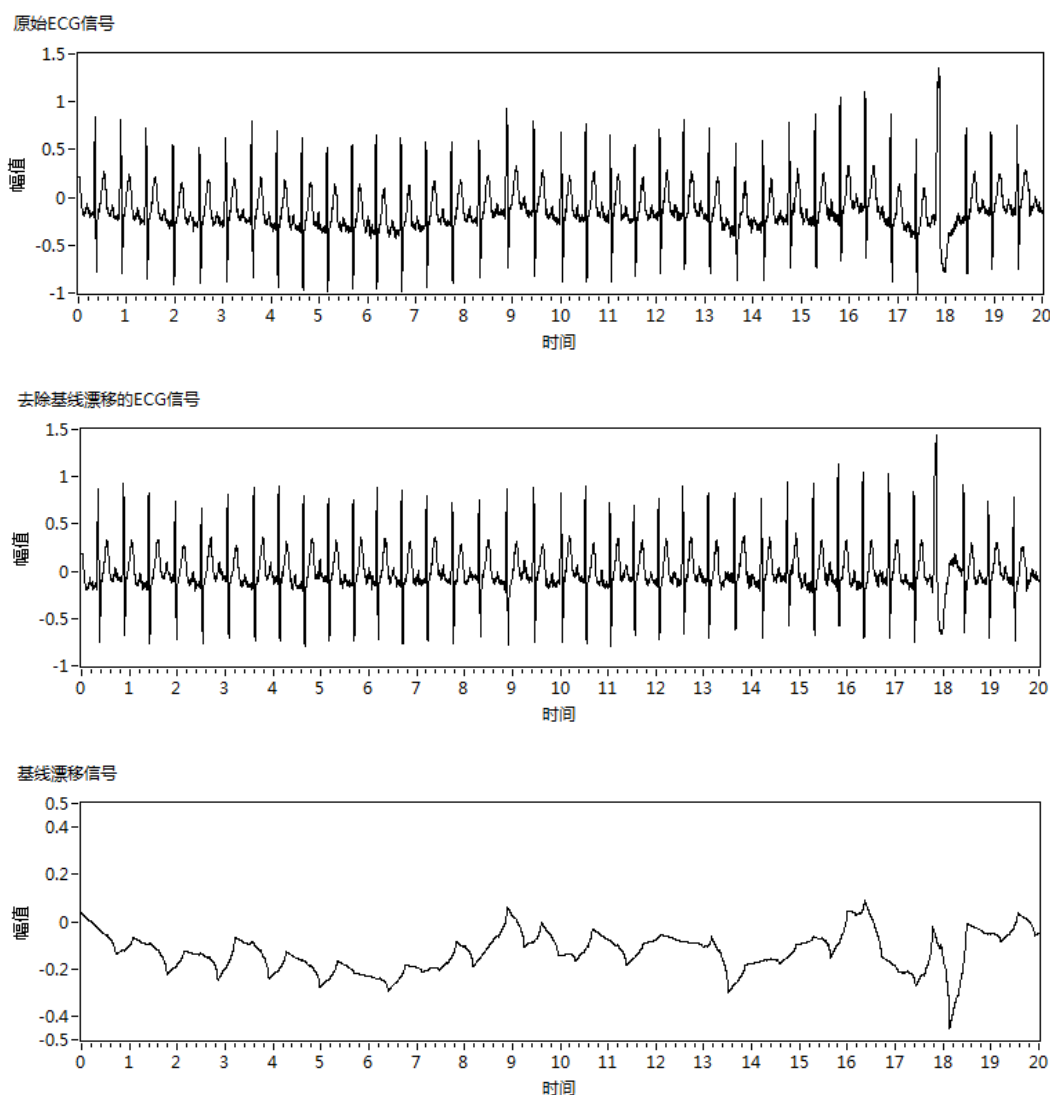


图 4.10 滤除基线漂移仿真图

图 4.10 表明, 采用的自适应技术能跟随实际噪声的变化而自动调整滤波器的参数, 因而小波变换与自适应技术相结合的改进方法不仅有效地滤除基线漂移, 还能保护信号的低频有用信息。

#### 4.4.2 滤除高频噪声

ECG 信号中高频噪声主要来自肌电噪声和工频噪声的干扰, ECG 信号频带范围为 0.5~45Hz, 而肌电噪声的频带主要分布在 5Hz~2kHz, 工频干扰通常固定在 50Hz。小波变换将信号进行多尺度分解时, 尺度越小, 对应的频率越高, 尺度  $2^1$  对应的细节分量与高频噪声(含肌电干扰)相对应, 尺度  $2^2$  上分解的小波分量则与工频干扰噪声相对应。最简单滤除肌电噪声的方法是在小波重构信号时直接去掉尺度  $2^1$  上的小波分量, 重构到尺度  $2^2$  为止, 但这会在滤除高频干扰噪声的同时也会去除信号的高频分量。

分析小波去噪常用的阈值形式得出, SURE 阈值法和 Minimaxi 阈值法仅将部分小波系数置零, 这样不容易丢失信号的有用成分, 但设计方法较为保守, 而 Sqtwolog 固定阈值能更有效地去除噪声<sup>[47: 48]</sup>。经过小波分解后, 有用信号在某些频段上的能量值较高, 而噪声一般都均匀分布在整個频段上, 所以在每个频段上的能量值都较低。不同频率的有用信号经小波分解后在不同尺度上小波系数是不同的, 若用统一阈值处理则难以取得较好滤波效果。本文提出的滤除肌电干扰的方法是多阈值去噪法, 在每个尺度上选用不同的阈值, 这样不仅能有效率滤除干扰, 也能较好保持信号不失真。

小波系数实际上表示的是小波基与信号的相似程度, 选用的小波基是与心电信号极为相似的, 所以心电信号所在尺度上的小波系数远大于噪声所在尺度的小波系数。根据各尺度上小波系数平均值的大小将信号分为有用信号段、过渡段及噪声段, 具体步骤如下:

(1) 将信号用 db06 小波进行 8 尺度分解, 得到各尺度的小波系数, 并求其平均值  $coef$ , 并找出最大的平均值  $Max\_coef$ 。小波系数大的尺度表示该频段上有用信号成分多, 小波系数小的尺度表示该频段噪声成分多;

(2) 根据各尺度小波系数的平均值将信号进行分段: 当  $coef \geq 0.8Max\_coef$ , 则为有用信号段; 当  $0.5Max\_coef \leq coef < 0.8Max\_coef$ , 则为过渡段; 其他则认为是噪声段;

表 4.2 是用 db06 小波进行 8 尺度分解心电信号后各尺度小波系数的平均值。

表 4.2 各尺度小波系数均值

分解尺度	各尺度小波系数的平均值
D1	0.0247
D2	0.1127
D3	0.3858
D4	0.5847
D5	0.4777
D6	0.3161
D7	0.2291
D8	0.2003

利用（2）中方法将信号进行分解结果：有用信号段 D4、D5；过渡段 D3、D6；其余为噪声段，这结果与心电信号的实际频谱分布较符合。

（3）不同的信号段选用不同的阈值进行处理。信号段使用 SURE 阈值，过渡段使用 Minimax 阈值，而对于高频噪声段，则采用 Sqtwolog 阈值。

多阈值法在 LabVIEW 平台上的仿真结果如图 4.11：

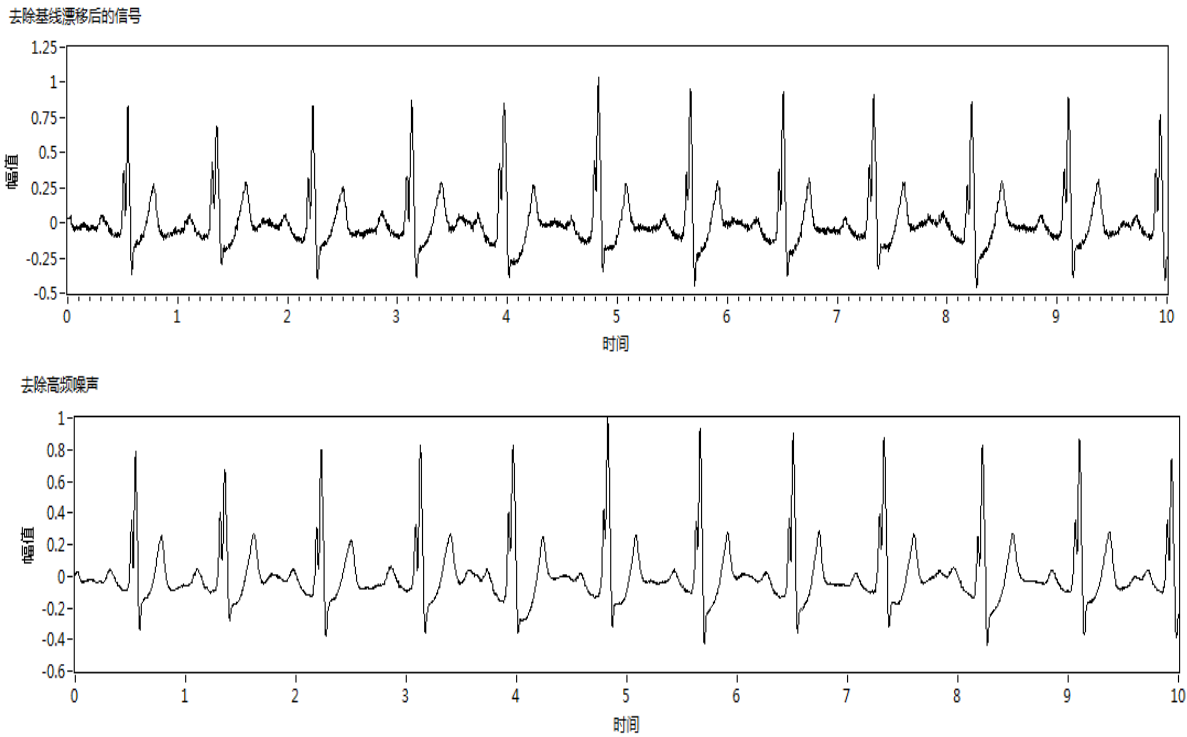


图 4.11 滤除高频噪声仿真图

从图 4.11 仿真结果可以得出，采用多阈值分析方法，不仅较好地去除高频噪声（包括肌电干扰和工频干扰），而且还很好地保留了信号的有用部分，使心电信号的失真较小。

## 4.5 本章小结

本章主要分为两部分：第一部分介绍了 LabVIEW 与串口的通信及对采集数据的保存、恢复与回放。第二部分简要介绍了小波变换的理论知识，并针对心电信号的特点及主要干扰，详细阐述了小波变换与自适应技术相结合来滤除基线漂移及基于小波变换的多阈值法来消除高频噪声的滤波方案，并在 LabVIEW 平台进行仿真验证。实验结果表明，本文改进的算法不仅能较好的滤除噪声，而且很好地保护了有用信号。

## 第五章 QRS 波群的检测及系统性能分析

经过预处理去噪后就可以对心电信号进行特征波形提取，这是正确诊断各种心血管疾病的關鍵。QRS 波群是 ECG 特征波形中最明显的，对它进行精确检测是提取其他特征波形及计算心率的基础，对心电信号的分析十分重要。

### 5.1 QRS 波群检测

#### 5.1.1 R 波检测方法

QRS 波群属于心电信号的中、高频信号，频率分布在 10~25Hz 之间，其特征明显，检测心电特征波形时通常先定位 QRS 波群。R 波是 QRS 波群中幅值最大、斜率最明显的波形，与 Q 波、S 波有较明显的区别，所以 QRS 波群的检测是通过先定位 R 波实现的，R 波的检测是所有波形检测的基础。

近年来，很多学者提出了各种 R 波检测算法，例如：差分阈值法、小波变换法、模板匹配法及神经网络法等。上述任意一种方法检测的 R 波都有可能由于噪声干扰而使检测结果存在漏检或误检，仅凭一种检测算法是很难检测究竟是漏检或误检了哪个 R 波。若能结合两种算法同时对同一段心电信号进行 R 波检测，当两种方法的结果一致时，就认为此时检测的 R 波是正确的；当两种结果不匹配时，可以定位到当前检测的一段心电信号重新检测，此时一般都能分析到是哪种方法存在错误，也能重新检测到正确的 R 波。本文基于上述思想，提出了一种自适应差分阈值法与自适应小波阈值法相结合的方法来检测 R 波。小波变换算法性能稳定，还能保证信号在频域较高的分辨率，便于进一步检测 QRS 波的起点和终点。差分阈值算法简单，检测效果较为准确，但是差分法无法定位 QRS 波群的起点和终点，所以差分算法主要是用来检测是否出现误检、漏检。本文还考虑了不同病人或同一病人不同状态下采集的心电数据的差异，两种算法的阈值都使用自适应阈值，进一步加强了系统的准确性。本文设计的 R 波检测算法的流程图如图 5.1 所示。

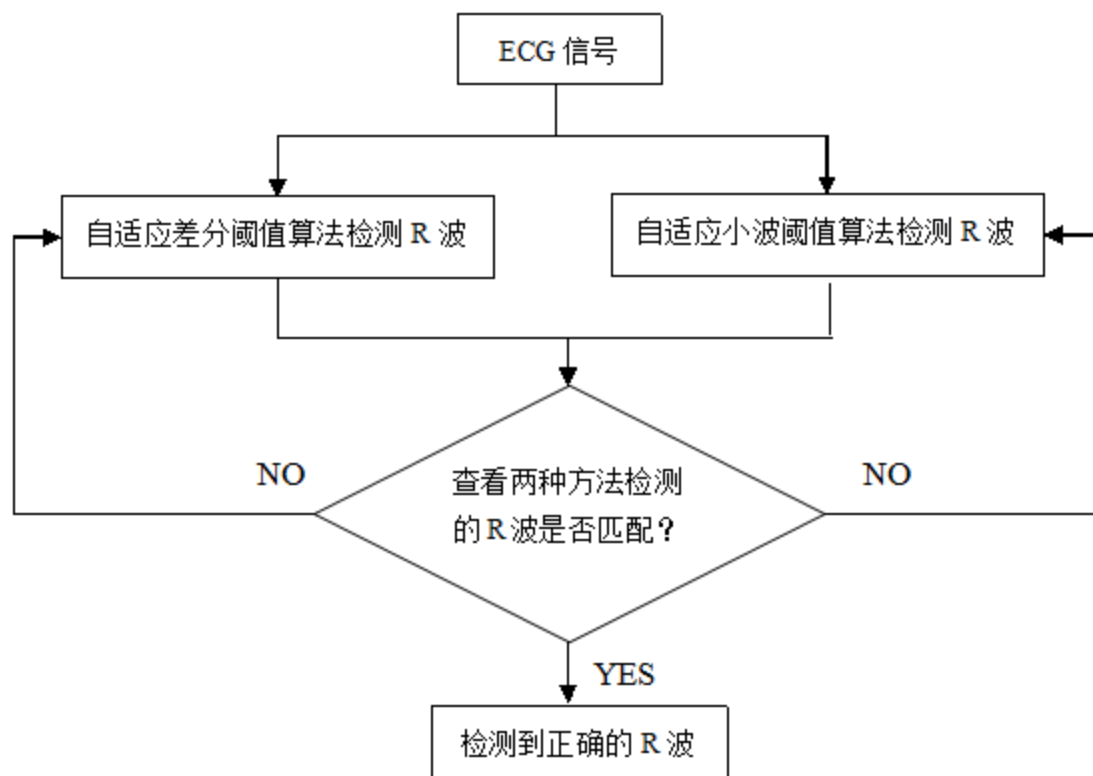


图 5.1 R 波检测算法流程图

### 5.1.2 自适应差分阈值算法

差分阈值法是一种简单快速、易于实现的算法，特别适合于对实时性有较高要求的心电监测系统。差分阈值算法的原理是差分运算的结果反映的是信号的斜率特性，信号越陡峭，差分值越大<sup>[49]</sup>。QRS 波形在心电信号波形中变化最剧烈，其 R 波的上升斜率和下降斜率与其他波形相比明显不同，而利用差分法能得到斜率变化较大的波形，再通过自适应法能精确检测出 R 波所在位置。

自适应差分阈值算法的过程如下：

(1) 信号的差分运算：

$$D(n) = X(n) - X(n-1) \quad (5.1)$$

差分方程相当于一个高通滤波器， $X(n)$  经过差分运算后，低频成分将消失，即能消除心电信号中的 P 波和 T 波成分。此外，差分运算反映信号的斜率特性，信号越陡峭部分差分值越大。

(2) 对经过差分运算的信号进行平方运算，相当于对信号起到非线性放大和整流的作用，使得心电信号中的高频成分能量提升。从图 5.2(c)中可以看出平方后的信号主要集中在 QRS 段，其余部分近乎一条直线。



(3) 对平方后的信号进行平滑: ( $s(n)$ 为平方后的信号)

$$y(n) = \frac{1}{5}(s(n) + s(n+1) + \dots + s(n+4)) \quad (5.2)$$

经过式 5.2 运算后, QRS 段较为明显突起, 而且信号较光滑。

(4) 自适应阈值法检测峰值点。对于差分阈值法检测 R 波的关键就是要选择合理的阈值。心电信号 QRS 波的形态及幅度会因测量者的不同而有较大的差别, 难以选择一个适合所有人的固定检测阈值, 因而本文提出了自适应检测阈值。

(a) 首先, 取出 14 秒经过预处理的心电数据分成 7 段, 每段数据长度为 2 秒, 这样能确保每段至少有一个 QRS 波。接着分别计算出每段的最大差分值的绝对值。考虑到突变噪声等干扰造成的 R 峰误检, 去除求得的 7 个最大差分值中的最大值和最小值, 然后对剩余的 5 个数取平均, 再乘以 3/4 作为初始检测阈值 X。

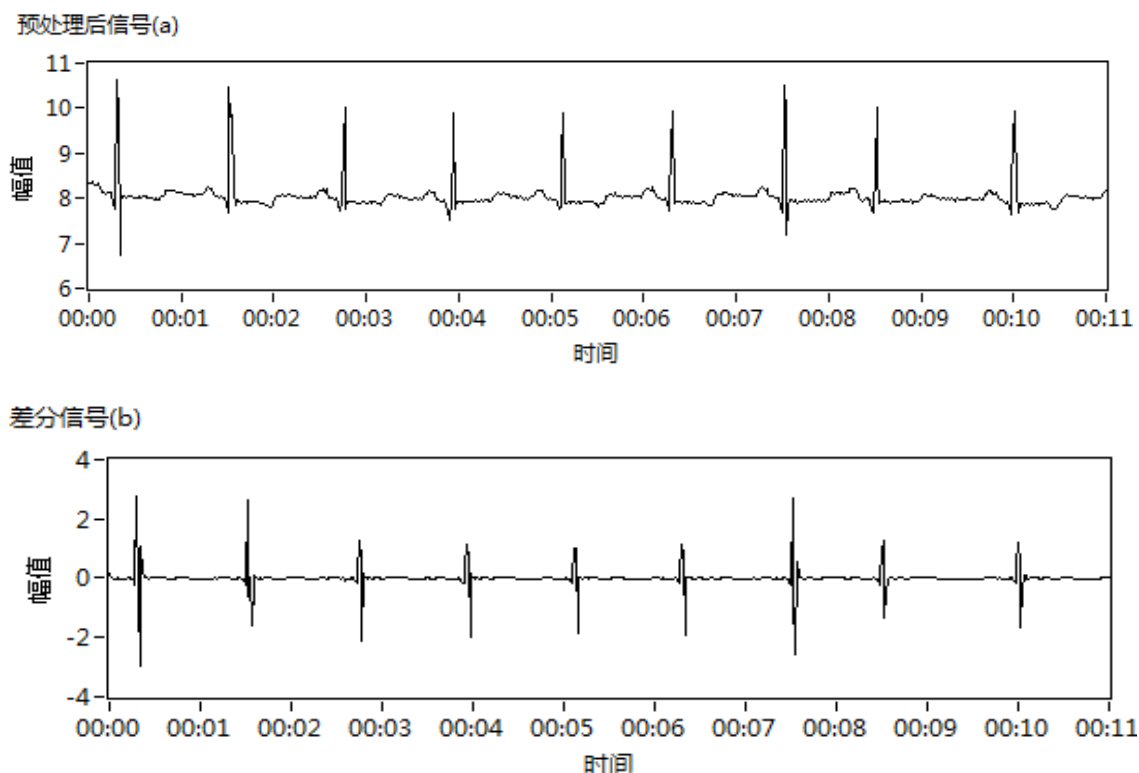
$$X = \frac{\sum_{n=1}^5 |y(n)|}{5} \times \frac{3}{4} \quad (5.3)$$

(b) 利用初始阈值 X 进行判断, 当信号值大于该阈值时, 记录这个信号值和其所所在位置, 该位置就是所寻找的 R 峰点。

(c) 将刚找到的 R 峰幅值和之前的检测阈值求和取平均再乘以 3/4, 得到新的阈值。

(d) 返回步骤(b)。

算法仿真过程图如图 5.2 所示:



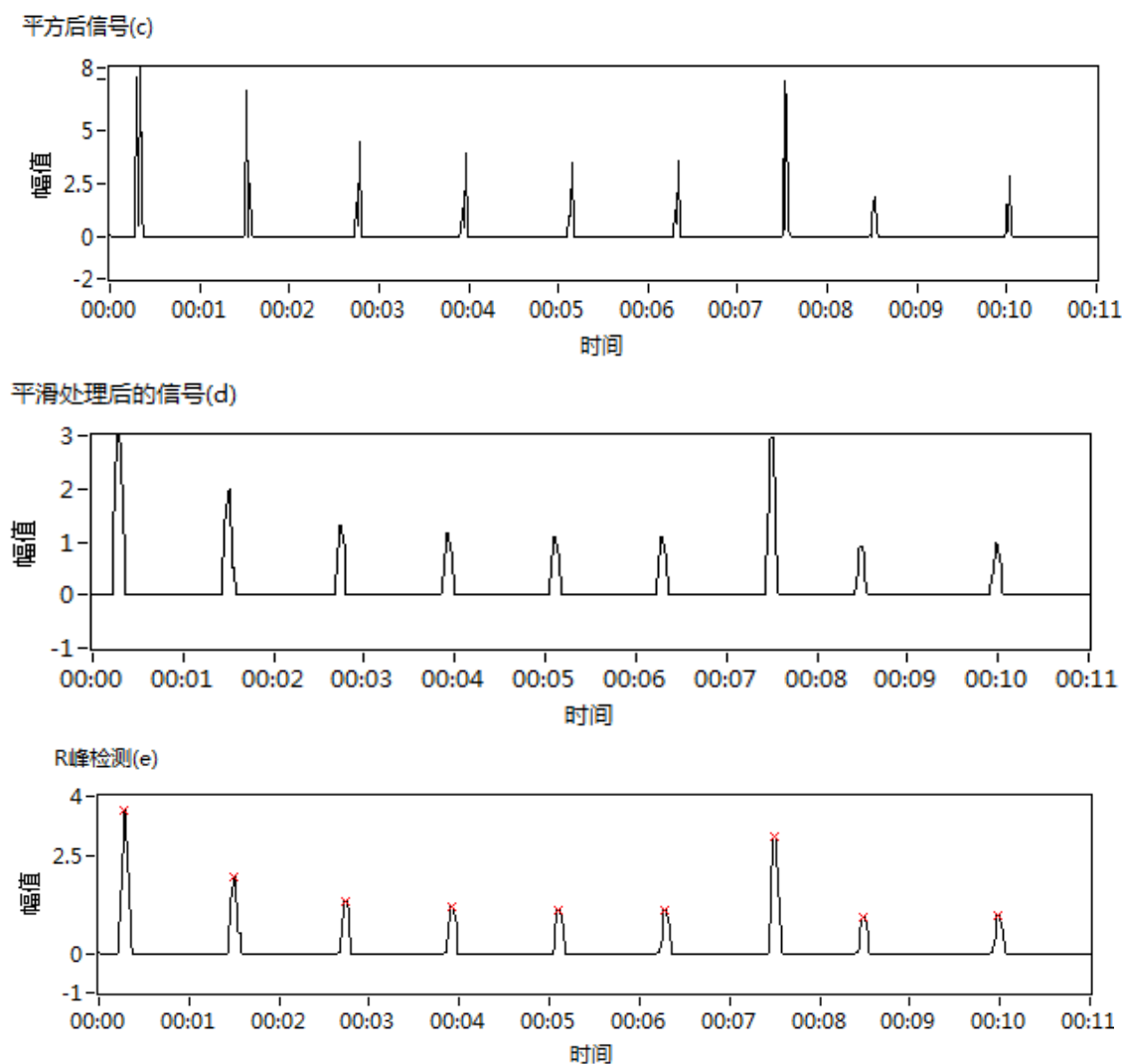


图 5.2 自适应差分算法仿真图

图 5.2 表明自适应差分阈值算法能准确检测 R 波,但却丢失了 QRS 波群其他波形的信息,所以利用差分阈值法作为辅助算法验证小波算法正确性, QRS 波群的起点和终点及其他波形的检测还需用小波算法实现。

### 5.1.3 自适应小波阈值算法

小波变换中通过伸缩和平移小波基可以在时域和频域上都获得对信号的良好分析,而且小波变换具有局域化特性,小波系数模的极值点或过零点通常都与信号的突变点相对应。小波变换检测 R 波就是利用模极大值的位置和幅度来定位和分类信号奇异点的。

小波变换算法检测 R 波峰值同样也要考虑三个主要因素:小波基的选择、特征尺度的选择及 R 波模极大值的确定。

**小波基的选择:**小波基的选择并不唯一,但不同的小波基函数进行小波分解突出不同的信号特征。Daubechies 小波基是紧支撑并且正交的,但由于满足紧支撑条件的小波不具有对

称性, db06 小波虽然能较好地进行小波去噪, 但对于特征波形的提取则易造成误检。样条小波同时具备最小支集、正交对称性、频率特性好、分辨率好、频带相干小、光滑性好等特点, 因而它成为检测突变信号的最优小波<sup>[50]</sup>。本文进行 R 波检测的小波基选择的是二次样条小波  $\psi(t)$ , 其频域表达式为:

$$\hat{\psi}(\omega) = i\omega \left[ \frac{\sin(\frac{\omega}{4})}{\frac{\omega}{4}} \right]^4 \quad (5.4)$$

二次样条小波滤波器的传递函数为:

$$\begin{cases} H(\omega) = e^{\frac{i\omega}{2}} \left[ \cos\left(\frac{\omega}{2}\right) \right]^3 \\ G(\omega) = 4ie^{\frac{i\omega}{2}} \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \end{cases} \quad (5.5)$$

**特征尺度的选择:** 小尺度反映的是信号的高频分量, 大尺度则与信号的低频分量相对应。心电信号经小波分解后由于各特征波形的频域特性不同其能量分布也不同, 其中 QRS 波的能量主要集中在  $2^3$  和  $2^4$  上, 而且在  $2^3$  上的能量最大, 在其它以  $2^3$  为中心变大或变小的尺度上, QRS 波群的能量都是逐渐降低的。ECG 信号中的高频 Q 波和 S 波, 在  $2^1$  和  $2^2$  上其模极大值对最明显, 而低频 P 波和 T 波, 其模极大值对主要分布在  $2^4$  和  $2^5$  上。对于更大的尺度  $j$  ( $j > 5$ ), ECG 信号特征波形的正负极值对不明显, 但其它干扰能量较大, 运算量也较繁重, 因而本文基于前 5 尺度对 ECG 信号特征波形进行提取。

**R 波模极大值对的确定:** R 波在每个特征尺度上都有一对模极大值, 对于高频噪声, 它的模极大值分布在小尺度上, 在大尺度上产生的模极大值很小甚至不存在; 对于低频信号如 P 波或 T 波则相反, 它们的模极大值主要分布在大尺度上, 在小尺度上很小或不存在。这表明对于高频噪声或 P 波、T 波均不能在 R 波所在尺度上产生模极大值对, 因此在 R 波的特征尺度上检测 R 峰可以减少噪声或其他波形对其检测造成的影响。

R 波在  $2^3$  尺度上产生的模极大值最大, 而位于正极大值-负极小值对中间的过零点则对应 R 峰的位置。Mallat 等人在研究小波变换与信号奇异点的关系时发现: 对于二进制小波变换, 信号的奇异点对应小波变换  $2^1$  尺度上正-负极大值对的零交叉点, 而在更高尺度上, 信号奇异点与相对应尺度上的模极大值对过零点有一个固定的时间偏移, 它约为  $(2j-1)/2$ 。

在  $2^3$  尺度上检测 R 波算法的主要过程如下:

(1) 对经过预处理的 ECG 信号  $f(n)$  利用二次样条小波和 Mallat 算法进行小波分解得  $W2^j f(n)$ , ( $j = 1, 2, \dots, N$ );

(2) 在  $W2^3f(n)$  上分别确定正阈值  $A_1$  和负阈值  $A_2$ ;

(3) 在  $W2^3f(n)$  上利用 (2) 中的  $A_1$  和  $A_2$  检测模正极大值—负极大值对, 保证正极大值  $> A_1$ , 负极大值  $< A_2$ 。

(4) 检测正极大值—负极大值对之间的零交叉点, 即 R 波峰位置;

(5) 删除多余检测的 R 峰点, 补偿漏检的 R 峰点;

(6) 利用信号奇异点与对应零交叉点间的稳定时移  $(2j-1)/2$  进行修正。

为了提高 R 波的检测率, 提出了自适应方法来确定 R 波的检测阈值  $A_1$  和  $A_2$ 。具体过程为: 将前 14 秒的心电数据以 2 秒为一段共分成 7 段, 分别求出每段中正的模最大值和负的模最大值, 然后在正负方向上分别去掉最大值和最小值, 将剩下的数求平均, 分别得到正的模极大值的均值  $M$  和负的模极大值的均值  $N$ , 令各自均值的  $3/4$  作为正极大值-负极大值对的初始阈值  $A_1$  和  $A_2$ 。寻找后续的模极大值对时利用前一个模极值对的阈值和当前的模极值对的值求平均之后的  $3/4$  作为下一个模极值对的阈值。这样求得的自适应阈值能更精确的检测 R 峰位置。自适应小波算法的仿真结果如图 5.3 所示。

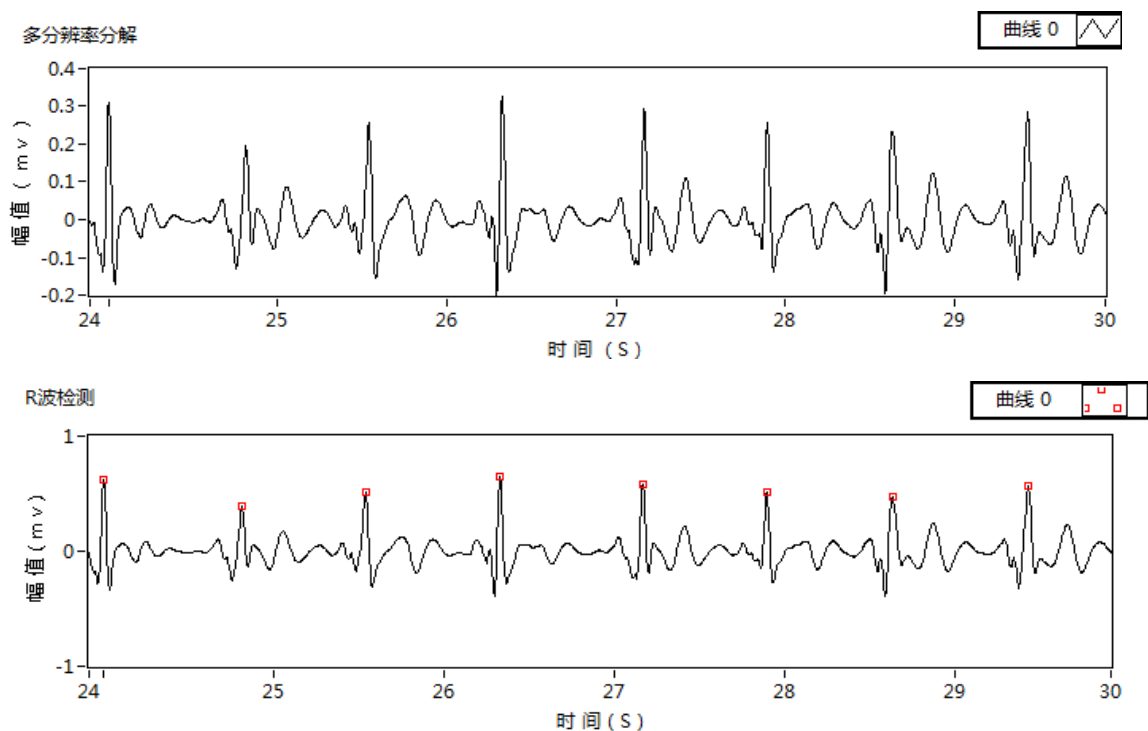


图 5.3 自适应小波算法仿真图

图 5.3 (上) 表明, 尺度  $2^3$  上的小波分量能较准确地表示 QRS 波形, 在  $2^3$  上检测 R 波的干扰较小。图 5.3 (下) 表明, 本文提出的自适应小波阈值算法能较精确地检测 R 波, 相对于差分阈值算法, 它较好的保留了 QRS 特征波形的完整信息, 便于进一步检测 QRS 的起点和终点。

### 5.1.4 R 波漏检及误检的判定原则

自适应差分阈值法与自适应小波阈值算法相结合,当两者检测结果相同时,则认为检测到正确的 R 波;当结果不同时,则定位该点,并在其前后各 4 秒的时间窗内重新检测。结合以上两种方法能较准确地检测 R 峰的位置,但为了确保检测结果的精确性,根据人体的生理特点,对检测到的 R 波进行一些正确性判断,避免对 R 波的漏检或误检。判断一般遵循以下三个原则:

第一原则:根据心脏的活动特点,心脏收缩一次后,将有一段延续时间为 200ms 的“不应期”<sup>[51]</sup>,这期间,心脏不可能再一次收缩。所以在实际检测中,一个 R 波出现之后的 200ms 内不会出现第二个 R 峰,若出现则视为噪声,由此来判断 R 波是否误检;

第二原则:距一个 R 波 200ms 之后检测到的 R 峰,若其幅度不是前一个 R 波的 40%~160%,则认为是强噪声干扰并将其滤除;

第三个原则:有时由于心律失常导致 QRS 波幅度小,R 波峰所对应的极值点可能达不到阈值,导致 R 波漏检。实验中,若检测到的 R 波与前一 R 波的距离大于正常心律下 R-R 间期的 2.5 倍,则认为有漏检 R 波的可能。应重新设定阈值,并使其逐渐减小,每次为原阈值的 3/4,重新寻找 R 波,直到阈值降为原阈值的 1/2,若仍未找到 R 波,则认为这段时间内的数据中确实无正常的 R 波,可能是心室颤动导致的。

### 5.1.5 检测 QRS 波的起点和终点

QRS 波群的起点和终点一般是指 Q 波的起点和 S 波的终点,若当 Q 波或 S 波不存在时,R 波的起点和终点则认为是 QRS 波的起点和终点<sup>[53]</sup>。在 ECG 信号中,Q 波、S 波属于高频低幅波,这两个波形的能量集中在小尺度上。检测时本文选择在  $2^2$  尺度上检测 Q 波和 S 波,这样能避免低频噪声的干扰。

从 ECG 心电波形中可以看出 QRS 波群的起点是 R 波对应模极大值对左边的近零点或趋零点,而终点则是 R 波对应模极大值对右边的近零点或趋零点。具体分析方法为:在  $2^2$  尺度上,在 R 波模极大值对的前后各设置一段时间窗口,分别在这两个时间窗口内各寻找一个模极大值点,然后找出该点所在波的过零点或趋零点,它们分别对应 QRS 波的起点和终点。如果在设定的时间窗内找不到模极大值点,则说明 Q 波或 S 波不存在,此时 QRS 波的起点和终点则认为是 R 波对应的模极大值对的起点和终点。

使用的时间窗是根据正常心电信号的 QRS 波群的起点和终点与 R 峰点的距离而设定的。

若在检测中由于高频噪声而致使在一个窗口内有数个模极大值，此时选择与 R 波间距最小的模极大值作为 QRS 波的起点和终点。

## 5.2 心率分析

临床医学中，医生观察病人的心电图就能诊断心率情况，而智能的心率分析系统需借助计算机，并结合临床经验得到的心率异常数据来进行判断。

### 5.2.1 心率参数的计算

分析心率情况主要用的参数包括：平均心率、R-R 间期及 HRV（相邻 R-R 间期差）。

#### 1、R-R 间期

R-R 间期即为两个连续 R 波之间的间隔，通过计算存放 R 峰位置序列中前后两个元素的差值就能得到 R-R 间期。知道 R-R 间期后不仅能判断心率是否失常，还能诊断各种疾病，如当出现连续 3 个以上的 R-R 间期大于 1.5 秒，则一般认为房室出现阻滞<sup>[6]</sup>。本文设计系统的心率每 4 秒刷新一次，显示的心率是当前 4 秒钟内的平均心率，它是以 R-R 间期的平均值为依据的，从而消除计算过程中的随机性。

R-R 间期的平均值算法为：

$$\overline{RR} = \frac{1}{N} \sum_{i=n}^{n+N} R(i) \quad (5.6)$$

式 5.6 中，R(i) 是第 i 跳的 R-R 间期的实时值。LabVIEW 上实现 R-R 间期计算的程序如图 5.4。

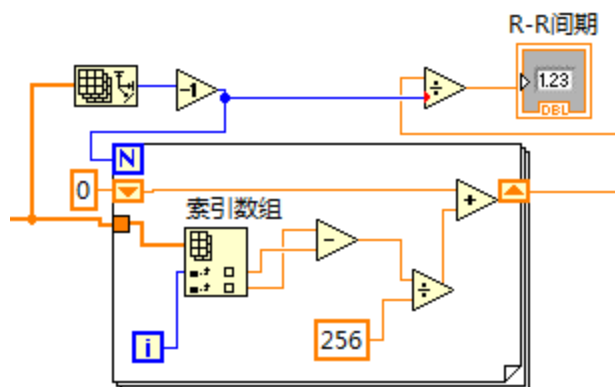


图 5.4 计算 R-R 间期程序框图

检测到的 R 峰位置放在数组中，但 R-R 间期是以秒为单位的，因而必须进行转换。

$$R(i) = \frac{P_{i+1} - P_i}{f_s} \quad (5.7)$$

$P_i$  指  $i$  点 R 峰的位置,  $f_s$  为采样频率且  $f_s = 256\text{Hz}$ , 经过式 5.7 计算后, R-R 间期单位转换为秒。

得到 R-R 间期后, 计算前后 R-R 间期差, 即得到 HRV。

## 2、心率计算

心率, 指心脏每分钟跳动的次数。正常情况下, 窦房结每分钟能产生 60~100 次兴奋, 所以正常成人的心率为 60~100 次/分钟。心率的计算是通过 R-R 间期获得的, 所以心率也可以理解为每分钟产生 QRS 波形的个数。本文心率计算公式:  $\text{心率} = 60/\text{R-R 平均间期}$ , 它能较准确的计算出心率。

### 5.2.2 心率分析

心率异常诊断算法是依据计算得到的心率参数与各病例中的参数做比较, 从而判断心脏的活动状况。正常心率的范围 60~100 次/分钟, 当测量的心率小于 60 或大于 100 时, 系统会发出“心率过慢”或“心率过快”的警告, 通常情况下显示“心率正常”。

本文设计的心电分析系统的心率是每 4 秒刷新一次, 由于在测量过程中的人为原因, 可能会导致当前 4 秒内的心率是异常的, 而实际上是正常的。为了避免上述原因造成的误告警, 本文处理的方法是只有当连续 3 次的心率都出现异常时, 才启动相应告警机制。

## 5.3 系统性能的分析

本文采用的滤波算法及 QRS 检测算法都是在研究较为成熟的小波技术上提出的创新算法。在波形预处理中, 小波变换结合自适应技术及软阈值法取得了较好的去噪效果, 并保证了波形的无失真。R 波检测是其他特征波提取的关键, 本文不仅使用自适应小波阈值算法来检测 R 峰, 还使用自适应差分阈值法来判断检测结果的正确性, 当两种方法的结果存在差异时需重新检测该段时间内的 R 峰。正因为在设计时考虑了多种情况, 所以本文设计的心电分析系统取得了较高的性能。

实验室由于心律异常样本的限制, 系统的性能首先是通过调用 MIT-BIT 心律数据库中的样本进行验证。表 5.1 给出了 MIT-BIT 心律数据库中的 8 条样本, 表中显示的是一分钟的 QRS 波个数的检测结果。

表 5.1 QRS 波形检测结果

编号	实际 QRS 个数	检出的 QRS 个数	误检个数	误检率
100	74	74	0	0
105	85	83	2	2.3%
111	70	71	1	1.4%
112	85	84	1	1.2%
200	86	86	0	0
203	102	99	3	2.9%
232	57	57	0	0
234	91	90	1	1.1%
误检率				1.1%

表 5.1 表明，在 1 分钟内的误检率一般都是 1、2 个，记录 203 的误检个数较大，是因为心率出现异常，QRS 波形的幅度突然减小导致的。总体而言，本文提出的算法具有较高的稳定性和正确性。

将波形预处理算法和 QRS 波群提取算法应用到实际系统，并以实时采集的心电信号验证系统的性能。实验样本是采集实验室人一分钟的心率，实验结果如表 5.2 所示。

表 5.2 实际测量结果

实验者编号	实际心率	检测的心率	误检个数	误检率
1	74	72	2	2.7%
2	69	66	3	4.3%
3	70	71	1	1.4%
4	90	88	2	2.2%
5	78	75	3	3.8%
6	76	78	2	2.6%
7	74	70	4	5.4%
8	74	75	1	1.3%
总误检率				3.0%

表 5.2 的实验结果表明，本文设计的心电信号采集及分析系统能实时采集心电信号，准确处理心电信号，对心律进行准确分析。系统应用于实际心率检测的误检率不超过 5%，说明本系统具有较强的实用功能。

## 5.4 心电采集系统界面的设计

LabVIEW 不仅具有强大的数据处理能力，而且还有“所见即所得”的界面编辑优势。它的前面板包含的控件形象逼真，窗口形式也多种多样，能满足用户的各种需求。此外，用户还可以通过按钮、声音、对话框等多种方式与程序进行人机交互。

为了便于用户清楚看到对心电信号去噪处理及 QRS 特征波的提取过程，方便用户及时与程序进行交互，需要利用 LabVIEW 功能强大的界面编辑来设计友好的用户界面。



将 LabVIEW 前面板按照功能需求划分为三个模块：初始化模块（串口通信模块）、实时显示模块和数据处理模块，如图 5.5 所示。

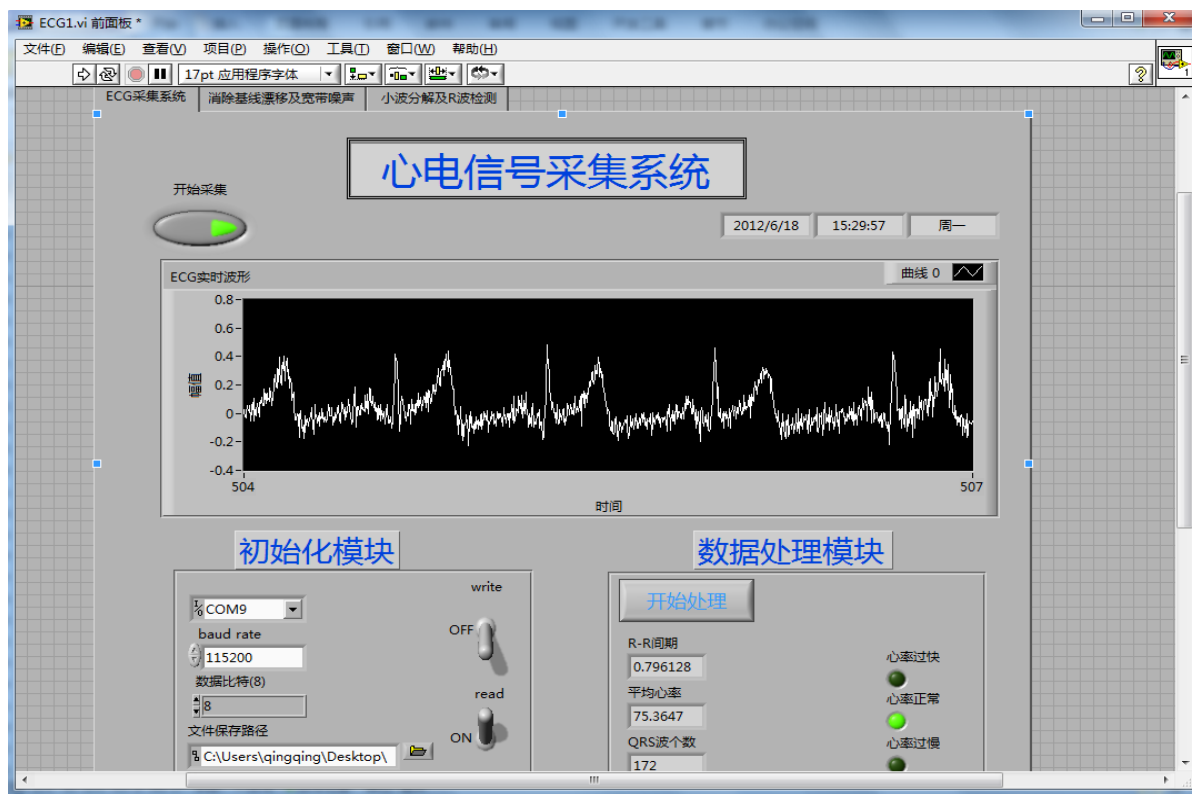


图 5.5 系统程序主界面

初始化模块主要设置与单片机通信的参数，这些参数必须与单片机严格匹配，否则将导致通信失败。初始化模块中还需设置用于保存心电数据的文本保存路径。显示模块用于将采集的数据恢复成波形并实时显示，便于用户直观看到自己的心电变化。数据处理模块是整个软件系统的核心模块，它详细记录了心电信号处理的过程及心律分析的结果。为了系统界面的简洁美观，数据处理模块中只列了 R-R 间隔、平均心率、QRS 波个数。但为了系统的完整性，利用 LabVIEW 自带的“Tab Control”换页控件，将预处理及 QRS 特征波形提取过程及结果对比图放置在系统中，用户点击相应的按钮就可查看。同时，本系统还设置了“报警”功能，当计算的心率小于 60 次/分钟时，就会发出心率过缓报警；当心率大于 100 次/分钟时，则发出心率过快报警。这些报警提醒用户此时他的心率出现异常，需及时去医院做进一步检查。

## 5.5 本章小结

本章详细阐述了 QRS 特征波形的提取算法、心率分析及系统性能的分析。对于 R 峰的检测，本文提出了自适应小波阈值法与自适应差分阈值法相结合的算法，确保了 R 峰检测的精确性。在已检测 R 峰的左右两侧找近零点，就能检测到 QRS 波形的起点和终点。综合以上处理结果进行心率分析及系统性能的验证，实验结果表明，本系统运行稳定，性能良好。

## 第六章 总结与展望

### 6.1 总结

心电信号采集及自动分析系统的设计是诊断心血管疾病的有效方法。随着电子技术、现代信号处理技术及计算机技术的飞速发展,心电信号采集及分析系统所涉及到的理论与技术都将更加多元化、完善化。

本文设计的基于无线传感器的实时心电采集及分析系统是在总结前人的成果之上完成的。本文详细阐述了心电采集硬件电路的实现原理,深入研究了基于 LabVIEW 平台的心电信号预处理算法及 QRS 特征波形提取算法,并提出创新。

本文的主要研究成果和创新点如下:

(1) 本文针对心电信号产生机理及其特点,完成一个采集心电信号的无线传感器的研究设计。硬件电路主要包括前置级电路(包括导联缓冲电路、右腿驱动电路和前置放大电路)、滤波电路、主放大电路、电平抬升电路以及基于 MSP430 系列单片机实现 A/D 转换及蓝牙无线传输。

(2) 心电信号预处理方面:由于傅里叶变换对于信号的分析具有时频分析的局限性,本文的滤波算法是基于小波变换的,将多种频率交织的信号分解到不同的频段上再进行单独分析。通过反复分析比较,心电信号预处理时选择了与心电信号最为接近的 db06 小波基并确定分解层数。基线漂移的滤除是利用小波变化与自适应技术相结合实现的,而高频噪声的滤除则是通过小波变换与多阈值法相结合实现的。实验结果表明,本文提出的预处理创新算法取得了较好的滤波效果。

(3) 心电信号 QRS 波群检测:本文采用二次样条小波作为小波基,利用小波变换的模极大值法对 QRS 波群中的 R 波进行检测,重点阐述了利用自适应小波阈值法结合自适应差分阈值法来进行 R 波识别的原理及实现过程。在精确检测 R 波后,介绍了 QRS 波群起点和终点的检测原理及方法。

(4) 利用 LabVIEW 的串口通信模块实现与单片机的通信,将采集的心电数据以文本形式进行保存,并将采集到的数据恢复与回放。同时,借助于 LabVIEW 强大的数据处理功能对心电信号的预处理、QRS 特征波群的检测算法进行仿真分析。最后,利用 LabVIEW 设计一个友好的用户界面。

## 6.2 展望

心电信号自动采集及分析系统的设计是非常具备挑战性的,它需要多学科知识的交叉研究。虽然本文详细阐述了心电信号的预处理方法,深入研究了 QRS 特征波群的提取方法,设计了一个心电信号自动分析系统,但是这个系统仍需要在以下方面进行完善:

(1) 波形畸变现象的研究。对心电信号进行预处理过程中,虽然对基线漂移、工频干扰等主要噪声进行了较为理想的抑制,但是对于干扰心电检测精度的另一问题——波形畸变现象目前还没有较好的解决方案,因而值得更加深入的研究。

(2) 完善特征波形的提取。心电信号的特征波形主要包括 P 波、QRS 特征波群、T 波,除了 QRS 检测技术研究相对成熟外,心电信号中的 P 波、T 波的检测是一个急需解决的问题。当干扰较大时,幅度较小的 P 波、T 波可能被噪声淹没,因而对可靠检测 P 波、T 波的算法的研究仍然是心电信号处理的一个挑战。

(3) 本文设计的实时心电信号采集及分析系统在验证性能时由于条件限制,不能对所有的典型心脏病例进行分析,所以还需采集足够的样本数据来验证已设计的系统功能,不断完善系统的其他功能,如增加心血管疾病种类的判断。

(4) 随着智能家居技术的发展,如何将实时心电信号采集及分析的结果与智能终端或医院的监护终端相连,这对于心血管疾病的预防诊断具有积极的作用,也将是本人后续需研究的方向。

心电图是目前临床诊断各种心血管疾病的主要依据,实时心电信号采集及分析系统能帮助医护人员大大提高工作效率。探索新方法进行去噪分析及提高检测特征波形的正确率仍然是生物工程领域及信号处理领域研究的热点,如何实现心电信号与其他生理信号联合分析也将成为心电信号研究和关注的焦点。

## 参考文献

- [1] Jinseok L, Mcmanus D, Merchant S, et al. Automatic Motion and Noise Artifact Detection in Holter ECG Data Using Empirical Mode Decomposition and Statistical Approaches[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2012, 59(6): 1499-1506.
- [2] Malan D, Fulford Jones T, Welsh M, et al. CodeBlue: An Ad Hoc Sensor Networks Infrastructure for Emergency Medical Care[C]. //MobiSys 2004 Workshop on Application of Mobile Embedded Systems, 2004: 6-10.
- [3] Sghaier N, Mellouk A, Augustin B, et al. Wireless Sensor Networks for medical care services[C]. //7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference, 2011: 571-576.
- [4] Fei H, Meng J, Wagner M, et al. Privacy-Preserving Telecardiology Sensor Networks: Toward a Low-Cost Portable Wireless Hardware/Software Codesign[J]. IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine, 2007, 11(6): 619-627.
- [5] Waluyo A B, Yeoh W-S, Pek I, et al. MobiSense: Mobile body sensor network for ambulatory monitoring[J]. ACM Transactions on Embedded Computing Systems, 2010, 10(1): 1-30.
- [6] Biel L, Pettersson O, Philipson L, et al. ECG analysis: a new approach in human identification[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2011, 50(3): 808-812.
- [7] Pongponsri S, Xiao Hua Y. Electrocardiogram (ECG) signal modeling and noise reduction using wavelet neural networks[C]. //IEEE International Conference on Automation and Logistics, 2009: 394-398.
- [8] Qi H, Liu X, Pan C. Discrete Wavelet Soft Threshold Denoise Processing for ECG Signal[C]. //International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2010: 126-129.
- [9] Kang W-S, Yun S, Cho K. ECG denoise method based on wavelet function learning[C]. //IEEE Sensors, 2012: 1-4.
- [10] Mukherjee A, Ghosh K K. An efficient wavelet analysis for ECG signal processing[C]. //International Conference on Informatics, Electronics & Vision, 2012: 411-415.
- [11] 李丽君, 王华奎. 一种改进的变步长 lms 自适应滤波算法[J]. 现代电子技术, 2006, (7): 7-10.
- [12] Yang Y, Wei Y. New Threshold and Shrinkage Function for ECG Signal Denoising Based on Wavelet Transform[C]. //3rd International Conference on Bioinformatics and Biomedical Engineering, 2009: 1-4.
- [13] Hamilton P S, Tompkins W J. Quantitative Investigation of QRS Detection Rules Using the MIT/BIH Arrhythmia Database[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 1986, 33(12): 1157-1165.
- [14] Knorn F, Leith D J. Adaptive Kalman Filtering for anomaly detection in software appliances[C]. //IEEE INFOCOM Workshops, 2008: 1-6.
- [15] 杜鹏英, 任国海, 江皓. 心电 QRS 复合波检测方法研究[C]. //中国仪器仪表与测控技术大会, 2009, 30(6), 333-337.
- [16] Assaleh K, Al-Nashash H. A novel technique for the extraction of fetal ECG using polynomial networks[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2005, 52(6): 1148-1152.
- [17] Lihuang S, Guohua W, Shi Z, et al. An Adaptive Threshold Algorithm Combining Shifting Window Difference and Forward-Backward Difference in Real-Time R-Wave Detection[C]. //2nd International Congress on Image and Signal Processing, 2009: 1-4.
- [18] 王镇, 蔡萍. 用于去除心电信号中工频干扰数字滤波技术[J]. 电子测量技术, 2000, (2): 43-47.
- [19] Behbahani S, Dabanloo N J. Detection of QRS complexes in the ECG signal using multiresolution wavelet and thresholding method[C]. //Computing in Cardiology, 2011: 805-808.
- [20] Frahabadi A, Farahabadi E, Rabbani H, et al. Detection of QRS complex in electrocardiogram signal based on a combination of hilbert transform, wavelet transform and adaptive thresholding[C]. //IEEE-EMBS

- International Conference on Biomedical and Health Informatics, 2012: 170-173.
- [21] 石进平. 心电图机计量指标的临床意义[J]. 大众标准化, 2009, (S2): 41-43.
- [22] 杨玉星. 生物医学传感器与检测技术[M]. 北京: 化学工业出版社, 2005: 145~191.
- [23] 王钧铭, 王选钢, 赵力. 穿戴式无线生理参数采集装置的设计与实现[J]. 电子器件, 2008, 31(6): 1918-1925.
- [24] 徐现红. 12 导联同步心电信号检测与分析系统研究设计[D]. 成都: 四川大学, 2004.
- [25] Yinlin X, Jun W, Xinbao N. Characteristic parameters of multifractal singularity spectrum of synchronous 12-lead ECG signals[C]. //3rd International Conference on Biomedical Engineering and Informatics, 2010: 795-798.
- [26] 汪鸣. 无线遥测监护终端的研究与实现[D]. 南京: 东南大学, 2010.
- [27] 倪锋. 便携式动态心电信号数据采集器的设计[J]. 医疗卫生装备, 2006, 27(7): 10-13.
- [28] Griss P, Tlavanen-Laakso H K, MERILAINEN P, et al. Characterization of micromachined spiked biopotential electrodes[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2002, 49(6): 597-604.
- [29] Yu-Cheng S, Huan C, Ching-Lun H, et al. Wireless ECG detection system with low-power analog front-end circuit and bio-processing ZigBee firmware[C]. //Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2010: 1216-1219.
- [30] 李念强, 魏长智. 数据采集技术与系统设计[M]. 机械工业出版社, 2009: 310~320.
- [31] 刘树棠, 朱茂林. 基于运算放大器和模拟集成电路的电路设计[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2005: 65-80.
- [32] 孙肖子, 张企民. 模拟电子技术基础[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2006: 35-45.
- [33] 洪利, 章扬, 李世宝. MSP430 单片机原理与应用实例[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2010: 227-295.
- [34] 雷鹏. 基于 MSP430 的心电 Holter 系统设计与实现[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2009.
- [35] Chung-Hsin L, Shi-Wei D. The Study for the Extension of Bluetooth Ring Network[C]. //Second International Conference on Multimedia and Information Technology, 2010: 127-130.
- [36] 赵佳玉, 鲍慧. 蓝牙技术及其与相关技术的比较[J]. 电力系统通信, 2003, (12): 13-15.
- [37] 杨乐平, 李海涛, 赵磊. LabVIEW 高级程序设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003: 152-201.
- [38] 宋波, 陈一民. 虚拟仪器开发环境的比较研究[J]. 计算机工程与设计, 2007, 28 (12): 2971-2974.
- [39] 施雅婷, 郭前岗, 周西峰. 一种改进的 LabVIEW 串口通信系统的实现[J]. 电子测试, 2010, (8): 64-69.
- [40] 陈诚, 李言武, 葛立峰. 基于 LabVIEW 的单片机串口通信设计[J]. 现代计算机(专业版), 2009, (1): 198-200.
- [41] 杨梅, 张振文, 孙宏强. 小波分析与傅里叶分析的比较及其在故障诊断中的应用[J]. 中国测试技术, 2005, 31(2): 58-60.
- [42] 姚天任, 孙洪. 现代数字信号处理[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2005: 152-187.
- [43] 魏明果. 实用小波分析[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2005: 35-60.
- [44] 谭文才, 张秋菊. 小波包多阈值去噪的一种改进方法[J]. 江南大学学报(自然科学版), 2012, 11(2): 178-181.
- [45] 唐国栋. 基于小波变换心电信号自动分析技术的研究[D]. 长沙: 中南大学, 2008.
- [46] Wang J-S, Zhang Y, Zhang P, et al. Research on denoising algorithm for ECG signals[C]. //29th Chinese Control Conference, 2010: 2936-2940.
- [47] Rabiul S M R, Xu H, Sharma D. Wavelet based denoising algorithm of the ECG signal corrupted by WGN and Poisson noise[C]. //International Symposium on Communications and Information Technologies, 2012: 165-168.
- [48] Sargolzaei A, Faez K, Sargolzaei S. A new robust wavelet based algorithm for baseline wandering cancellation in ECG signals[C]. //IEEE International Conference on Signal and Image Processing Applications, 2009: 33-38.

- [49] 杨鹏, 田爱英, 郭欣. 基于差分斜率法检测 QRS 波算法[C]. //2009 年中国智能自动化会议, 2009: 15-18.
- [50] Dinh H A N, Kumar D K, Pah N D, et al. Wavelets for QRS detection[C]. //Proceedings of the 23rd Annual International Conference of the IEEE on Engineering in Medicine and Biology Society, 2001: 1883-1887.
- [51] 季虎. 心电信号自动分析关键技术研究[D]. 北京: 国防科学技术大学, 2006.
- [52] Qi H, Liu X, Pan C. A Method of Continuous Wavelet Transform for QRS Wave Detection in ECG Signal[C]. //International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2010: 22-25.
- [53] Al Raoof Bsoul A, Soo-Yeon J, Ward K, et al. Detection of P, QRS, and T Components of ECG using wavelet transformation[C]. //International Conference on Complex Medical Engineering, 2009: 1-6.

## 附录 1 攻读硕士学位期间撰写的论文

- (1) 成清清,《基于 LabVIEW 心电信号采集系统的设计》,计算机技术与发展,已录用。



## 致谢

时光荏苒，岁月如梭。转眼间，三年的研究生求学生活即将接近尾声，这三年是我人生中一段值得永远怀念的美好时光。这三年不仅是知识的积累，也是人生阅历的积累，它带给我无限的感动、感悟。我的课题可以顺利完成，我要向所有关心、支持和帮助我的师长、同学、亲友表示最诚挚的感谢和最美好的祝福。

首先，我要衷心感谢我的导师吴蒙教授。吴老师严谨的治学精神，渊博的科学知识、丰富的实践经验、实事求是不断开拓进取的科研作风让我终身受益。在课题研究的过程中，吴老师不仅“授以鱼”，更注重“授以渔”，使我不断开阔自己的视野，丰富自己的学识。同时，吴老师宽广的胸怀和坦荡的人格也深深感染着我。吴老师在精神、学业及生活中都给我带来很大的鼓励与关怀，谨此向我敬爱的吴老师表示诚挚的感谢！

感谢我的师兄丁超博士和师姐杨立君博士。感谢他们在我课题研究过程中帮助我把握正确的方向，耐心地解答我在理论和技术方面的难题，经常启发我要开阔思路，提高创新能力。

感谢我的同门蔡丽艳、蒋莹、李姝越、李刚、李佳、刘洪善、施佳琪、王少园、王胜及我的室友刘沙沙。感谢他们陪我走过三年最快乐、最难忘的硕士生活；感谢他们和我一起探讨课题的困难；感谢他们在我遇到挫折时为我加油打气。三年的时间我们建立了深厚的友谊，愿他们在以后的日子中工作顺利，幸福美满！

深深感谢养育我成人的父母，是他们在物质和精神上的默默支持，才能让我在成长的道路上一帆风顺；是他们的无私关爱与谆谆教诲，才坚定了我追求理想的信念。二十多年来，我走的每一个脚步都浸透了父母的奉献、关爱与期望，只有不停地进步才能报答父母最宽厚无私的爱。

最后衷心感谢对我学位论文进行评阅及答辩的教授、专家，祝他们身体健康、工作顺利！