

天津大学

---

硕士学位论文

---

基于表面拉普拉斯技术的心电检测系统设计

---

姓名：陈敏

---

申请学位级别：硕士

---

专业：生物医学工程

---

指导教师：曹玉珍

---

20070101

# 中文摘要

心电图在评价心脏活动和临床心脏异常的诊断上具有非常重要的作用。心脏的活动是一个时一空过程, 心电活动的空间信息可以帮助人们更好的理解心脏器官功能紊乱的机制, 有助于器官异常的临床诊断。传统的十二导联心电图机可以给出很好的时间分布结果, 但是, 对于提供心脏电活动的空间信息, 传统心电图的能力却非常有限。体表电位图可以定位单个心脏电活动, 但是在解决多个同时活动的心电源时受到限制。

Laplacian 心电是体表心电的二阶导数, 是一种 ECG 的空间分析方法, 它在定位和求解多个同时活动的心电源时具有很好的分辨率。与传统的心电信号相比, 体表 Laplacian 心电能够更准确更全面的反映心脏电活动的情况。本文从 Laplacian 心电原理出发, 研究了一种基于表面 Laplacian 技术的心电信号检测系统。该系统基于九点差分法, 设计了一种三极同心 Laplacian 有源传感电极来获取心电信号, 并将信号调理电路与传感电极巧妙地融为一体, 最大限度地提高了信噪比。由传感电极获取的 Laplacian 心电信号, 经过信号调理电路后, 由下位机控制的高效模数转换器对其进行量化、编码, 最后数据采集系统将数据通过计算机接口上传到上位机, 进行后续处理。本课题完成了该系统的软硬件设计, 经过系统的综合联机调试并进行了人体实验, 最后对采集到的 Laplacian 心电信号进行辅助处理和分析。实验结果表明, 该系统可以检测到实时变化且较为理想的 Laplacian 心电信号, 且具有较高的共模抑制比和信噪比。

本课题设计的基于表面 Laplacian 技术的心电检测系统, 集信息技术的核心 3C 技术 Collection, Communication, Computer 为一体, 能够更加准确的传感和采集 Laplacian 心电信号, 为进一步的临床应用打下基础。

**关键词:** Laplacian 心电, 同心圆电极, 数据采集, USB

# ABSTRACT

The ECG has played an important role in assessing cardiac electrical activity and assisting clinical diagnosis of cardiac abnormalities. Since cardiac electrical activity is a spatio-temporal process, it is of importance and significance to obtain spatial information regarding cardiac electrical activity from body surface electrical measurements. Such spatial information can be used to better understand the mechanisms of functional disorders of the heart and to aid clinical diagnosis of abnormalities of the heart. Conventional surface ECG provide only global information and tend to smooth the original signal in time, making it difficult to determine the moment of activation at a specific point. Body Surface Potential Mapping, performed by using multiple recording electrodes over the body surface, has been explored by numerous investigators in an attempt to identify, characterize, and map the spatially distributed cardiac electrical activity from noninvasive electrical recordings over the body surface. But the smoothing effect of the torso limits the spatial resolution of the BSPM in localizing and resolving multiple simultaneously active cardiac electrical events.

As one of the alternative approaches to improve the spatial resolution of BSPM, We developed an active tripolar concentric ring sensor capable of detecting the Laplacian ECG . This type of ECG plays a unique role in enhancing our capability to localize and image cardiac electrical activity. A type of ECG data detecting system based on surface Laplacian was introduced in this paper. The Laplacian ECG signal was obtained by the sensor , then amplified and filtered. After that the analog signal was converted into digital signal by ADC. Finally, the digital Laplacian ECG signal was transmitted to the computer by serial communication and processed through Matlab. The hardware composing and software designing were explained in this article.

The experiment result showed the ECG signal detection system based on surface Laplacian technology could detect the ideal Laplacian ECG signal in real time, and made the base for the further clinical application.

**KEY WORDS:** Laplacian ECG, Concentric ring electrodes, Data Sampling, USB

## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作和取得的研究成果，除了文中特别加以标注和致谢之处外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得天津大学或其他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。

学位论文作者签名：陈敬

签字日期：2007年1月29日

## 学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解天津大学有关保留、使用学位论文的规定。特授权天津大学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，并采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编以供查阅和借阅。同意学校向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘。

(保密的学位论文在解密后适用本授权说明)

学位论文作者签名：陈敬

导师签名：曹玉珍

签字日期：2007年1月29日

签字日期：2007年1月29日

## 第一章 绪论

### 1.1 引言

心血管疾病是威胁人类生命的主要病症之一，由于不能及时发现病变并进行早期抢救，许多心脏病患者往往极易死亡，因此心血管疾病一直是导致人类死亡的主要原因之一。按世界卫生组织的统计，全世界每年死于心脏病的人约有 1200 万，占整个死亡人数的 25%，是多数国家 45 岁以上男性第一位的死亡原因，在女性则是仅次于肿瘤的第二位死因，严重影响着人类的期望寿命和生存质量。心血管疾病在我国也已成为一种多发病、常见病。心脏是人体的重要器官，心电信号是检验心脏健康状况的一项重要指标，是诊断心血管疾病的主要依据。如果能够实时观察患者处于正常生活、工作、活动条件时的心电变化，将会获得患者初期潜在的心脏疾病的信息，积极开展预防，可使心脏病的早期诊断和治疗成为可能，每年可挽救 600 万人的生命。因此心电信号的准确快速采集在临床上具有十分重要的意义。

### 1.2 心电信号的产生

在生物体内，各组织和器官活动时，无不伴随有电的变化，这些电的产生与作用统称为生物电现象，这是生物细胞活动和兴奋的重要标志。因此，心肌细胞在其活动中，始终伴随着一系列的电活动变化。人体内包含有多种电解质及体液，具有一定的导电性，是一个容积导体。心肌活动(除极与复极)时，由心电偶产生的电场必然使电流自正极向负极流动，电流也将贯穿的布满在整个体液中，此种导电方式称为“容积导电”。心脏不断地进行着有节奏的收缩和舒张活动，心脏在机械收缩之前，心肌首先产生电激动，心肌激动所产生的微小电流可经过身体组织传导到体表，使体表不同部位产生不同的电位，从而使身体各部位在每一心动周期中也都发生有规律的电变化活动。心电图是记录心脏组织电位变化的一个图形，能反映出兴奋在心脏内传播的过程及心脏的机能状态。如果心脏的传导系统发生障碍或某部分心肌发生病变，则心电图的波形将发生变化。例如在正常情况下，窦房结按其固有的频率发出激动，按一定的顺序和时间依次下传到心房、房室结、希氏束、左右束支、浦金野纤维、心室，所到之处相应产生激动。若以

上过程的某一环节发生异常或出现窦房结以外的异位节律时即出现心律失常。如果在心律失常发作时进行心电图检查,则可发现其异常的心电图改变<sup>[27]</sup>。

因此心电图对某些心脏病特别是心律失常、心肌梗塞等的诊断有很大的价值,它是目前诊断心脏病的重要方法之一。正常的心脏电生理功能是使心脏保持正常的心率,心律失常本质上是由心电活动的异常引起的。近年来广泛使用的动态ECG监护技术(Holter)已成为诊断心率失常和缺血性心脏病、评价心率失常药物疗效、监测起搏器功能等临床情况的一种重要手段。

### 1.3 心电研究的历史与现状

1856年克利克和米勒首先直接在心脏上记录到心搏时产生的电流,1887年瓦勒发现在身体表面也可记录到这种电流,1903年爱因托芬首次用弦线电流计加以描记,使测定技术规范化,并用罗马字母命名心电图各波,此法经过后人的改进很快被应用于临床心脏病的诊断。正常人的心电图一般有5个波,分别为P、Q、R、S、T波。P波代表心房去极化,QRS复合波代表心室去极化,T波代表心室复极化,P-Q间期(自P波起点到QRS复合波的起点)代表房室之间的兴奋传导时间<sup>[27]</sup>。

由于测定仪器和测定方法的不断改进及结合单个心肌细胞电生理研究的进行,150多年来,心电图在理论和实践上都发展很快。20世纪80年代,美国研制成功利用电话线来传输心电信号,可以使患者随时将自己的心电信号传输到监护中心,此技术使无线移动心电监测成为可能。2003年,日本西科姆医疗系统股份公司研制出一种便携心电计,患者把心电计贴在皮肤上就可以测定心电图,测定数据可通过电话送到西科姆接收中心,西科姆接收中心再通过服务器用传真形式把心电图送到预定地点。心电计体积不大,可放在衣袋和手提包里,无需外部连接线<sup>[28]</sup>。2005年以色列生物信号处理(BSP)公司推出高频心电图机,这种心电图机的特殊之处是能够监测出QRS波中高频部分所发生的改变,并据此进行诊断,这种技术在心肌缺血的诊断上具有突破性的进展<sup>[29]</sup>。

心脏电活动是诊断心脏疾病的重要指征,心电图在评价心脏活动和临床心脏异常的诊断上具有非常重要的作用,因此心电信号检查是使用最广泛的临床检查项目之一。但是由于心脏隐藏在人体的胸腔内部,以及生物电活动的复杂性等因素,难以完整地获取心脏电活动的全部信息。近几十年来,为了提高基于心电图诊断的准确度和可靠性,人们在分析和解释心电方面做了大量工作。由于心脏电活动是一个时间-空间分布的过程,心电活动的空间信息可以帮助人们更好地理解心脏器官功能紊乱的机制,有助于器官异常的临床诊断。生物电现象通常通过

测量由源在体表产生的势场来进行研究。传统的生理信号监视若需详细记录心脏每个部位的电生理信号，必须使用有创方式。而 24 小时心电图机虽然是无创式，且可长时间记录心电信号，但无法精确定位心脏每个部位的电信号。传统的 12 导联心电图在辅助心脏病的临床诊断上，可以给出很好的时间分布结果，但是，对于提供心脏电活动的空间信息，传统心电图的能力却非常有限<sup>[30]</sup>。

体表电位图 (Body Surface Potential Map, BSPM) 是一种较早发展的用来反映心脏电活动空间信息的心电记录技术<sup>[13]</sup>。体表电位图扩展了 12 导联心电图的方法，采用几十乃至数百个电极排列成阵列覆盖于胸廓表面，按时间顺序记录心脏去极化、复极化过程中每一瞬间的体表心电位变化，其结果就可以反映局部空间位置的心脏电活动。通过大量体表电极记录得到体表电位图，是一种提高心电图空间分辨率的方法，体表电位图是朝着无创伤诊断心脏疾病这一最终目标取得的重大进展；但是体表电位图只是心脏电兴奋事件在人体表面的粗略投影，而且体表电位易受躯干容积导体的不均匀性、胸腔组织电导率的不均匀性、胸腔模型的不规则性等因素的影响，且由于容积导体的平滑作用，削弱了分布在体表的电势，因此很难由体表电位图直接推断心脏电兴奋的具体细节。体表 BSPM 可以定位单个心电源的活动，但在识别和定位多个同时活动的心电源方面存在困难，其空间分辨率受到限制。

表面 Laplacian 作为势的二阶导数，有助于锐化因容积导体带来的平滑作用，因此体表势 Laplacian 地形图 (Body Surface Laplacian Mapping, BSLM) 在定位及求解多个同时活动的心电源时具有比 BSPM 更好的分辨率，能更精确地重建心外势。与传统的心电信号相比，体表 Laplacian 心电 (Laplacian ECG, LECG) 在很多方面显示了其优越性，越来越多的研究者在探求 LECG 的测量。

### 1.4 表面 Laplacian 技术的发展

1975年，Hjorth为了消除大脑容积导体的模糊效应，首次将生物电活动的表面Laplacian应用于脑电源研究，Hjorth在他的第一次实验中，使用五个单极表面EEG电极来估算头皮的表面Laplacian EEG<sup>[1]</sup>。在脑电领域，之后还有一些研究者测量了诱发电位和自发性活动的表面Laplacian分布。1978年，Kleber等将表面Laplacian原理应用于测量猪心外膜局部急性缺血的电效应。1991年，He等将表面Laplacian的研究引入心电，通过计算机仿真研究，证实了相对于BSPM，BSLM能够更好的求解心电活动，有助于提取体表心电信号的源信息，并研究了一种双极同心传感电极，可以直接测量和显示体表LECG<sup>[10]</sup>。之后，明尼苏达大学教授贺斌及其同事在此方面做了大量工作。1996年，Oostendorp等系统地研究了表面

Laplacian电势的理论和应用,介绍了几种从表面势估算表面Laplacian的方法,并与理论值做了比较。Oostendorp还介绍了计算任意形状不均匀的容积导体表面Laplacian值的方法,并在两种情况下比较了体表Laplacian值与体表电势在获取内部电源方面的灵敏度<sup>[24]</sup>。2002年, Lu等开发了一种可以直接获得LECG的三极同心圆传感电极,这个电极可以准确聚焦测量局部肌肉的动作电位,且具有较大的增益,也可用于测量心电图,借以准确判断心脏病变的部位<sup>[30]</sup>,但他没有严格的从数学上探讨其与表面Laplacian测量间的关系。2006年, Besio开发了一种三电极同心圆电极用于Laplacian脑电测量<sup>[11]</sup>。近几年来,研究者在研究LECG在心脏电活动的定位和映像方面也做了大量工作,实验表明LECG能够提高我们定位和映像心脏电活动的能力。

### 1.5 本课题研究的内容及意义

本文在国内外研究的基础上,借鉴同类研究的一些经验并做了许多改进,研究了一种基于表面Laplacian技术的心电检测系统,该系统设计了一种基于九点差分法的三极同心圆传感电极,实现了心脏活动空间分布的无创式测量,且通过对体表电位进行微分,直接获得LECG,得以更准确、更全面地反映心脏电活动的情况,解决了传统心电图和体表电位图空间分辨率不高的问题,提高了定位和映像心电图的能力。系统采用了外置高效A/D转换器和高性能微处理器,通过传统的串口通信或者USB通信技术,将传感电极获取到的LECG信号经数据采集系统传输到PC中,很好地实现了下位机和上位机的实时通信,有一定的临床应用价值。

## 第二章 LECG 原理及有源传感方法实现

对人体微弱生理信号的有效采集和处理一直是医疗器械领域的研究热点。目前有多种用于人体微弱信号采集的传感器,如压电陶瓷传感器、多普勒效应传感器等,但在结构和成本上都存在一定的问题。电极作为心电图记录和监测中的传感器,其性能的高低直接影响心电图的诊断和心电监护的质量。LECG 信号同传统心电信号一样,是在强噪声干扰下的微弱信号,因此设计高质量的 LECG 传感器具有至关重要的作用。本章以体表势表面 Laplacian 的三电极传感方法理论为基础,设计了一种集信号调理电路与三电极同心圆传感电极于一体的表面 Laplacian 传感器。

### 2.1 LECG 原理

LECG 可以定义为体表势的负表面 Laplacian,假设人体是一个线性、各向同性、分段均匀的导体,那么体内电流密度  $J$  可以表示为:

$$J = \sigma E + J' \quad (2-1)$$

$\sigma$  是电导率,  $E$  是电场强度,  $J'$  是外加电流,  $\sigma E$  是电场中电荷的定向移动形成的欧姆电流,而  $J'$  是化学作用产生的电流。在心外,我们认为  $J'$  可以忽略不计。在准静态条件下,

$$\nabla \cdot J = 0 \quad (2-2)$$

而

$$E = -\nabla \phi \quad (2-3)$$

$\phi$  是电势。麦克斯韦方程要求

$$\nabla \cdot E = \rho / \varepsilon \quad (2-4)$$

$\rho$  是电荷密度,  $\varepsilon$  是介电常数。

由以上四式可得,

$$\nabla^2 \phi = -\rho / \varepsilon = \nabla \cdot J' / \sigma \quad (2-5)$$

在心外区域,由于  $J' = 0$ ,  $\rho = 0$ , 势  $\phi$  满足 Laplace 方程,即  $\nabla^2 \phi = 0$ 。

在心脏内部,电荷密度  $\rho$  正比于外加电流的散度。方程式 (2-5) 表明在以电荷密度或外加电流源形式描述生物电源时的数学和物理等价关系。

LECG 的生物物理解释如下:假设一个局部的三维直角坐标系  $(x,y,z)$ ,如图

2-1 所示，其原点在体表 P 点，z 轴垂直体表，体表 Laplacian 方程表示为

$$L_S = -\nabla_n^2 \phi = -\left(\frac{\partial^2 \phi}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \phi}{\partial y^2}\right) = \frac{\partial^2 \phi}{\partial z^2} = -\left(\frac{1}{\sigma}\right) \frac{\partial J_z}{\partial z} = \frac{\rho_{eq}}{\varepsilon} \quad (2-6)$$

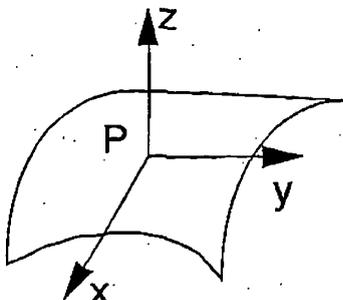


图 2-1 体表局部直角坐标系

式中  $\phi$  代表电势， $J_z$  为局部电流密度的法向分量， $\rho_{eq}$  为等效电荷密度。式 (2-6) 表明体表 LEGG 正比于等效电荷密度  $\rho_{eq}$ 。 $\rho_{eq}$  的解释是，假定体表是个平面，它是全部计及实际势分布的电荷分布，也可解释为实际三维分布的生物电源在体表的投影。由此可见，在一个传导介质中，当 LECG 的解释为生物电源产生的物理变量，它的特性在于可以很好地减小人体容积导体的平滑作用，正是这种平滑作用限制了 BSPM 在定位和求解多个同时活动的心电源时的空间分辨率。而 LECG 与偶极子和观测点之间距离的四次方成反比，因此大大加大了离胸部测量点最近的源的权重。因此，LECG 提高了体表心电在记录潜在的心肌电源活动时的空间分辨率<sup>[16],[20]</sup>。

LECG 和单极 ECG 区别如图 2-2 所示<sup>[10]</sup>。

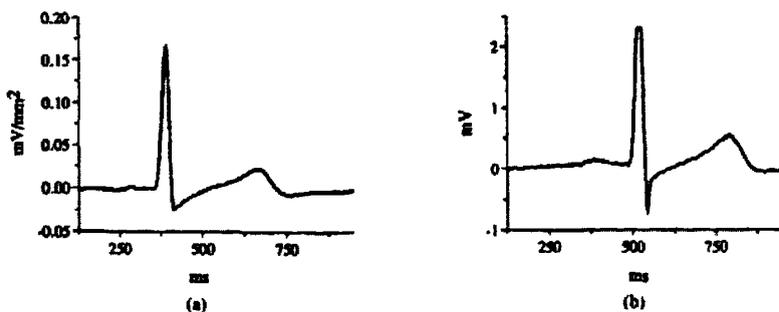


图 2-2 同一位置记录的 LECG 和单极 ECG 比较

- (a) LECG，双极同心圆传感电极外部圆环和中间圆盘电势差  
 (b) 单极 ECG，双极同心圆传感电极中心圆盘处电势

## 2.2 ECG 的测量

从理论上讲, Laplacian 心电图可以通过处理体表电位数据而获得。目前主要有两种方法, 一是利用测得的体表电位数据, 通过数据处理算法间接得到 Laplacian 心电图; 二是通过 Laplacian 测量电极直接从体表得到 Laplacian 心电图。

### 2.2.1 利用体表电位数据间接得到 Laplacian 心电图

近年来, 研究者们已发展了多种从表面势推算 Laplacian 的方法, 主要有局部五点法和样条插值法。Hjorth 采用局部五点法, 通过体表均匀分布电极测量出体表电位, 再通过数据处理算法间接得到了 Laplacian 心电图。这种电极系统的优点是利用了已有的测量体表电位的装置, 有效地节省了成本; 测得地数据可以根据实际情况运用特定的数据处理算法灵活处理, 使结果的精度以及抗噪声的能力都得到了较大的提高。但是由于 ECG 易受噪声干扰, 算法的优劣直接影响 Laplacian 心电图的精度和准确性, 这种间接测量的方法对处理数据的技术及算法有很高的要求<sup>[1]</sup>。He 等最早提出样条插值法, 不同于局部五点法只用测量点附近的电极记录到的电位值来计算表面 Laplacian, 样条插值法运用遍及体表的所有电位信息来整体推导测量点的 Laplacian 心电图, 因此测量精度更高, 而且还可以减少噪声对结果的影响。但样条插值法计算量很大, 需要处理的数据复杂, 不利于实时检测<sup>[12]</sup>。由于它的近似性而且它只是一种后处理方法, 人们一直探求如何进行直接测量。

### 2.2.2 利用 Laplacian 测量电极直接测量 Laplacian 心电图

He 等<sup>[10]</sup>首先开发了五点差分法直接测量 Laplacian 心电图的方法, 这种方法的核心是其独特的同心双极电极系统 (如图 2-3)。其中每一个电极由表面积相等的中央导电圆盘和同心导电圆环两部分组成, 他们中间的区域是绝缘的。假设体表五个单电极分布如图 2-4 所示, 原点在观测点 0 处,  $\phi_i$  表示图 2-4 所示电极  $i$  处的电势,  $b$  是电极之间的距离。中心 0 点处的二维 Laplacian 可由该点点势  $\phi_0$  及与之间距为  $r$  的势  $\phi_1$ 、 $\phi_2$ 、 $\phi_3$ 、 $\phi_4$  计算得到<sup>[10]</sup>。

$$\begin{aligned}
 \nabla_{xy}^2 \phi &= \partial^2 \phi / \partial x^2 + \partial^2 \phi / \partial y^2 \\
 &= \partial(\partial \phi / \partial x) / \partial x + \partial(\partial \phi / \partial y) / \partial y \\
 &\approx [(\phi_1 - \phi_0) / b - (\phi_3 - \phi_0) / b] / b + [(\phi_2 - \phi_0) / b - (\phi_4 - \phi_0) / b] / b \\
 &\approx (4 / b^2) [(1/4) \sum_{i=1}^4 \phi_i - \phi_0]
 \end{aligned} \tag{2-7}$$

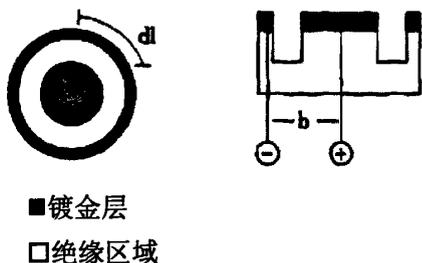


图 2-3 同心双极电极结构

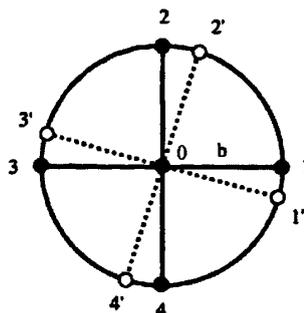


图 2-4 电极分布示意图

式 (2-7) 表明中心点 0 处的二维 Laplacian 近似正比于四个相邻点电势平均值与中心点处电势的差, 只要电极间距离足够小, 式中二维 Laplacian 能取得很好的近似。

既然二维 Laplacian 与所选取的坐标系无关, 将坐标系统 0 点旋转得到虚线所示坐标系, 式 (2-7) 仍然成立。这样, 0 点处的表面 Laplacian 电势可以表示为

$$\nabla_{x,y}^2 \phi \approx (4/b^2) [(1/4) \sum_{i=1}^4 \phi_i - \phi_0] \quad (2-8)$$

将坐标系统一个完整的圆旋转一周, 再将得到的二维 Laplacian 进行平均, 得到

$$\nabla_{xy}^2 \phi \approx (4/b^2) [(1/2\pi b) \int \phi dl - \phi_0] \quad (2-9)$$

b 是积分半径, 为中心与外环的间距,  $\phi_0$  为中心导电圆盘的电位, 积分围绕半径为 b 的圆环一周<sup>[10]</sup>。双极 Laplacian 电极的输出是外环电势平均值和中心点处电势的差, 这种特殊的双极表面 Laplacian 传感器可得到较 BSPM 高的源分辨率。这种电极系统可以直接得到 Laplacian 心电图, 具有很好的远场抑制和较小的干扰, 并且有较高的灵敏度。

文献[22]根据数值分析的方法, 又提出了一种基于基于九点差分的表面 Laplacian 测量方法。

九点的排列如图 2-5, 可将其看成 2 个五点差分。即由  $V_1 \sim V_4$  和  $V_0$  构成一组间距为 r 的五点差分, 而由  $V_5 \sim V_8$  和  $V_0$  构成另一组间距为 2r 的五点差分<sup>[6]</sup>。

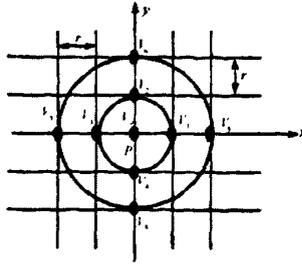


图 2-5 点 P 及其相邻点的位置排列示意图

由该九点的势估计 P 点处的 Laplacian 时, 则表面 Laplacian 为:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = \nabla^2 V_0 &\approx \frac{1}{12r^2} [16(\sum_{i=1}^4 V_i - 4V_0) - (\sum_{i=5}^8 V_i - 4V_0)] \\ &\approx \frac{1}{3r^2} \{16[\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V(r, \theta) d\theta - V_0] - [\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V(2r, \theta) d\theta - V_0]\} \end{aligned} \quad (2-10)$$

式 (2-10) 中:  $\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V(r, \theta) d\theta$  为中间环的平均势, 用  $\bar{v}_m$  表示,  $\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V(2r, \theta) d\theta$  为外

环的平均势, 用  $\bar{v}_o$  表示。式 (2-10) 即为由中心点 P 和半径分别为 r 和 2r 的圆环构成的三极同心圆传感器的表面 Laplacian 近似表达式。

### 2.3 传感器结构

有源传感器由两部分组成: 1 三极同心圆环传感电极, 由中心导电圆盘及与其同心的两个半径不同的导电圆环组成, 三者面积相等, 这样可以使电极与皮肤接触的阻抗平衡, 提高共模抑制比。2 信号调理电路, 主要包括前置放大电路, 滤波电路和加法器电路。根据表面 LECG 信号小的特点, 本系统采用传感电极及信号调理电路一体化的结构, 以减小噪声的影响。传感电极及信号调理电路分别位于印刷电路板的两面, 通过过孔与放大器输入端相连。传感电极介于中心圆盘和同心圆环之间的区域是绝缘的, 且绝缘区域的径向距离相等, 最外层圆环为接地端。在电路板制作上, 传感电极全部在底层布线 (印刷电路板的一面), 在该层镀金即可实现。电极结构如图 2-6 所示。

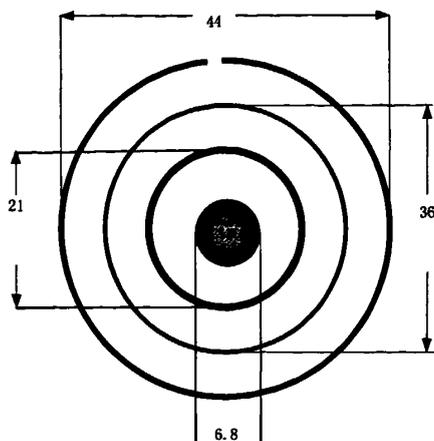


图 2-6 三极同心圆环 LECG 传感电极示意图 (单位 mm)

当传感器结构确定后,  $r$  为定值, 由式 (2-10) 可知, 该传感器中心点处的表面 Laplacian 近似正比于中间圆环与中心点电势的差的 16 倍减去外圆环与中心电势的差。因此, 信号调理的主要任务是如何完成式 (2-10) 的运算关系<sup>[6]</sup>。

## 2.4 信号调理电路

三极同心圆环传感电极将传感到的 LECG 信号通过过孔送入信号调理电路的输入端, 信号调理电路主要包括前置放大电路、滤波电路及加法器电路三部分, 对采集到的 LECG 信号进行放大滤波并完成式 (2-10) 的运算。本文重点介绍前置放大电路的设计。

### 2.4.1 前置放大电路设计

一般说来, 集成化仪器放大器具有很高的共模抑制比和输入阻抗, 因而在传统的电路设计中都是把集成化仪器放大器作为前置放大器。然而, 绝大多数的仪器放大器, 特别是集成化仪器放大器, 它们的共模抑制比与增益相关: 增益越高, 共模抑制比越大。而集成化仪器放大器作为 LECG 前置放大器时, 由于极化电压的存在, 为了防止饱和, 前置放大器的增益只能在几十倍以内, 这就使得集成化仪器放大器作为前置放大器时的共模抑制比不可能很高。有学者试图在前置放大器的输入端加上隔直电容 (高通网络, 如图 2-7) 来避免极化电压使高增益的前置放大器进入饱和状态, 但是电阻  $R_2$  降低了电路的共模输入阻抗  $Z_C$ , 且由于  $Z_C$  的分压降低了电路的有效 CMRR。提高  $R_2$  可以提高 CMRR 和  $Z_C$ , 但因为运放需要一个

偏置路径,  $R_2$  不能为无限提高<sup>[4]</sup>。同时由于信号源的内阻高, 且两输入端不平衡, 隔直电容 (高通网络) 使共模干扰转变为差模干扰, 结果适得其反, 严重地损害了放大器的性能。

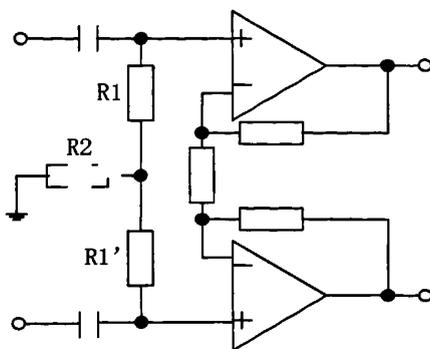


图 2-7 前置高通网络

在信号调理电路中, 为了提高放大器性能, 本系统前置放大电路采用如图 2-8 所示电路<sup>[5]</sup>。

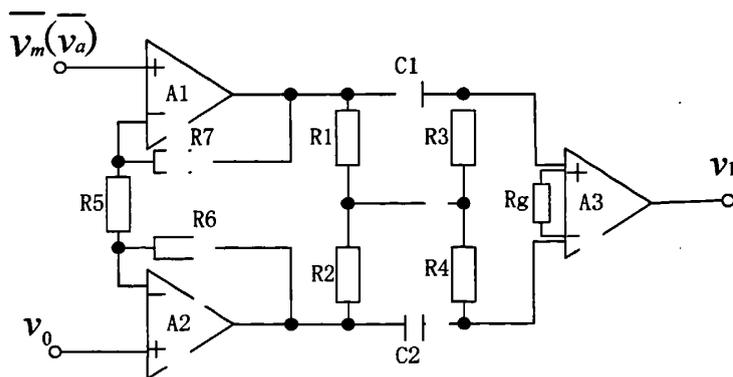


图 2-8 高性能的 LECG 前置放大器

该 LECG 前置放大器电路由三部分构成: 第一级为并联型差动放大器, 无需精密的匹配电阻, 理论上共模抑制比为无穷大, 输入阻抗也为无穷大<sup>[4]</sup>。这一级增益不宜做的太高, 以免在干扰较强时信号严重失真, A1、A2 为 Rail to Rail 运放 AD8618。第二级为阻容耦合电路, 放在并联型差动放大器和仪器放大器之间, 可以隔离直流信号同时提高后级仪器放大器的增益, 进而提高电路的共模抑制比, 同时可以消除由于 RC 高通滤波器中阻抗不匹配 (图中 C1 和 C2、R3 和 R4)

造成的共模干扰变差模干扰。在高通滤波器前采用了电阻网络R1、R2 提取共模信号，用于驱动RC高通滤波网络。第三级仪器放大器将双端信号转化为单端信号输出，A3 为Rail to Rail仪器放大器AD627，其增益 $K_g=5+200K/R_g$ ，改变 $R_g$ 可以改变其增益。

## 2.4.2 放大器性能分析

设前置放大电路阻容耦合部分电路的差动传递函数为 $G_{DD}(s)$ （差动输出与差动输入之比的Laplacian变换），设 $\tau_1=R_1C_1$ ， $\tau_1'=R_2C_2$ ， $\tau_2=R_3C_1$ ， $\tau_2'=R_4C_2$ ，

$$G_{DD}(s)=\frac{s\{(R_1\tau_2+R_2\tau_2')\}+s\{R_1\tau_2(\tau_1'+\tau_2')+R_2\tau_2'(\tau_1+\tau_2)\}}{s^2[R_1\tau_2(\tau_1'+\tau_2')]+s[R_1\tau_2+R_1(\tau_1'+\tau_2')+R_2(\tau_1+\tau_2)+R_2\tau_2']+[R_1+R_2]} \quad (2-11)$$

如果 $\tau_1=\tau_1'$ ， $\tau_2=\tau_2'$ ，则

$$G_{DD}(s)=\frac{s[\tau_2+s\tau_2(\tau_1+\tau_2)]}{s^2[\tau_2(\tau_1+\tau_2)]+s(\tau_1+2\tau_2)+1}=\frac{s[s+\frac{1}{\tau_1+\tau_2}]}{[s+\frac{1}{\tau_1+\tau_2}][s+\frac{1}{\tau_2}]}=\frac{1}{s+\frac{1}{\tau_2}} \quad (2-12)$$

由于零极点相消，式（2-12）只与 $\tau_2$ 即 $R_3C_1$ 有关，因此对元件匹配条件不敏感。

考虑实际中无源元件的不匹配，设

$R_2=R_1+\Delta R_1$ ， $R_4=R_3+\Delta R_3$ ， $C_2=C_1+\Delta C$ ，那么  $\tau_1 \neq \tau_1'$ ， $\tau_2 \neq \tau_2'$ ，传递函数（2-11）有两个零点和两个极点，

$$G_{DD}(s)=\frac{s(s+z_1)}{(s+p_1)(s+p_2)} \quad (2-13)$$

$$\begin{aligned} z_1 &= \frac{1}{\tau_1+\tau_2} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta R_1 + \Delta R_3}{R_1 + R_3} + \frac{\Delta C}{C_1} \right) \right] \\ p_1 &= \frac{1}{\tau_1+\tau_2} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta R_1 + \Delta R_3}{R_1 + R_3} + \frac{\Delta C}{C_1} \right) \right] \\ p_2 &= \frac{1}{\tau_2} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta C}{C_1} \right) \right] \end{aligned} \quad (2-14)$$

式（2-14）表明传递函数零极点的位置取决于元件的值，且 $\Delta R_1$ 、 $\Delta R_3$ 、 $\Delta C$ 使 $z_1$ 和 $p_1$ 向同一方向移动，因此零极点仍然相消<sup>[25]</sup>，可见 $G_{DD}$ 对参数匹配不敏感，因此阻容耦合电路不会因参数不对称导致共模干扰变成差模干扰。

通过计算阻容耦合电路的差模增益和共模增益也可证明这一结论。为使第三级具有较高的共模输入阻抗，阻容耦合电路中 $R_3$ 应尽量大。设阻容耦合电路的差模增益为 $A_{2z}$ ，令 $R_1=R_2=100k$ ， $R_3=5.6M$ ， $R_4=R_3(1+x)$ ； $C_1=0.1\mu$ ， $C_2=C_1(1+y)$ ，输入信号频率为 $\omega$ ，则

$$A_{2d} = \left| 1 - \frac{1}{R_z} \left( \frac{R_1}{1 + j\omega C_1(R_1 + R_3)} + \frac{R_2}{1 + j\omega C_2(R_2 + R_4)} \right) \right| \quad (2-15)$$

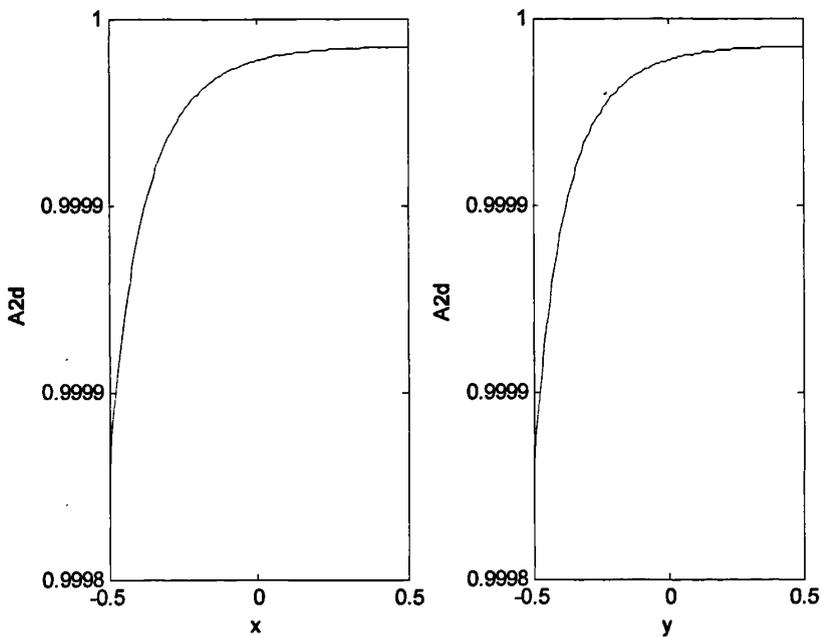
其中

$$R_z = \frac{R_1(1 + j\omega C_1 R_3)}{1 + j\omega C_1(R_1 + R_3)} + \frac{R_2(1 + j\omega C_2 R_4)}{1 + j\omega C_2(R_2 + R_4)} \quad (2-16)$$

当  $x, y$  的取值范围为  $[-0.5, +0.5]$ ，做出  $A_{2d} \sim x, A_{2d} \sim y$  的曲线如图 2-9 所示。

计算可知，当  $x=0, y=0$  时， $A_{2d}(0)=1.000011$ ，当  $x=0.5, y=0.5$  时， $A_{2d}(1)=1.000005$ ， $\Delta A=6.2323e-006$ ；当  $x=-0.5, y=-0.5$  时， $A_{2d}(2)=0.999945$ ， $\Delta A=-3.3652e-005$ 。由上可见，阻容参数不对称引起的差模增益误差不到万分之一，因此不会导致共模干扰变差模干扰的情况发生。

当输入为共模信号  $V_C$  时，并联差动放大两端输出也为  $V_C$ ，阻容耦合网络中没有电流，因此各节点电压处处相等，均为  $V_C$ ，所以  $A_{2c}=1$ 。



a:电阻引起的差模增益误差

b:电容引起的差模增益误差

图 2-9 阻容元件不对称引起的  $A_{2d}$  变化

从理论上计算整个电路的共模抑制比为：

$$\begin{aligned} CMRR_t &= CMRR_1 \times CMRR_2 \times CMRR_3 \\ &= \frac{A_{1d}}{A_{1c}} \times \frac{A_{2d}}{A_{2c}} \times \frac{A_{3d}}{A_{3c}} \end{aligned} \quad (2-17)$$

式 (2-17) 中： $CMRR_t$ —放大器的总共模抑制比； $CMRR_1$ 、 $CMRR_2$ 、 $CMRR_3$ 分

别为第一级、第二级和第三级的共模抑制比， $A_{1d}$ 、 $A_{2d}$ 、 $A_{3d}$  分别为第一级、第二级、第三级的差模增益， $A_{1c}$ 、 $A_{2c}$ 、 $A_{3c}$  分别为第一级、第二级、第三级的共模增益。

在图 2-8 所示的电路中，选择 R1、R2 为 100k，R3、R4 为 5.6MΩ，R5 为 1k，R6、R7 为 10k，C1、C2 为 0.1μ，无需匹配。则  $A_{1d}=1+(R_6+R_7)/R_5=21$ ， $A_{1c}=1$ ， $A_{2d}=1$ ， $A_{2c}=1$ 。Rg=5K， $A_{3d}=5+200/R_g=45$ ， $A_{3c}=7 \times 10^{-4}$ ， $CMRR_3=96.2$ 。调节 Rg 可以调节仪器放大器的增益进而调节共模抑制比。计算出 CMRR<sub>t</sub> 的理论值为 123dB。

经实际测试，放大器总增益约为 1800，在不要求 C1 和 C2、R3 和 R4 匹配的情况下获得 120dB 以上的共模抑制比，大大提高了电路的性能。

### 2.4.3 信号调理电路

图 2-8 所示的前置放大器电路输出  $v_1 = Kq \times (\bar{v}_m - v_o)$ ，Kq 为前置放大器的总增益， $Kq = A_{1d} \times A_{3d} = 945$ 。

另一组与之完全相同的电路输出  $v_2 = Kq \times (\bar{v}_a - v_o)$ ，两组电路中有一路 Rg 连接电位器，以保证两组电路增益完全相同，整个传感器信号调理电路如图 2-10 所示。

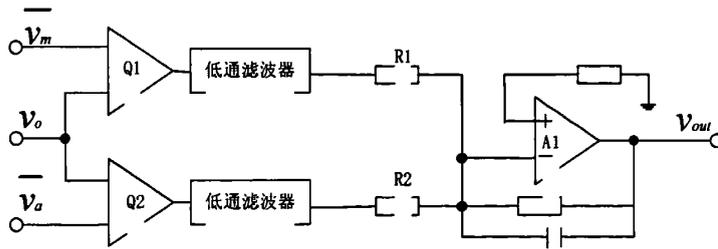


图 2-10 信号调理电路结构示意图

图 2-10 中，Q1、Q2 为两个完全相同的前置放大电路，输出分别为  $v_1$  和  $v_2$ 。前置放大电路输出连接到三阶巴特沃斯低通滤波器，其增益为 Kv，电阻  $R1/R2=16$ ，A1 为运算放大器构成的加法器，实现减法运算，其增益为 K2，输出为  $v_{out}$ 。

$$\begin{aligned} v_{out} &= K_v \times K_2 \times (16v_1 - v_2) \\ &= K_q \times K_v \times K_2 \times [16(\bar{v}_m - v_o) - (\bar{v}_a - v_o)] \\ &= K \times [16(\bar{v}_m - v_o) - (\bar{v}_a - v_o)] \end{aligned}$$

K 为信号调理电路的总增益，约为 2000 倍。

LECG 信号属于高强噪声下的低频微弱信号，且电极与体表的接触电阻一般

高达几兆欧,考虑到减小噪声干扰等的需要,要求前置放大级应具有高输入阻抗、高共模抑制比、低噪声、高增益且可调、低功耗和抗干扰能力强的特点。因此信号调理电路的器件均选用高输入阻抗、高共模抑制比、低失调电压等高性能放大器件,所有器件均选用表贴封装。这种设计能够获得很高的输入阻抗和共模抑制比,从而做到很高的增益。

文献[22]中对有源 Laplacian 三极同心圆环传感电极做了仿真实验和分析研究,结果表明三极同心圆环传感电极的表面 Laplacian 近似要比双极同心圆环传感电极的相对误差小,且能准确的传感 LECG,可用于表面 Laplacian 的直接测量。

### 第三章 LECG 数据采集系统

LECG 检测系统主要包括传感放大和数据采集两大部分，其中数据采集系统是 LECG 检测系统中的核心，其主要功能是将传感器获取到的 LECG 信号进行量化与处理，并将处理好的数据传输到 PC 机中。本章重点介绍数据采集部分硬件设计。

#### 3.1 LECG 检测系统总体设计

LECG 检测系统是将传感器获取到的 LECG 信号，通过模/数转换器把这些模拟信号变成数字信号，然后通过 USB 接口或串口送入计算机，从而实现 LECG 的实时显示，同时后台将数据保存，便于进一步分析处理。LECG 检测系统的总体结构框图如图 3-1 所示。

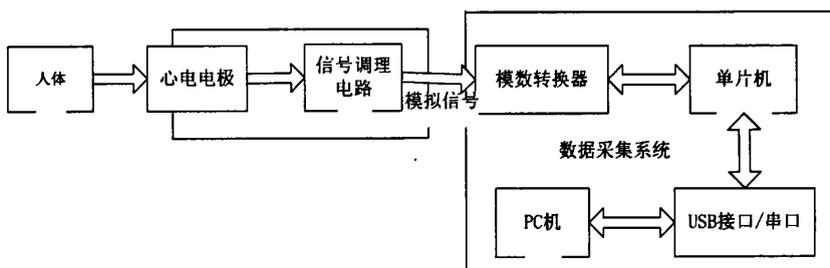


图3-1 LECG检测系统结构框图

系统的硬件结构主要分为三大部分：（1）信号的传感及放大部分，包括LECG电极和信号调理电路，主要完成LECG的拾取及放大工作；（2）信号的核心控制及A/D转换电路，这一部分主要由AD $\mu$ C848单片机和外置高速A/D转换器AD7654构成，控制下位机系统，实现信号的量化；（3）信号的传输及处理部分，分别设计了利用串口和USB接口实现下位机和上位机的数据通信，将数据送到PC机进行显示、记录和处理。

## 3.2 数据采集系统技术要求

在计算机广泛应用的今天，数据采集的重要性是十分显著的。它是计算机与外部世界连接的桥梁。数据采集系统作为现代信号与信息处理的基础，随着新 A/D 器件的不断推出而得到了较大的发展。通过一种简单的电路设计来获得性能优良的高速数据采集系统一直是工程设计者追求的目标。要实现高速数据采集，不仅需要高性能的 A/D 设备，而且需要高速的数据传输。现代计算机的 CPU 运算速度越来越快，把采集到的高速数据传输到计算中，在计算机上进行运算和处理更加灵活而通用，可以更加有效地进行信号的实时监控和处理。

数据采集系统是 LECG 检测系统中的关键部分，设计高质量的数据采集系统至关重要，其性能指标直接关系到整个系统的性能优劣，LECG 数据采集系统的技术要求如下：

1. 可以采集多路独立的 LECG，即模数转换器具有多个模拟输入端。

2. 系统的采样频率可以根据实际需要来设置。

3. 为了更好地反映 LECG 信号细节变化，希望系统具有较高的分辨率。系统的分辨率是指数据采集系统可以分辨的输入信号的最小变化量，由于系统的分辨率的高低主要取决于所用的模数转换器位数的多少，所以通常由模数转换器的位数表示系统分辨率。

4. 模数转换器应具有较高的速度，以满足高速数据采集的需要。

5. 采样数据可以通过 USB 总线或串口通信上传到 PC 机中，即实现下位机和上位机之间的实时通信。

6. 要求采样的数据不失真，能够准确的反映信号的各种变化和细节。

本文基于上述要求并结合实际情况，选择高速微处理器和外置高效模数转换器，设计了 LECG 信号的数据采集系统。数据采集系统主要包括数据的采集和传输两大部分，后续章节将分别详细介绍。

## 3.3 LECG 数据采集

LECG 数据采集部分主要包括微处理器、模数转换器及两者之间的接口电路。

### 3.3.1 微处理器

微处理器是数据采集系统的控制核心，它直接控制着数据的采集和传输，因此其性能的高低直接决定了采集系统性能的优劣。本系统根据设计要求和实际需

要, 应选择具有以下特点的微处理器: a)处理器的速度要足够快, 以保证较高的采样频率; b)较多的I/O端口, 因为本系统中的微处理器要同时与模数转换器和USB接口芯片连接, 因此需要一定数量的I/O端口以保证不会发生冲突; c)低功耗: 低功耗的优点可以使安装密度大大提高, 从而有利于小型化, 同时还可以使器件芯片上排除了发热源, 为器件的可靠性和稳定性提供了保证; d)单一电源工作: 这是因为本系统采用USB接口方式上传数据时, 可以从PC机上获取5V的电压作为电源, 进而简化了系统的电源设计, 在尺寸大小、电压调节、成本等方面减少了对电源的要求。

AD $\mu$ C848是美国ADI公司新推出的低功耗、高性能微处理器, 可以应用在多种场合下, 例如多通道数据采集、工业/环境装置、便携式装置等。其主要特性有:

1. 含8051内核, 与8051相兼容的指令系统;
2. 指令周期为单周期;
3. 具有256字节的片内RAM和2K的片内XRAM;
4. 片内可编程PLL, 最大时钟频率为12MHz;
5. 24个可编程I/O端口, 8个模拟输入口;
6. 11个中断源, 两个中断优先级;
7. 通用异步串行 (UART) 输入/输出口、串行外设接口 (SPI) 和I<sup>2</sup>C接口。

AD $\mu$ C848除了具有一般MCS-51完全兼容的若干特性外, 它最突出的特点就是其指令周期为单周期, 即一个时钟脉冲。这与以往的以51为核心的单片机以12个时钟脉冲为一个指令周期的情况完全不同, 这个特性意味着执行同一个指令时, AD $\mu$ C848的处理速度是其他单片机的12倍, 以12MHz的晶振频率计算, 一个指令周期仅为83ns, 这对进一步提高采样频率有着十分重要的意义。对于LECG信号的采集, 最高的采样频率只有几十千赫兹, 因此AD $\mu$ C848完全满足采样的要求。

### 3.3.2 模数转换器

模数转换器是模拟信号采集通道中最为重要的部件, 是现代测控电路中非常重要的环节。目前, ADC 已被做成大规模集成电路芯片, 并有多种型号和种类可供选择。LECG 的特点决定模数转换器必须具有很高的分辨率和转换速度, 以保证 PC 机能够准确不失真的反映实时变化的 LECG 信号。

AD $\mu$ C848 虽然有集成的 A/D, 但是采样率只有 1.37KSPS。为满足系统高速采样的设计要求, 我们采用 ADI 公司最新推出的一种低功耗、四通道、电荷再分布式高速 16 位 A/D 转换器 AD7654, 该 A/D 转换器的主要特点是 16 位分辨

率且无漏失码；0-5V 模拟输入范围；SPI/QSPI/MICROWIRE/DSP 兼容；两个允许同步采样的低噪音、高带宽的跟踪/保持放大器；功耗典型值为 120mW；单电源供电，它提供了串行和并行两种输出接口，给予用户灵活的选择。AD7654 的处理量相当大，在普通工作模式下，达到了 500kSPS，可以在不牺牲精度的情况下提供较高的采样率。其转换时序图如图 3-2 所示。

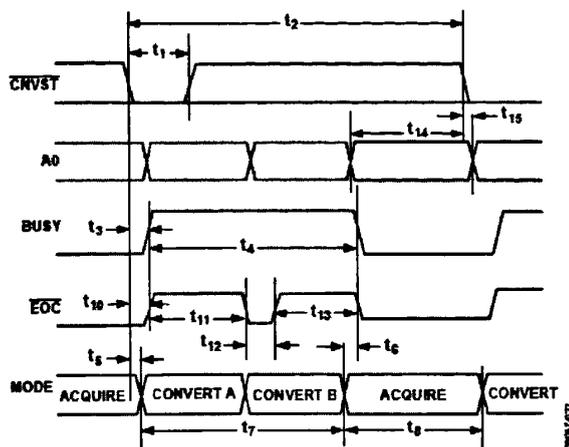


图 3-2 AD7654 转换时序图

AD7654 的转换过程由  $\overline{CNVST}$  下降沿启动，转换启动与  $\overline{CS}$  和  $\overline{RD}$  信号状态无关，A0 引脚控制转换通道的选择。在转换结束之前，即使掉电转换也不会重新开始或终止。转换进行过程中，BUSY 变为高电平， $\overline{EOC}$  也为高， $\overline{EOC}$  在每一个通道转换结束后变为低，而 BUSY 线在两个通道转换全部结束后才变低，转换的 32 位数据可以从 SDOUT 上读出。

### 3.3.3 微处理器与模数转换器接口电路设计

AD7654 有串行和并行两种接口方式，每种接口方式又有主从两种模式。串行 A/D 转换的速率目前已经做的很高，并且具有体积小、功耗低、占用单片机口线少的优点。因此在本系统中，AD7654 采用串行从模式工作方式，数据的转换和读取由单片机控制，所需的高精度的 2.5V 基准电压由 AD780 提供（如图 3-3），数据传送采用 SPI（串行外设总线）方式，模数转换器与单片机之间的接口电路如图 3-4 所示。

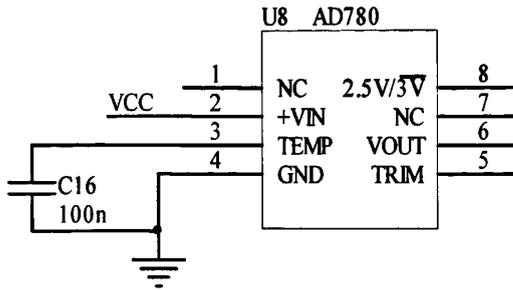


图3-3 AD780外围电路

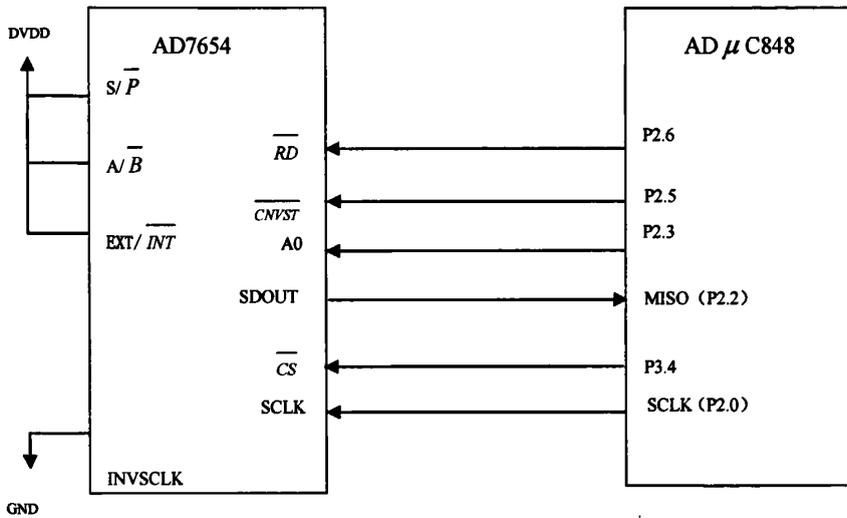


图3-4 AD7654与单片机的串行从模式接口电路图

图 3-4 中有关引脚说明如下：

- ◆ A0：转换通道选择。
- ◆  $A/\bar{B}$ ：高电平时，先输出 A 通道转换数据再输出 B 通道转换数据，低电平反之。
- ◆  $S/\bar{P}$ ：串行/并行模式选择。低电平为并行模式，高电平为串行模式。
- ◆  $EXT/\bar{INT}$ ：高电平时选择外部时钟，低电平时选择内部时钟。
- ◆ SDOUT：转换数据输出位。
- ◆ SCLK：串行数据时钟输入或输出（取决于  $EXT/\bar{INT}$  的逻辑状态）。
- ◆  $\overline{CNVST}$ ：开始转换。 $\overline{CNVST}$  的下降沿使内部采样保持进入保持状态并开始转换。
- ◆ INVCLK：SCLK 取反。

AD7654 上所有的电源和地之间都需连接去耦电容。因为 AD $\mu$ C848 的 P1 口只能作为输入口，而 P0 口又被 USB 接口芯片占用，所以 AD7654 的控制引脚只能连接到单片机 P2 和 P3 口上的部分端口。在实验的电路中，AD7654 的  $S/\bar{P}$  和  $EXT/\overline{INT}$  引脚直接由硬件置高电平， $INVSCLK$  由硬件置低电平，以节约口线，使 ADC 以串行从模式方式工作，同时使数据输出由外部时钟控制。这些引脚也可与单片机的口线相连，通过软件选择控制。由于 AD7654 采样时是两个通道同时采样，所以需要给  $A/\bar{B}$  置位以控制数据的输出顺序。AD $\mu$ C848 的 P2.5 脚接至 AD7654 的  $\overline{CNVST}$ ，这样只需要通过单片机 AD $\mu$ C848 控制使 P2.5 产生一个宽度大于 5ns 的负脉冲，该负脉冲的下降沿就可以启动 ADC 开始转换，转换的时间约为 2 $\mu$ s。当转换结束时，BUSY 引脚上的信号就会变成低电平，从而通知单片机可以开始读取转换的数据。由于实际 AD7654 转换速度很快，因此 BUSY 线可以不用，启动转换后可以直接读取数据。在单片机读取数据前，需要通过 P2.6 和 P3.4 口给读选通  $\overline{RD}$  和片选  $\overline{CS}$  置零，以使 SDOUT 上的数据有效，然后单片机通过 P2.0 ( $SCLK$ ) 引脚向 AD7654 发送 8 个时钟脉冲，与此同时单片机就可以通过 P2.2 口从 SDOUT 上读取 8 位转换的数据。串行从模式下读数据时序图如图 3-5 所示。

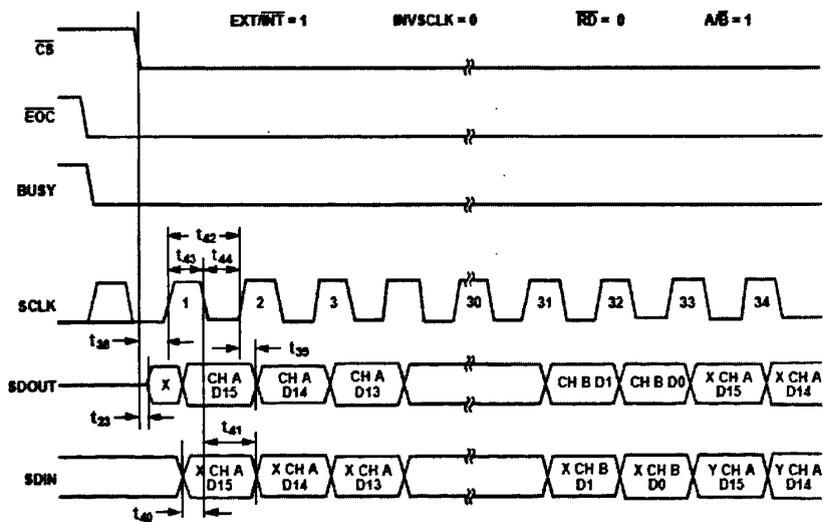


图 3-5 串行从模式读数据时序图（转换后再读）

该系统中微处理器 AD $\mu$ C848 与模数转换器 AD7654 之间的数据传送采用 SPI（串行外设总线）方式。SCLOCK 是主机的时钟，为 MISO 数据的发送和接收提供同步时钟信号。每一位数据的传输都需要 1 次时钟作用，因而发送或接收

1 个字节的的数据需要 8 个时钟的作用。SPI 有 2 个相关的寄存器：SPICON 和 SPIDAT，其中 SPICON 包含各种标志位、使能位、方式位及时钟位。另一个 SPI 寄存器是 SPIDAT，对这一寄存器的写操作会使 SCLOCK 产生 8 个时钟脉冲，从高位开始一位位发送数据。如果写操作发生在其他数据正在传递的过程中，那么 WCOL 将置位。如果写操作进行时没有其他数据在传递，输入字节保留在移位寄存器中，此时 ISPI 自动置位（如果有中断设置，则产生中断），移位寄存器的数据将被锁存到 SPIDAT 中，此后对 SPIDAT 的读操作将把数据读出。SPI 时序图如图 3-6 所示。

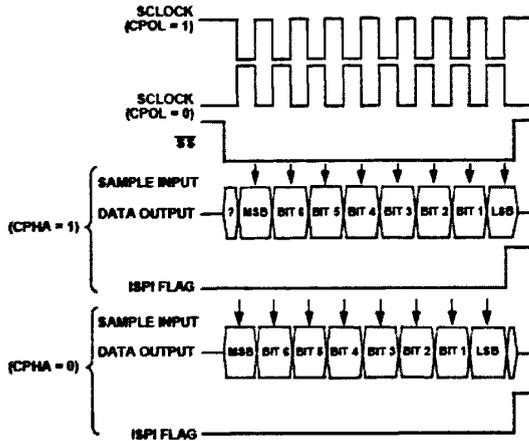


图 3-6 SPI 时序图

### 3.3.4 模数转换器的通道扩展

本系统设计采用一片 AD7654 可以实现四通道 LECG 信号的采集和转换，在实际应用中，串行模式下 AD7654 的通道数还可以根据需要进行菊花链的方式很方便的扩展，下面以 8 通道为例简单介绍通道扩展的方式，如图 3-7。

两片或多片 AD7654 只要连接到同一个启动信号，即可同步采样。首先转换下游采样数据，先转换高字节然后是低字节，32 个时钟脉冲之后转换上游采样数据。上游 AD7654 的数据输出端 SDOUT 接下一个 AD7654 的 RDC/SDIN 引脚，这样所有的转换数据都从最后一块 AD7654 的 SDOUT 端输出，但是从上游 SDOUT 输入 SDIN 引脚到下游 SDOUT 数据输出有 32 个时钟脉冲的延时。

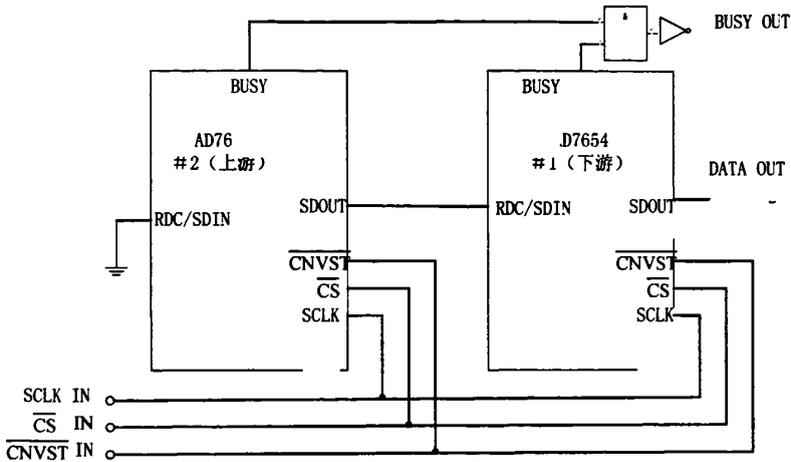


图 3-7 两片 AD7654 菊花链结构

### 3.4 LECG 数据传输

信号的传输主要由PC机与单片机之间的通信实现的。当前，PC机与终端或外设之间通信的方式主要有串行接口、并行接口、ISA总线、PCI总线及USB接口。计算机中的并行接口主要作为打印机端口，且传输距离受到很大限制。ISA总线和PCI总线采集速率高，传输速度快，具有良好的兼容性及广泛的应用，特别适合于控制外设和进行数据通信的功能模块，但其安装不方便，价格高，且占用硬件中断资源。LECG要求实时采样，实时传输，要求系统传输速度快，具有很好的扩展性，可以方便的挂接到计算机上。本系统设计了两种接口方式，用户可以灵活选择。单片机（下位机）与计算机（上位机）之间的数据可以通过USB接口上传，也可以通过串行接口上传。

#### 3.4.1 串口通信

串行接口是微机应用系统的常用接口，现在的PC机一般至少有两个串行口COM1和COM2。串行口不同于并行口之处在于它的数据和控制信息是一位接一位串行地传送下去。这样，虽然速度会慢一些，但传送距离较并行口更长，可用于长距离的通信。

51单片机有一个全双工的串行通信口，所以单片机和PC之间可以方便地进行串行通信。进行串行通信时要满足一定的条件，PC的串口是RS232电平的，而单片机的串口是TTL电平的，两者之间必须有一个电平转换电路。我们采用了专

用芯片MAX232进行转换，电路如图3-8所示，MAX232的第11脚( $T_{1IN}$ )和单片机的17脚(TXD)连接，第12脚( $R_{1OUT}$ )和单片机的16脚(RXD)连接，第15脚和单片机共地。

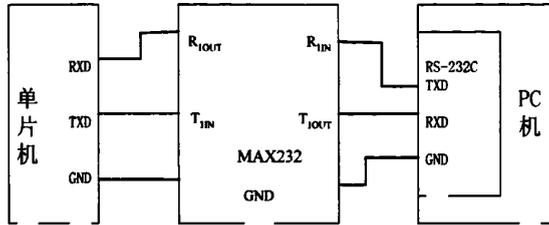


图3-8 单片机与PC机串口通信示意图

### 3.4.2 USB 通信

当今的计算机外部设备，都在追求高速度和高通用性。为了满足用户的需求，解决计算机外设种类的日益增加与有限的主板插槽和端口之间的矛盾，以Intel为主，并有Compaq，Microsoft，IBM，DEC，Northern Telecom以及日本NEC等共七家公司共同制定了串行接口USB (Universal Serial Bus)总线协议，自1995年在Comdex上亮相以来至今已广泛地为各PC厂家所支持。医学仪器也日益向数字化、模块化、小型化和即插即用方向发展，通用串行总线(USB)接口可以很好的满足要求，实现生理信号的实时采集、传输、分析和显示。因此，在系统设计中我们设计了USB接口方式，以批量传输方式完成单片机与PC机的数据传输。

USB通信接口芯片的选择有两种，一种是专用的USB接口芯片，一种是带微处理器(MCU)的接口芯片。专用的USB接口芯片仅处理USB通信，必须有一个外部微处理器来进行协议处理和数据交换，主要特点是价格便宜、接口方便、可靠性高，尤其适合于产品的改型设计；带微处理器的接口芯片的开发工具简单，易调试，但是价格昂贵，且微处理器的处理能力有限<sup>[3]</sup>。本系统要实现对LECG信号的实时采集处理，对微处理器的要求比较高，因此采用专用USB接口芯片处理USB通信。

CH375是一个USB总线的通用接口芯片，支持HOST主机方式和SLAVE设备方式。在本地端，CH375具有8位数据总线和读、写、片选控制线以及中断输出，可以方便地挂接到单片机/DSP/MCU等控制器的系统总线上。在USB主机方式下，CH375还提供了串行通信方式，通过串行输入、串行输出和中断输出与单片机/DSP/MCU等相连接。CH375的USB主机方式支持各种常用USB全速设备，外部单片机/DSP/MCU可以通过CH375按照相应的USB协议与USB设备通信。CH375还内置了处理海量存储设备的专用通信协议的固件，外部单片机/DSP/MCU可以



电时间较长，那么 CH375 将不能可靠复位，这时可以在 RSTI 引脚与 VCC 之间跨接一个容量为  $0.01\mu\text{F}$  的电容器 C12，同时还可以减少干扰。

图 3-9 中，A0 为地址线输入，为 1 时写命令，为 0 时写地址。另外，在设计印刷电路板 PCB 时，需要注意：退耦电容 C14 和 C15 应尽量靠近与 CH375 的相连引脚；使 D+和 D-信号线贴近平行布线，尽量在两侧提供地线或者覆铜，减少来自外界的信号干扰；尽量缩短 XI 和 XO 引脚相关信号线的长度，为了减少高频时钟对外界的干扰，可以在相关元器件周边环绕地线或者覆铜。

### 3.4.4 CH375 与 AD $\mu$ C848 之间的接口电路

本系统中，CH375 与单片机之间采用并行接口的方式，CH375 的并行口线包括 8 位双向数据总线 D7~D0、读选通输入引脚 RD#、写选通输入引脚 WR#、片选输入引脚 CS#、中断输出引脚 INT#以及地址输入引脚 A0。通过这些被动并行接口，CH375 芯片可以连接到各种单片机的系统总线上。图 3-10 给出了 CH375 与微处理器的接口电路。

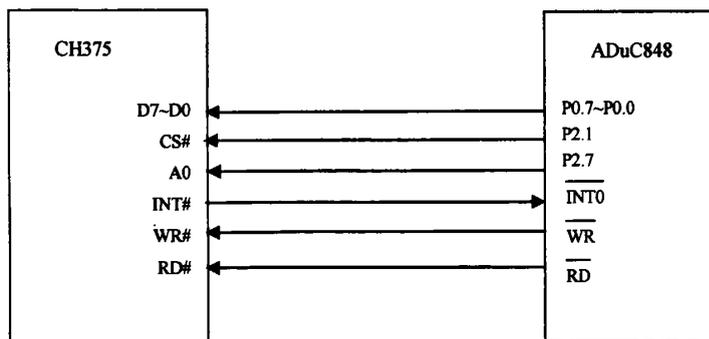


图 3-10 CH375 与微处理器接口电路

在实际的电路中，CH375 芯片的数据总线与单片机的 P0 口相连；RD#和 WR#分别连接到单片机的读选通引脚和写选通引脚；CS#和 A0 分别与 AD $\mu$ C848 的 P2.1 和 P2.7 连接，用于单片机对其进行操作控制；中断输出 INT#是低电平有效，所以可以与单片机的外部中断引脚  $\overline{\text{INT0}}$  相连，单片机可以使用中断方式或者查询方式获知中断请求。

当 WR#为高电平并且 CS#、RD#及 A0 都为低电平时，CH375 中的数据通过 D7~D0 输出；当 RD#为高电平并且 CS#、WR#及 A0 都为低电平时，D7~D0 上的数据被写入 CH375 芯片中；当 RD#为高电平并且 CS#、WR#都为低电平而 A0 为高电平时，D7~D0 上的数据被作为命令码写入 CH375 芯片中。单片机就是通过以上的

方式实现对CH375芯片的操作和控制。

通过串口通信或者USB接口通信，下位机将采集到的LECG数据传输到上位机中，在PC机界面中可以观察到实时变化的LECG数据，同时数据在后台以文本文件格式保存。但注意一定要及时将采集的数据文件另存，否则将会被下一次数据文件覆盖。

## 第四章 系统软件设计

一个完整的系统往往是硬件和软件的结合体，如果说硬件是系统的骨架，那么软件就是系统的灵魂。在本数据采集通信系统中，把软件划分为上位机程序和下位机程序两部分。下位机程序即单片机程序，它是整个数据采集板的控制核心，主要完成以下任务：数据采集、数据上传、定时中断、传输通信等。而上位机程序即计算机应用程序，主要完成数据的接收和显示的任务。

### 4.1 下位机软件的设计

本课题单片机端在硬件上设计了串口和 USB 两种通信方式，软件上只给出了 USB 接口实现的程序。程序是按模数转换器 AD7654 工作于串行从模式，USB 接口芯片 CH375 工作于并行从模式设计的。

#### 4.1.1 单片机资源的分配

##### 1. 存储器地址的分配

AD $\mu$ C848 内置 256 字节的内部 RAM (00H~0FFH) 和 2k 的内部 XRAM (000H~7FFH)，为了缩短数据采集的时间和简化程序设计，采用内部的 256 字节的 RAM 来存储采集的数据。由于 CH375 每次批量传输 64 字节的数据，而堆栈要占用一部分的地址空间，低 128 位字节从 00H~21H 又被寄存器和位地址所使用，所以程序中使用 22H~61H 存储数据。

##### 2. 中断源

AD $\mu$ C848 提供了 11 个中断源和两个优先级。根据实际需要，本程序中使用了其中 3 个中断源，分别为外部中断 0、SPI 中断和定时器 T0 中断。其中外部中断 0 用作获知 CH375 的中断请求；SPI 中断用于通知单片机已读取完 AD 转换的数据，可以将其存储到指定的地址中；定时器 T0 的定时中断用来控制系统的采样频率，改变其初值就可以改变数据的采样频率。

##### 3. 定时器

AD $\mu$ C848 提供了 3 个定时器 T0、T1 和 T2。在程序中只使用了其中一个定时器 T0，它的作用主要是控制数据的采样频率，只要在程序中设置不同的初值，就可以改变数据的采样频率。由于过高的采样率消耗系统太多资源，较长时

间使用很高的采样率可能会导致没有足够的内存或者硬盘存储数据太慢，还增加信号处理的时间。LECG 信号最高频率成分一般为 100Hz，理论上设置采样频率为被采集信号最高频率成分的 2 倍就够了。为了更好地还原波形，实际上一般选用 5~10 倍。本系统拟采用 1k 的采样频率，而 AD $\mu$ C848 最长的定时间隔为 40ms 左右，完全满足要求。根据系统的要求，定时器的定时间隔定为 1ms。

#### 4. 输入/输出端口

AD $\mu$ C848 有 4 个 8 位输入/输出端口 P0~P3，其中 P1 只能作为输入口，P0 用作单片机与 CH375 进行数据的传输，因此控制引脚只能连接到 P2 口和 P3 口。

### 4.1.2 下位机 AD $\mu$ C848 软件设计

下位机主要控制数据的采集、上传和 USB 通信，其中数据采集是下位机的核心，主要包括主程序和中断服务子程序。主程序包括 AD $\mu$ C848、CH375 的初始化和中断初始化，中断服务子程序主要包括 T0 定时中断服务子程序、SPI 中断服务子程序和 CH375 中断服务子程序。

#### 1. 主程序

主程序中首先完成单片机的各种初始化工作和 USB 接口芯片的初始化，然后开中断等待，其流程图如图 4-1。

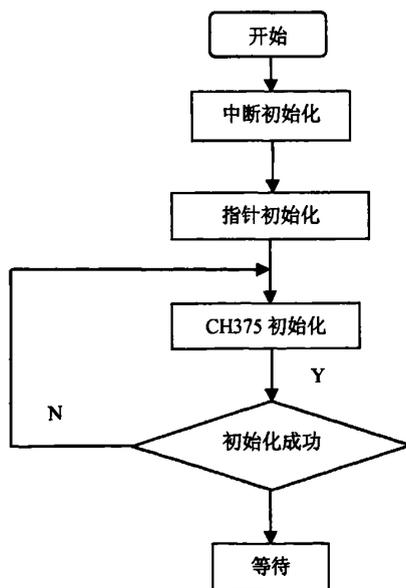


图 4-1 主程序流程图

在 CH375 的初始化子程序中，首先要测试接口芯片是否可以正常工作，方法是向其发送测试命令，然后向芯片写入任意一个 8 位数据，如果接口芯片可以

正常工作，那么它就会把这个数按位取反，随后发送给单片机，单片机从 CH375 中读出这个数后，与原来发送的数据对比后即可判断出接口芯片是否正常工作。若 CH375 无法正常工作，单片机可以对其进行硬件复位，然后重复上述步骤，复位过程会持续 40ms 左右，所以需要编写一段延时子程序。接口芯片状态正常后，单片机就会发出特定的命令把 CH375 设置为内部固件的 USB 设备模式。

## 2. 定时器 T0 中断服务程序

定时器 T0 中断服务子程序主要负责 A/D 转换和数据的上传，是整个下位机程序的主体。其中包括采样和上传两个重要的子程序。由于采样和上传 2 个子程序是嵌套在定时器中断程序中的，因此 T0 定时器中断应设为低优先级。具体的流程图如图 4-2。

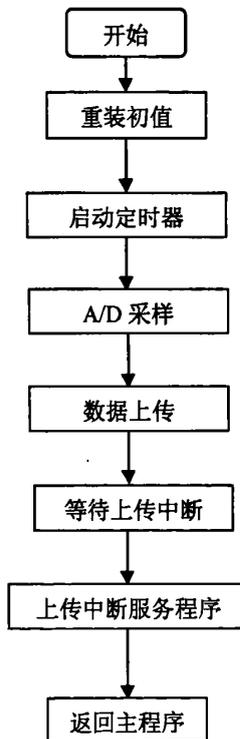


图 4-2 定时器 T0 中断服务子程序流程图

## 3. 数据采样子程序

由于 A/D 转换器工作在从模式下，并且与单片机之间数据的传输采用串行方式，因此子程序的起始部分应对 AD7654 和 AD $\mu$ C848 的 SPI 功能进行初始化。因为  $S/\bar{P}$ 、 $A/\bar{B}$ 、 $EXT/\overline{INT}$ 、 $INVSCLK$  直接由硬件置位（实验方便，实际也可由软件控制），所以软件只需给一个启动脉冲即可。单片机 SPI 的初始化只需给 SPICON 和 IEIP2 送相应的值即可，让单片机使能 SPI 功能，同时处于主模式

下。另外，由于 SPI 中断是嵌套在定时器 T0 的中断服务程序内，所以在允许 SPI 中断的同时，还要置 SPI 中断为高优先级。

初始化完成后，给 A0 赋值，选择转换通道，然后单片机给 P2.5 ( $\overline{CNVST}$ ) 低电平，从而启动 A/D 转换。转换过程大约需要 2 微秒的时间，这个过程中 BUSY 线始终为高电平，当转换结束后，BUSY 会变为低电平。单片机可以通过查询的方式来获知模数转换是否结束，也可以直接进行几次的空操作。转换结束后， $\overline{CS}$  和  $\overline{RD}$  必须置低电平，这样 AD7654 内的转换数据才可以读取。然后单片机通过软件向 SPIDAT 写任意数，这时 SCLK 上就会输出 8 个时钟脉冲。AD7654 根据时钟同步向单片机输出转换数据。由于两个通道转换后的数据为 4 个字节，所以需要重复 4 次上述步骤数据才能全部被取出。另外两个通道的转换和数据的读取同上，只需在转换之前置位 A0。具体流程图如图 4-3。

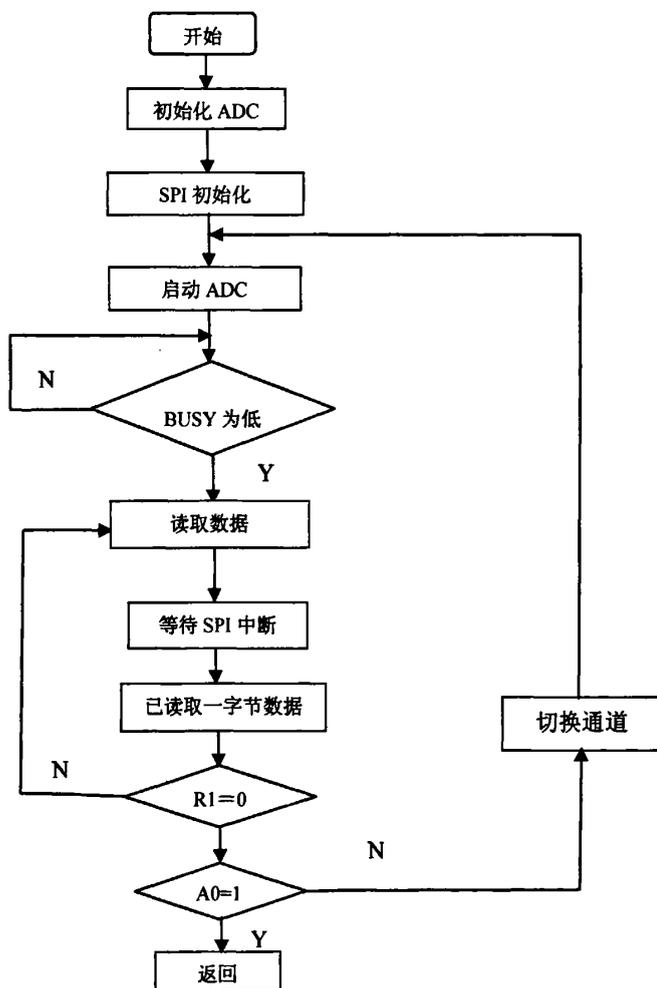


图 4-3 数据采样子程序流程图

#### 4. USB 接口软件设计

在本地端，CH375在系统中采用内置固件的USB设备方式，端点2的上传端点作为批量数据发送端点。单片机对CH375的操作是采用命令加数据的I/O操作方式，任何操作都是先发命令给CH375，然后执行数据输入输出。CH375芯片占用两个地址位，当A0引脚为高电平时选择命令端口，可以写入命令；当A0引脚为低电平时选择数据端口，可以读写数据。单片机通过8位并口对CH375芯片进行读写，所有操作都是由一个命令码、若干个输入数据或若干个输出数据组成，部分命令不需要输入数据，部分命令没有输出数据。

单片机通过CH375发送数据的处理过程如下：

1、本系统采用批量上传的方式。所以首先单片机向CH375的命令端口发送要向其端口2缓冲区写入数据的命令，然后选择数据端口，先发送所要上传数据的字节数，再通过P0口向接口芯片内的数据缓冲区写入数据。

2、当数据全部写入缓冲区后，CH375被动地等待USB主机取走数据。

3、当USB主机取走数据后，CH375首先锁定当前USB缓冲区，防止重复发送数据，然后将INT#引脚设置为低电平，向单片机请求中断。

4、单片机进入中断服务程序，首先执行GET\_STATUS命令获取中断状态。

5、CH375在GET\_STATUS 命令完成后将INT#引脚恢复为高电平，取消中断请求。

6、由于通过上述GET\_STATUS命令获取的中断状态是“上传成功”，而且没有后续的数据发送，所以单片机执行UNLOCK\_USB命令释放缓冲区。从而可以继续USB通信。

#### 7、中断返回

在这里需要注意的是，一定要把外部中断0的中断优先级设置为高，因为该中断也是嵌套在T0中断里的。上述过程的流程图如图4-4，4-5所示：

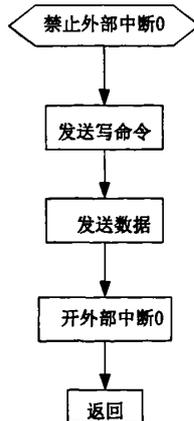


图 4-4 发送子程序流程图

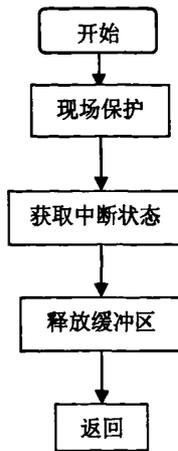


图 4-5 USB 中断服务程序流程图

## 4.2 上位机软件的设计

CH375在PC机端提供了应用层接口，使用VC作为上位机软件的开发平台。利用CH375动态链接库DLL提供的面向功能应用的API并对其操作。CH375动态链接库提供的可供利用的API 包括：设备管理API、数据传输API、中断处理API。首先将CH375驱动程序和动态链接库拷贝到计算机中，在VC中定义动态链接库的访问入口及函数定义入口，在下位机运行CH375初始化程序时系统会提示安装驱动，安装完成后任务栏出现“发现USB设备CH372/CH375”，则表示安装成功，上位机和下位机可以通过USB进行通信。

## 4.3 下位机和上位机之间的数据传输

CH375 在计算机应用层和本地端单片机之间提供了端对端的连接，在这个基础上，可以选用两种通信方式：单向数据流方式、请求加应答方式。

### 4.3.1 单向数据流方式

单向数据流方式使用一个上传数据流和一个下传数据流进行双向数据通信，两个数据之间完全独立。

下传数据流是由计算机应用层通过数据下传 API 发起的，CH375 芯片以 64 个字节为一组，将一个较大的数据块分成多组提交给单片机；如果应用层发送 150 个字节的数据块，则单片机会被中断 3 次，前两次各获取 64 个字节，最后

一次获取 22 个字节。

上传数据流的发起方式有两种：一种是查询方式，指计算机应用层定期以查询方式发起；另一种则是伪中断方式，指单片机以中断数据通知计算机应用层，再由计算机应用层发起。因为 USB 总线是主从式结构，只有在计算机主动联系 USB 设备时，USB 设备才能向计算机上传数据。

上传数据流以查询方式发起的系统中，计算机应用层总是通过数据上传 API 尝试读取数据。当单片机没有数据需要上传时，计算机应用层就会一直等待，实际上该应用层程序的线程将会被操作系统挂起。当单片机需要上传数据时，应该将数据写入 CH375 批量端点的上传缓冲区中，接着计算机应用层自动取走数据，然后 CH375 芯片以中断方式通知单片机上传成功，以便单片机继续上传后续数据。

上传数据流以伪中断方式发起的系统中，计算机应用层初始化时设置一个伪中断服务程序，然后应用层就不需要再涉及到上传数据流。当单片机需要上传数据时，首先将数据写入批量端点的上传缓冲区中，然后将中断特征数据写入中断端点的上传缓冲区中。在 1 毫秒之内，与中断特征数据相对应的伪中断服务程序被激活，伪中断服务程序调用数据上传 API 获得上传数据块。在此期间，单片机将会收到 CH375 芯片通知的两次中断，首先是中断端点上传成功中断，然后是批量端点上传成功中断。

### 4.3.2 请求加应答方式

请求加应答的方式使用一个下传的主动请求和一个上传的被动应答进行交互的双向数据通信，下传与上传一一对应，相互关联。

主动请求是指由计算机应用层下传给单片机的数据请求，被动应答是指在单片机收到数据请求后，上传给计算机应用层的应答数据。所有的通信都由计算机应用层发起，然后以接收到单片机的应答结束，完整的过程包括：

1. 计算机应用层按事先约定的格式将数据请求发送给 CH375 芯片；
2. CH375 芯片以中断方式通知单片机；
3. 单片机进入中断服务程序，获取 CH375 的中断状态并分析；
4. 如果是上传，则释放当前 USB 缓冲区，然后退出中断程序；
5. 如果是下传，则从数据下传缓冲区中读取数据块；
6. 分析接收到的数据块，准备应答数据，或者先退出中断程序再处理；
7. 单片机将应答数据写入批量端点的上传缓冲区中，然后退出中断程序；
8. CH375 芯片将应答数据返回给计算机；
9. 计算机应用层接收到应答数据。

上传数据流方式使用两个方向相反的单向数据流进行通信，具有相对较高的数据传输速率，但是数据不容易同步。请求加应答方式具有数据自动同步、程序设计简单、较好的交互性和可控性等优点。本系统采用请求加应答方式，应用层界面如图 4-6 所示。

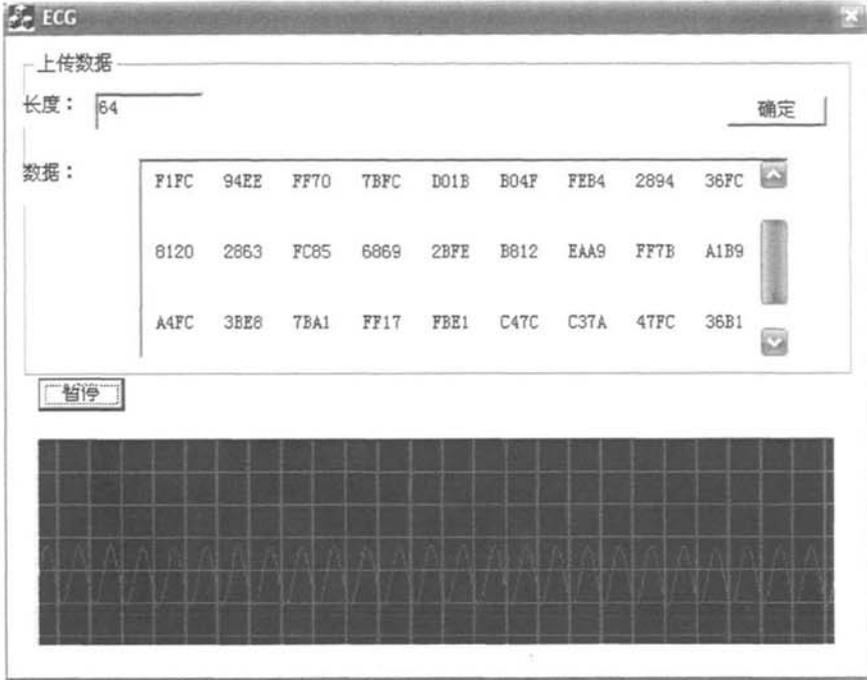


图 4-6 计算机应用层界面

点击“确定”，此时确定按钮变成“暂停”，上位机将数据请求通过 CH375 发送给单片机，之后单片机将准备好的数据上传到计算机应用层，低频时，图中数据和图形可以同步显示，同时数据以 txt 文件格式在后台保存。而高频时，只能显示数据。当不需要采集和显示数据时，点击“暂停”程序即停止运行。

## 第五章 实验与分析讨论

在系统软硬件调试完成后，我们对十几位志愿者做了人体 LECG 采集实验，并将采集到的原始数据用 Matlab 进行分析处理。

### 5.1 实验内容和方法

本系统模数转换器有四个模拟输入端，我们将其中其中一个输入端接标准心电图，其它三个输入端接不同位置的 LECG 信号输出端，无需对皮肤进行任何处理，只需将电极贴于身体表面即可。注意要保证将电极放平，与皮肤紧密接触。我们在同一个人体表不同位置和不同的人体表同一位置分别采集 LECG，然后将数据经 Matlab 处理后进行分析比对。

### 5.2 LECG 信号处理

医生在听诊时一般要求环境安静，病人在短时间内屏住呼吸以减少干扰。我们在进行 LECG 信号采集实验时，外界环境随时发生变化，不可能人为控制。而噪声和干扰对信号有较大的影响，所以通常信号采集之后都要做适当的信号处理。

#### 5.2.1 常见干扰及来源

LECG信号是比较微弱的，其电压等级仅为mV级，主要频率段在0.05—100Hz之内，在检测过程中极易受到干扰。通过本实验系统将信号传输到计算机后，采集到的数据是LECG原始数据，这些LECG原始数据中存在着极大的噪声和干扰。这些干扰是多种多样的，例如有由于电极与皮肤之间接触不良或电极脱落引起的电极接触噪音、由于人体轻微运动引起电极与人体接触阻抗变化而带来的运动伪迹干扰等。常见的主要干扰有以下几种<sup>[7,8]</sup>；

- 1.由室内的照明及动力设备影响到人体的分布电容所引起工频干扰以及其各次谐波的干扰。

- 2.人体上有很多电现象混杂在一起，某一生理量有时是信号，而在另一场合则可能是噪声。也就是说是被测生理变量以外的人体电现象所引起的噪声。这

种干扰频率范围比较广。一般它的范围从DC~1000Hz。

3.人体的移动、呼吸以及电极接触不良等造成LECG信号偏离原来的基线水平而发生漂移，一般频率低于0.03 Hz。

因此，心电信号噪音来源的不同，其频率也就存在差异，正是由于这些差异，对不同的信号干扰其滤波方法是不同。本文对几种主要干扰的滤波器进行了设计，主要包括低通滤波器（滤除高频干扰），高通滤波器（滤除基线漂移），50Hz陷波器。

目前存在多种数字滤波器设计方法，但传统的滤波器设计方法需要使用繁琐的公式计算进行设计，并且当需改变滤波器参数时，需要重新计算，设计时间长。我们利用Matlab计算机辅助设计，快速而有效地实现了LECG信号处理滤波器的设计与仿真。由于50HZ工频干扰是最常见的一种干扰信号，也是对有用信号检测起着极大妨碍作用的干扰，本文仅对此做详细介绍，其它两种只给出处理结果。

### 5.2.2 几种常用的 50Hz 滤波方法

一个好的滤波方法对LECG分析结果的可靠性起着决定性作用，本文尝试了以下几种常用的50Hz滤波方法，分析了各种方法的优缺点并分别对信号进行了滤波处理。

#### 1. 平滑滤波

平滑滤波是数字滤波方法中较早被采用的方法。当心电信号采样频率为1000Hz时，工频干扰为50Hz条件下，可以采用以下的差分方程进行滤波：

$$y(n)=[x(n)+x(n-1)+x(n-2)+x(n-3)+x(n-4)+x(n-5)+x(n-6)+x(n-7)+x(n-8)+x(n-9)+x(n-10)+x(n-11)+x(n-12)+x(n-13)+x(n-14)+x(n-15)+x(n-16)+x(n-17)+x(n-18)+x(n-19)]/20$$

其中， $x(n)$ 为原始带有干扰的LECG信号， $y(n)$ 为滤波后的LECG数据。

该滤波算法简单，处理速度快。但是，这个滤波器其实具有低通特性，通频带很窄，对心电的ORS波有较大的削峰，信号衰减很大，因此只能用在对信号波形要求不高的场合，而无法满临床诊断的要求<sup>[6]</sup>。滤波效果如图5-1所示。

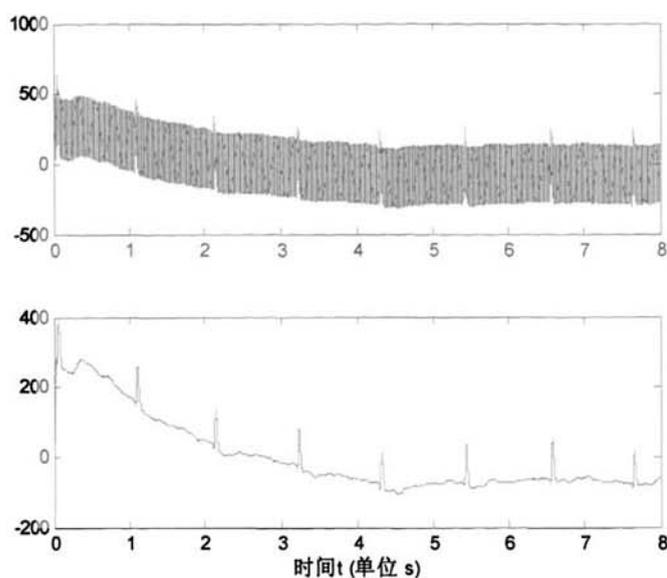


图 5-1 平滑滤波前后

## 2. 基于窗函数法的FIR带阻滤波器

为了实现精确的工频干扰去除,可以采用窗函数法设计以 50Hz 为中心频率,阻带为 48- 52Hz ( $F_{c1} = 48$ ;  $F_{c2} = 52$ ) 的 FIR 带阻滤波器,滤波器阶数  $N=1024$ 。带阻滤波器示意图和幅频响应分别如图 5-2 和 5-3 所示。滤波效果如图 5-4 所示。

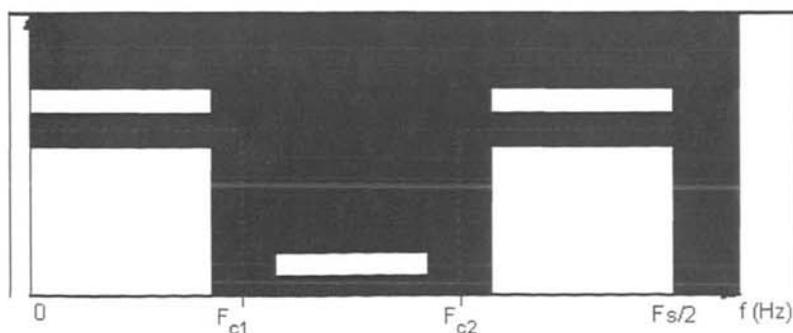


图 5-2 带阻滤波器示意图

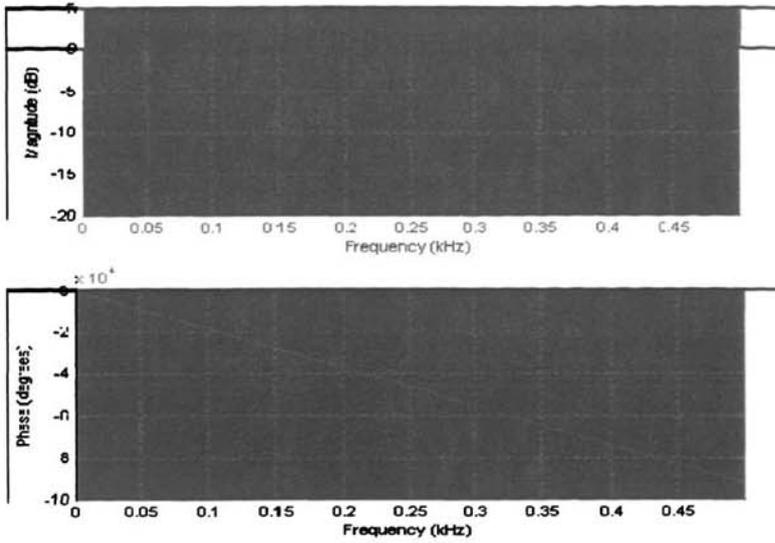


图 5-3 窗函数法的 FIR 带阻滤波器幅频响应

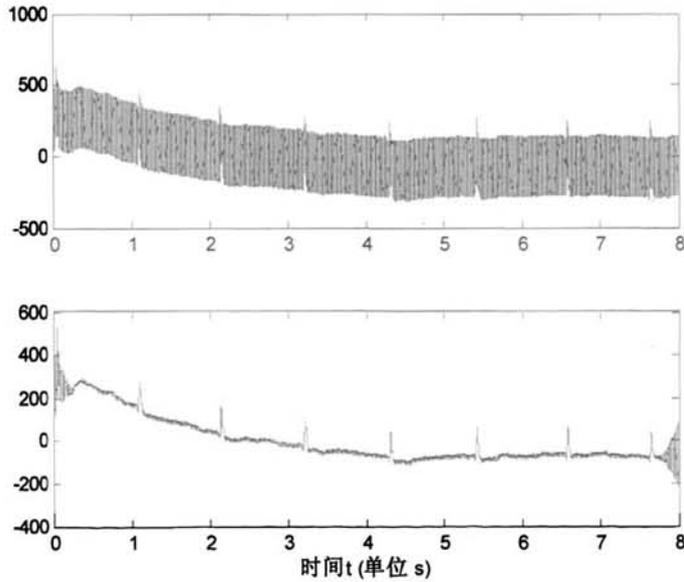


图 5-4 窗函数法的 FIR 带阻滤波器滤波前后

这种设计得到的FIR带阻滤波器的系数均非整数,而且由于滤波器阶数较高,乘法次数很多,整个算法的运算量非常大,不利于实时处理,这是该类滤波器的重大缺陷<sup>[26]</sup>。

## 3. 自适应陷波器的设计

当干扰的中心频率有漂移时,很难设计一个中心频率固定的窄带滤波器。采用自适应处理,不但可以不必准确知道干扰的频率,而且能自动跟踪频率的漂移,具有非常好的适应性。自适应陷波器是自适应噪声抵消系统的一个特例,当噪声为单一正弦分量,如50Hz工频干扰时,这种自适应抵消系统即为自适应陷波器。该滤波器的阻带带宽非常窄,通带非常平坦,这样很好的保证了只对干扰进行有效去除而其他信号成分没有损失。设计自适应陷波器阶数为800,使用LMS(最小方差准则)用Matlab生成所需的 $h(n)$ 。其幅频响应如图5-5所示,滤波效果如图5-6所示。

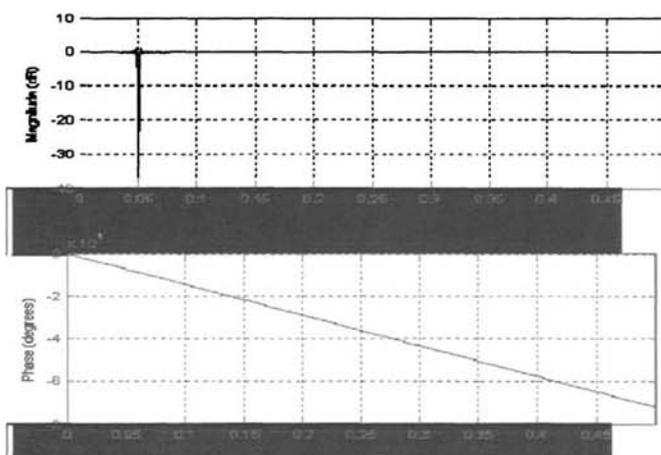


图5-5 自适应陷波器幅频响应

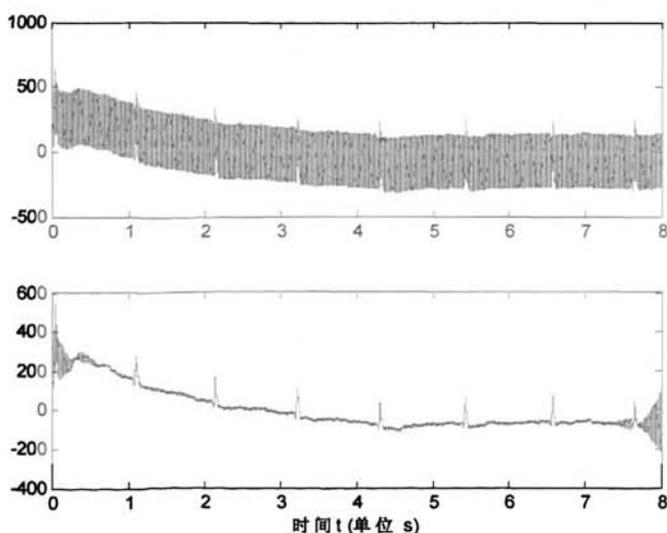


图5-6 自适应陷波器滤波前后

自适应滤波方法固然可靠，但由于需要优化算法，计算量很大，且LMS自适应滤波器具有收敛速度慢和稳态误差较大的缺点。

#### 4. 完全滤波器设计

Matlab信号处理工具箱提供了几个直接设计IIR数字滤波器的函数，它们把典型的滤波器的几个步骤集成了一个函数，直接调用就可以设计滤波器了，这就叫作完全滤波器设计。本文运用完全设计法设计了一Butterworth型带阻滤波器，通带范围49-51Hz，阻带上限52Hz，下限48Hz，通带内纹波小于3dB，阻带为10dB，其幅频响应曲线如图5-7所示，滤波结果如图5-8所示。

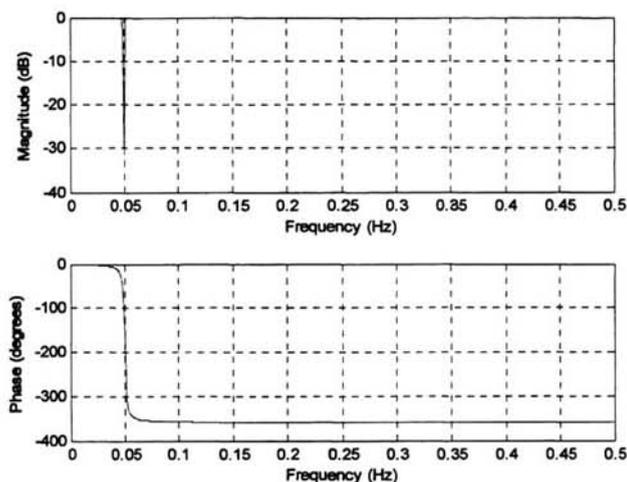


图5-7 IIR滤波器幅频响应

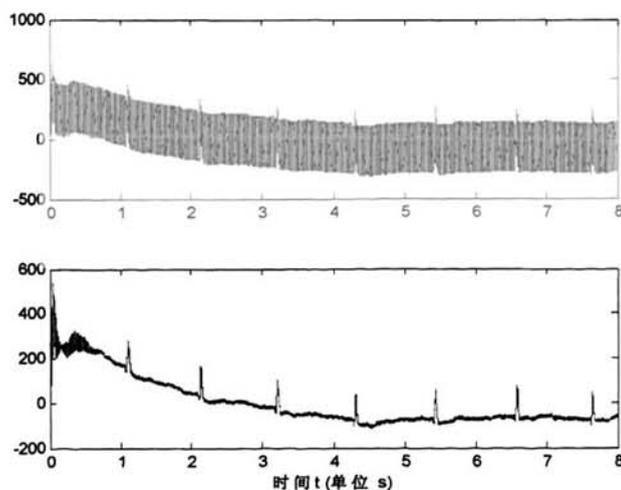


图5-8 ECG信号IIR滤波器滤波前后

综合上述几种滤波方法的优缺点，比较各滤波效果可知，完全滤波器不仅设计简单，运算量小，而且滤波效果也比较理想，对信号中 useful 成分影响极小，因此本系统信号采用完全滤波器设计 Butterworth 型带阻滤波器进行 50Hz 滤波。

高通滤波滤除基线漂移和低通滤波滤除高频干扰效果分别如图 5-9 和图 5-10 所示。

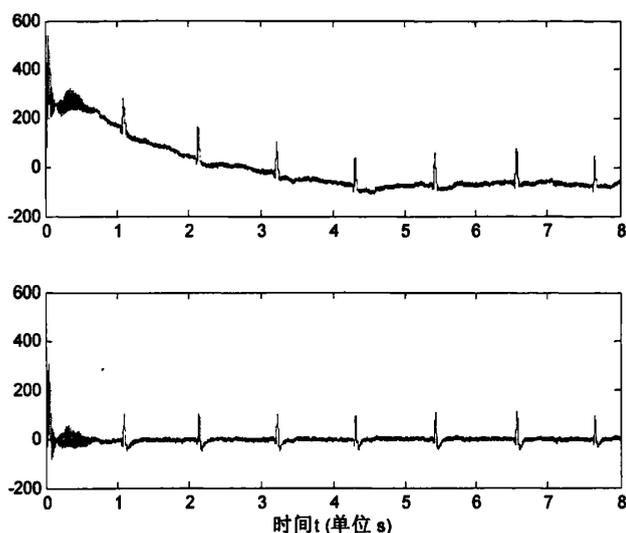


图5-9 滤除基线漂移后

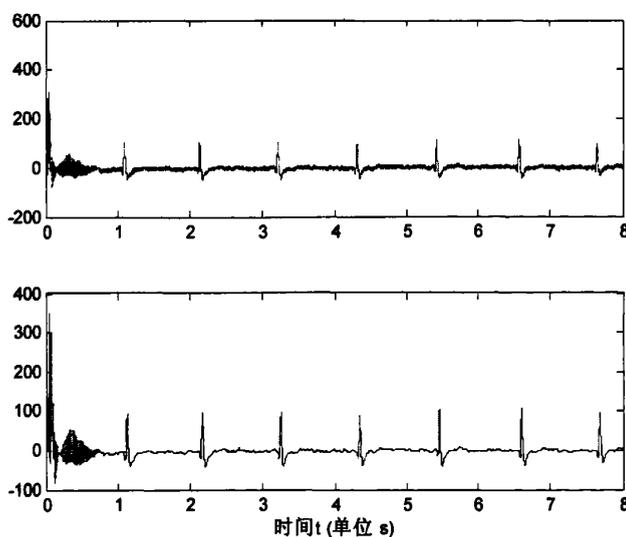


图5-10 滤除高频干扰后

### 5.3 实验结果与分析

#### 5.3.1 传统 ECG 与 LECG

同一时刻，在相同的采样频率下，在同一个受试者体表采集到的传统 ECG 与 LECG 如图 5-11 所示。

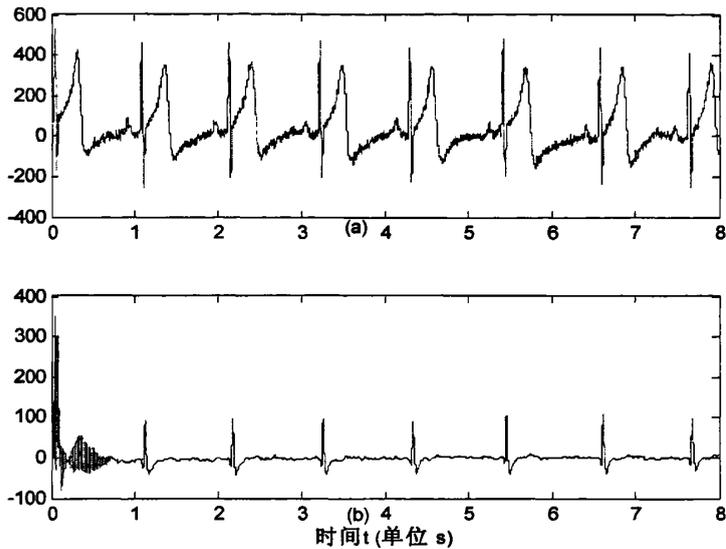


图 5-11 传统 ECG (a) 与 LECG (b) (处理后)

从图中可以看出，LECG 与传统 ECG 的 QRS 波群有很大程度上的相似性，但传统 ECG 信号的 P 波和 T 波处与 LECG 信号有所不同。

#### 5.3.2 不同实验者同一位置 LECG

在相同的采样频率下，在两个不同的受试者体表的同一位置采集到的 LECG 如图 5-12 所示。

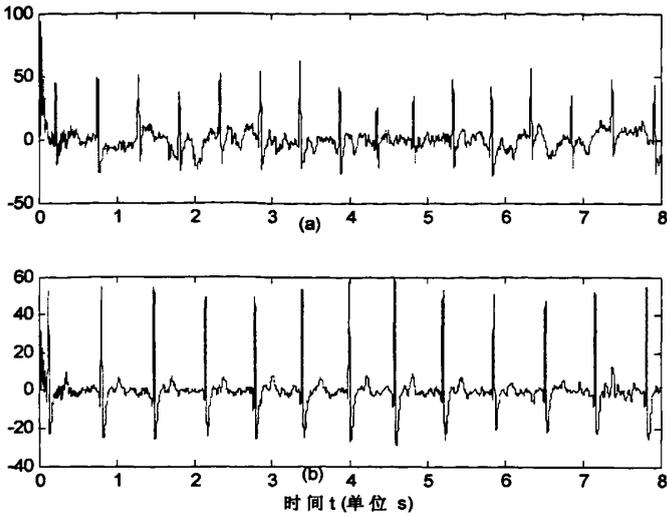


图 5-12 不同实验者同一位置 LECG

从图中可以看出，不同实验者同一位置的 LECG 幅值不同，但形状上有很大的相似性。

### 5.3.3 同一实验者体表不同位置 LECG

我们在同一个受试者体表不同位置采集到的 LECG 和标准 ECG 如图 5-13 所示。

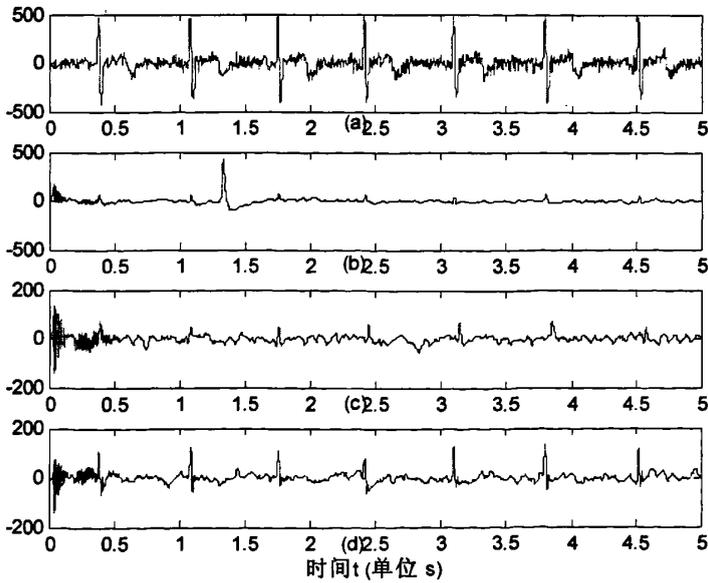


图 5-13 同一实验者不同位置 LECG

图 5-13 中, a 通道为标准心电信号, b、c、d 三个通道为不同位置的 LECG 信号。从上图可以看出, 同一个人不同位置 LECG 差别很大。

## 5.4 实验结论

实验结果表明, 本文设计的基于表面 Laplacian 技术的心电检测系统, 具有较高的共模抑制比和信噪比, 可以实现多通道 LECG 的实时采集和显示, 经过 Matlab 分析处理可以获得比较理想的 LECG 信号。

## 第六章 总结与展望

随着社会的进步和人们生活水平的提高, 社会对医疗服务水平的要求也越来越高。基于表面 Laplacian 技术的心电检测系统是一种 LECG 的无创式测量方法, 可以定位多个同时活动的心电源, 并且实现了 LECG 的实时监护, 有助于心脏疾病的临床诊断, 体现了以人为本和科技进步。

### 6.1 本文总结

本文阐述了基于表面 Laplacian 技术的心电检测系统的硬件和软件设计, 并进行了人体实验和信号处理。系统经过仔细的设计、认真的制作、反复的改进和调试, 目前已经基本实现预期的功能。四通道 LECG 信号经三电极同心传感电极和信号调理电路后, 经过单片机控制的外置模数转换器, 将模拟信号转换为数字信号, 然后通过 USB 接口电路传输到计算机实时显示和存储, 并对采集到的数据进行了处理。本文的工作主要包括以下几个方面:

1. 阅读大量国内外文献, 了解课题的相关背景, 确定设计方案;
2. 设计了 LECG 传感器和数据采集系统电路板, 主要包括放大滤波电路, AD $\mu$ C848 单片机、模数转换芯片 AD7654、USB 接口芯片 CH375 及其外围电路, 并进行硬件电路调试;
3. 编写单片机程序, 主要实现数据采集、数据上传、定时中断、USB 通信;
4. 进行人体实验, 分别在十几个受试者体表采集 LECG;
5. Matlab 数据处理, 滤除信号中的基线漂移、工频干扰、高频干扰等。

二十几年来的国内外研究已经充分表明, 与传统的体表电位图相比, LECG 的确有值得重视的优点: (1) LECG 可以较精确地反映多个心脏电活动同时发生的情况; (2) LECG 可以较精确地反映心脏电活动的空间信息; (3) LECG 具有较高的信噪比, 受噪声的影响相对较小。因此, LECG 将会成为一项实用、有效地临床无创诊断心脏异常的新方法。

## 6.2 系统改进

由于水平和条件的限制,本文只是完成了系统的软硬件设计及实验,证明了此方案的可行性。但设计中还有很多不足需要改进,要实现该系统的临床应用还有很长的路要走,根据论文和课题完成过程中的认识和思考,提出以下改进建议供进一步研究参考:

1. 采样频率等参数可以在上位机界面中设置。
  2. 在信号调理电路中实现 50Hz 工频滤波,减少工频信号的干扰以达到较好的环境适应性目的。
  3. 采用 Matlab 与 VC 混合编程,通过 VC6.0 提供的 Matlab Add-in 附加项,将该滤波工程添加到 VC 系统中,作为 LECG 信号预处理时的软件模块,使信号不仅可以实时显示,还可以实时分析和处理。
  4. 下位机程序可以由汇编语言改为 C 语言,提高程序的执行效率,同时便于程序扩展。
  5. 扩展模数转换器通道,在体表布满大量的 Laplacian 电极,从而获得具有更高时空分辨率的 LECG。
  6. 从更专业的角度对信号做进一步的分析处理。
- 这样,整个系统就会更加完善、稳定、可靠,更符合实际医疗条件的要求。

## 6.3 展望

LECG 作为一项发展中的技术,当然也遇到了很多困难,主要应该从以下几个方面入手解决:

1. LECG 的电极系统过于复杂,首先是外层的圆环很难与体表保持紧密的接触,对电极圆心与圆环的面积及其它们之间的距离精度要求也很高,抗噪声能力较弱并且不易操作,测量精度有限,因此应不断完善电极系统,使其更适合于临床应用;
2. 不同位置的 LECG 之间以及 LECG 和心脏内部电活动之间的确切关系目前很难直接证明,有待于结合临床实验做进一步深入分析研究;
3. LECG 的信号微弱,受外界各种噪声和干扰较大,需要研究更先进的测量手段和处理数据的算法以获得更精确的结果。

目前,LECG 在国外的研究报导较多,已经成为国际生物医学工程界研究的一个热点。国内也有学者对 LECG 进行了研究,但是并不多见,并且只是处于理论和实验研究阶段,没有临床应用的进展。由于这项技术显而易见的优点,可以

预料在今后必将得到广泛的发展和应用。本人热切希望有更多的研究者投入这项技术的研究中来，使其能够得到飞速发展。

## 参考文献

- [1] Hjorth B., An on-line transformation of EEG scalp potential fields generated into orthogonal source derivations [J]. *Electroenceph. Clin Neurophysiol.*, 1975, 39: 526-530
- [2] J. W F De Couto, Chih-Cheng Lu, Validation of Laplacian Sensor Characteristics, Proceedings of The First Joint BMEWEMBS Conference Serving Humanity, Advancing Technology Oct 13-16, '99, Atlanta, GA, USA
- [3] Robert D. Throne, Lorraine G. Olson, Fusion of Body Surface Potential and Body Surface Laplacian Signals For Electrocardiographic Imaging, *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, 2000, 47(4):452~462
- [4] E.M.Spinelli, et al. AC-Coupled Front-End for Biopotential Measurements, *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, VOL.50, NO.3, MARCH 2003:391-394
- [5] 李刚, 林凌, 新型的高性能生物电放大器, *电子产品世界*, 2002.11.A, 52-53.
- [6] 曹玉珍, 靳世久, 李刚, 三极同心极表面 Laplacian 近似测量理论及其误差分析, *天津大学学报*, 2006, Vol 39, No.3, 360-364
- [7] 张唯真, *生物医学电子学*, 北京, 清华大学出版社, 1990, 10.
- [8] 林家瑞, *生物医学数字信号处理*[M]. 武汉: 华中科技大学出版社, 2001, 11.
- [9] Cao Yu-zhen, Jin Shi-jiu, Li Gang, etc. Development of the Triple Ring Body Surface Laplacian Sensor and its Experimental Study, *Engineering in Medicine and Biology 27th Annual Conference*, Shanghai, China, September 1-4, 2005.
- [10] He Bin, Cohen R J, Body surface Laplacian ECG mapping[J], *IEEE Trans. on BME*, 1992, 39(11): 1179-1192.
- [11] Walter G. Besio, Kanthaiiah Koka, Rajesh Aakula, etc. Tri-Polar Concentric Ring Electrode Development for Laplacian Electroencephalography, *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, 2006, VOL. 53, NO. 5,
- [12] 张建兴, 李川勇, Laplacian 心电图的研究进展, *国外生物医学工程分册*, 2004.6, 27(3):141~144
- [13] 丁明石, 李刚, 体表标测心电电位图的研究进展[J], *国外生物医学工程分册*, 2001, 24(2):64-70
- [14] He B, Cohen RJ, Body surface Laplacian mapping in man[A], *Proceeding of 13th IEEE/EMSC[C]*, USA: Orlando, FL, 1991, 784-786

- [15]He B, Cohen RJ, Body surface Laplacian mapping of cardiac electric activity[J], Am J Cardiol, 1992, 70:1617-1620.
- [16]He B, Theory and applications of body surface Laplacian ECG mapping[J], IEEE Eng Med Biol Mag, 1998, 17:102-109.
- [17]He B, Wu D, Laplacian electrocardiography[J], Crit Rev Biomed Eng, 1999, 27:725-728.
- [18]Lu Chih-Cheng, Feng W Y, Tarjan P P, Laplacian electro-cardiograms with active electrodes for arrhythmia detection[C], Proceedings of the 19<sup>th</sup> International Conference IEEE/EMBS.Chicago, IL USA, 1997:363-366.
- [19]Kunsoo, Hyun Tae Hwang, Youn Ho Kim, etc, WHAM:A novel,wearable heart activity monitor based on Laplacian Potential mapping, Engineering in Medicine and Biology 27<sup>th</sup> Annual Conference, Shanghai, China, September 1-4, 2005
- [20] Bin He, Principles and Applications of the Laplacian Electrocardiogram, IEEE ENGINEERING IN MEDICINE AND BIOLOGY, 1997.133~137
- [21]王镇, 蔡萍, 用于去除心电信号中工频干扰数字滤波技术, 电子测量技术, 2000.2, 43-47
- [22]曹玉珍, 靳世久, 李刚等, 体表势表面 Laplacian 三电极传感方法的实现及其实验研究, 中国生物医学工程学报, 2006.1, Vol.25, 125-128
- [23] <http://www.winchiphead.com/download/CH375/CH375D1.PDF>.2005.
- [24] Thom F. Oostendorp, Adriaan van Oosterom, The Surface Laplacian of the Potential:Theory and Application, IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, VOL. 43, NO. 4, APRIL 1996
- [25] E.M.Spinelli, et al. AC-Coupled Front-End for Biopotential Measurements, IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING, VOL.50, NO.3, MARCH 2003:391-394
- [26] 邹波, 周远, 一种滤除基线漂移和工频干扰的数字滤波算法, 深圳职业技术学院学报, NO.4.2005, 3-5
- [27] [http://www.cnm21.com/dictionary/yycd\\_179.htm](http://www.cnm21.com/dictionary/yycd_179.htm)
- [28] [http://news.xinhuanet.com/world/2003-05/01/content\\_855633.htm](http://news.xinhuanet.com/world/2003-05/01/content_855633.htm)
- [29] <http://info.med.hc360.com/2005/05/27092664444.shtml>
- [30] Chih-Cheng Lu, Peter P. Tarjan, Pasterless, Active, Concentric Ring Sensors for Directly Obtained Laplacian Cardiac Electrograms, Journal of Medical and Biological Engineering, 22(4): 199-203
- [31] 武莉, 李济顺, 张洛平, 基于 USB 接口的数据采集系统, 河南科技大学学报(自然科学版), 第 24 卷第 2 期, 2003 年 6 月, 66-68

## 发表论文和科研情况说明

### 发表的论文：

- [1] 曹玉珍, 陈敏, 李广, “基于 USB 的 Laplacian 心电信号采集系统”, 《医疗卫生装备》, 已录用 (2007 年第 2 期)。
- [2] YZ. Cao, M. Chen, Y. Hu, “An Improved Denoise Method of Independent Component Analysis in the Surface EMG Signal”, ICSCA 2006, 已录用。
- [3] 曹玉珍, 陈敏, “高速 A/D 转换器 AD7654 与单片机接口电路设计”, 《国外电子元器件》, 已发表 (2006 年第 10 期)。

### 参与的科研项目：

本人参与了“基于表面 Laplacian 技术的心电检测系统设计”的研究和设计。

## 致 谢

本论文的工作是在我的导师曹玉珍副教授的悉心指导下完成的，曹玉珍副教授严谨的治学态度和科学的工作方法给了我极大的帮助和影响。在此衷心感谢三年来曹老师对我的关心和指导。

曹玉珍副教授指导我完成了实验室的科研工作，在学习上和生活中都给予了我很大的关心和帮助，在此向曹老师表示衷心的感谢。

李刚教授对于我的科研工作和学习提出了许多的宝贵意见，在此表示衷心的感谢。李刚老师的执着和敬业，是我一生学习的榜样

在实验室工作及撰写论文期间，刘洪涛、李广、韩秋波、韩骢、王维、刘挺、刘晓婷、刘刚等同学给予了我热情帮助，并提出了许多宝贵意见。在此向他们表达我的感激之情。同时还要感谢李尚颖、王槿、黄文捷、秦明艳、陆丽、杨扬、覃东利、李玉国、王振、张谦、兰子穆等，感谢他们曾经给予我关心、支持和帮助，感谢他们陪我走过了一段美好的人生旅途。

更要感谢我的父母，我的兄弟姐妹，感谢我的男朋友吴旬，感谢我所有的亲人，感谢他们曾给予我的厚重的、无私的爱，是他们的理解和支持使我能够在学校专心完成我的学业。

感谢天大，感谢精仪！

# 基于表面拉普拉斯技术的心电检测系统设计

作者：[陈敏](#)  
学位授予单位：[天津大学](#)

本文链接：[http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis\\_Y1361070.aspx](http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y1361070.aspx)

授权使用：上海海事大学(wf1shyxy)，授权号：9cdbe5ca-409a-46a3-adaa-9e00014d91f7

下载时间：2010年9月29日