



名次奖第三名

用 Microchip 智能传感器方案构建高性能的 生物电信号采集系统前端模块

注册编号: MCHP16bitCDC0067

参赛队员: 何乐生

摘要：模拟隔离是传统生物电信号采集系统中必不可少的一部分。它耗电多，成本高并可能造成信号失真。是心电、肌电等相关仪器不能便携化和家用化的重要原因。本文提出一种基于 Microchip 公司智能传感方案的数字隔离方法，该方法为这些生物电信号相关仪器的便携化提供了一条有效的途径。本文还对比了用本方法和现有的几种隔离方法得到的实测数据，证实了使用该方法制作的采集系统前端模块确实具有降低系统功耗、简化硬件结构和提高信噪比的作用。

关键词：生物电信号；隔离；便携式；信噪比

1、引言

自 1903 年爱因多芬发明了心电图仪，百年来随着电子技术的飞速发展，人们开发了大量行之有效的方法来采集和分析心电（ECG），脑电（EEG），肌电（EMG），胃电（EGG）等人体生物电信号，为医生的诊断提供了大量有意义的参考数据。

在这些生物电信号采集分析系统中信号的隔离设计必不可少，它在生物电信号采集系统中的作用有二个：

其一，实现信号量化、显示、存储和分析的计算机系统，可能采用较高电压供电（如工频交流电），这些系统如果存在漏电或者较大的分布电容就会造成被测人员的触电^[1]。因此必须在直接和人体接触的信号放大电路和使用工频交流电的计算机系统之间添加隔离设计。

其二，人体内阻较高，相应的生物电信号的输出阻抗也较高（一般在 10^6 欧姆数量级），所以信号采集系统的输入阻抗也要求非常大（一般在 10^9 - 10^{12} 欧姆数量级）。很高的输入阻抗加上较大的环路增益（心电系统的增益约为 60dB，肌电信号放大系统的增益在 60-80dB 而脑电系统的增益达到 80dB 以上）^{[1][2]}，会使放大电路的输出信号淹没在 50 或 60Hz 电磁干扰中。隔离切断了系统前后端的电气连接，使系统地线无法和大地以及被测人体构成闭合环路，从而降低电磁干扰对信号的影响^{[1][3]}。

目前的生物电信号系统往往采用传统的模拟隔离的方法（典型方法将在下文分析），这种方法具有成本高，耗电多，体积大等缺陷。是生物电信号仪器成本高，无法便携化和家用化的重要原因。

本文阐述了一种用 Microchip 智能传感器解决方案，设计数字化、智能化、通用化的生物电信号采集系统前端模块的方法。方法是体积小，功耗低，具有信号处理能力和模拟功能的 DSC 器件放在隔离前端的模块内。在模块内的隔离系统之前先对模拟信号进行数字处理，变传统的隔离模拟信号为隔离数字信号。为市场提供一种直接输出经过处理的，高信噪比的，带信号隔离的低功耗便携式电路模块。

这种方法相比以前的解决方案具有以下优势：

- 1、 隔离电路不再传递容易失真的模拟信号，改为传递抗噪性能较强的数字信号，且缩短了模拟信号传递的路径，可以大大提高生物电信号采集系统的信噪比。
- 2、 由于将具有数字信号处理能力的器件放在隔离前端，系统可以采用过采样和数字滤波的方法取代模拟低通滤波器和工频陷波器，降低了电路的复杂程度、功耗和成本。
- 3、 对于多路采集系统（一般心电信号需要 3—12 路，肌电信号需要 4 路信号同时采集），传统方法需要和信号路数相同的模拟隔离电路；而采用智能传感器方案则只需一个数字隔离通道，用分时复用的方法即可完成信号传递。成倍的降低了功耗和成本。
- 4、 采用数字隔离电路，可以降低所需电压和电流，实现便携化并降低了成本。
- 5、 无需隔离之后的主计算机系统干预信号的采样和滤波过程，分担了中央处理器的工

作负担，降低了软件开发的总体难度。

由于这种方法具有上述传统方法无法比拟的优势，将为生物电信号系统带来巨大的变革，具有以下社会意义和经济意义：

- 1、 因为心电，脑电，肌电，胃电等系统还没有实现廉价化和小型化，测试费用较高，增加了病患经济压力。本方法推进了这些系统的便携化和家庭化，生产出人人都用得起的生物电信号系统。
- 2、 由于隔离系统缺陷，目前便携式的心电、脑电等系统鲜见于市场，采用本方法首批进入市场的产品将占有巨大的市场先机。
- 3、 数字隔离方法省去了过去系统人工挑选配对光耦和调整工作点的过程，节约了大量的人力，适于批量生产。

2、总体设计思路

1、对便携式生物电信号采集系统的隔离方法进行改进的必要性

传统生物电信号采集系统一般具有如图 1 所示的结构。

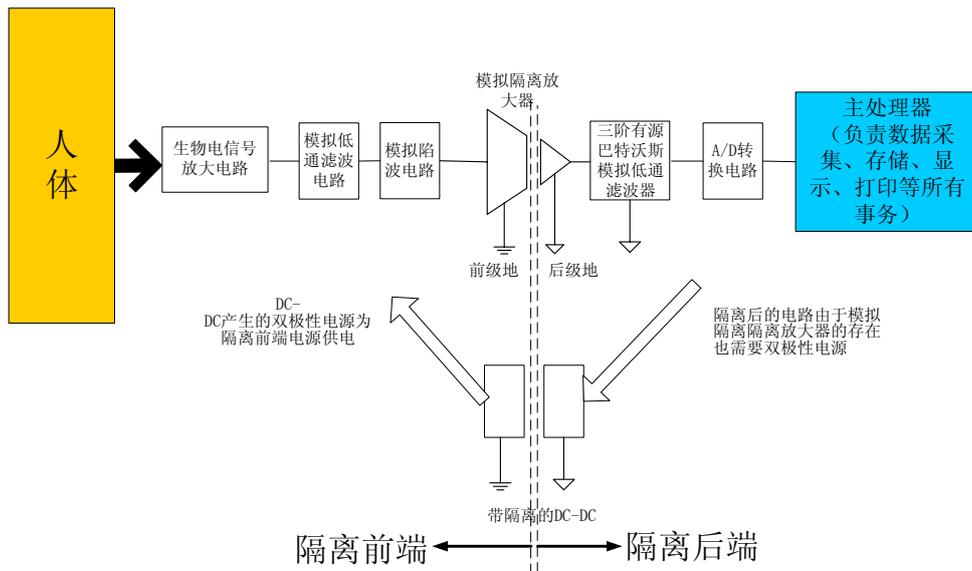


图 1 传统生物电信号采集系统框图

目前绝大多数的心电、脑电和肌电信号采集系统仍使用普通数字光耦作为模拟信号隔离器件。图 2 是这种隔离方法的具体电路。

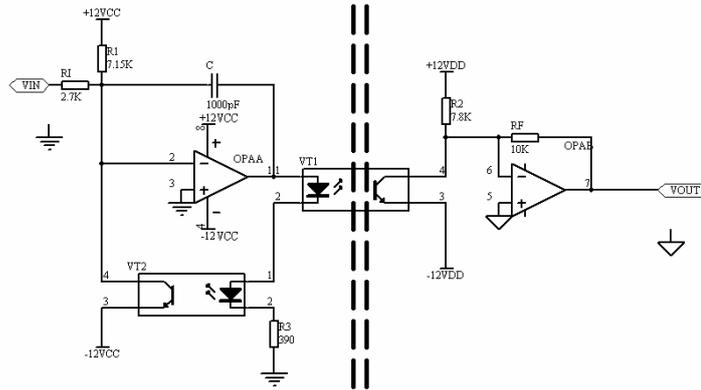


图 2 利用两只光耦的一致性构成的模拟隔离放大器

光耦 VT1 和 VT2 是经过人工挑选，电流传输比一致性较好的普通光耦。因此假设：如果两只光耦二极管端输入的电流相等，则在接收三极管端通过的电流也相等。由于 VT1 和 VT2 被串连在运放 OPAA 的反馈通路上，二极管端的电流必然相等。而 VT2 接收三极管端流过的电流受输入电压 VIN 变化的控制，在 VT1 的接收三极管端也应该得到相同的电流变化。该电流变化被运放 OPAB 和电阻 RF 转换为电压变化，就在经过隔离的输出端 VOUT 得到了和 VIN 成正比的电压变化，实现了模拟信号的隔离。

这种方法虽然具有价格低廉的优势，但其最大缺点在于：一般光耦（如 TL521）在生产过程中不具有严格一致的电流传输比，图 2 所示电路的生产者必须花费大量的人力从一批光耦中寻找电流传输比接近的两只配对使用，给生产带来很大麻烦。另外，由于不可能找到两只电流传输比在整个工作范围内完全相等的光耦，不一样的电流传输比，将带来较大的信号协波失真。最后，该方法需要高达正负 10V 以上的电源电压为模拟电路供电，极不利于产品向低电压，低功耗和电池供电的便携化方向发展。

如果采用各大公司生产的集成模拟隔离放大器（如 AD20, ISO124^{[1][4]}）能够有效降低了信号的协波失真。但由于这类器件往往采用高频调制的方法实现隔离，内部结构复杂，成本很高；且需要较高的正负双电源电压供电，增大了系统的总功耗；防止高频调制信号造成结果的混叠现象，必须在这类隔离放大器之后增加模拟有源低通滤波器滤波。

综上，现有的常见信号隔离方法除了具有供电电源高，电流消耗大，结构复杂等缺点之外还分别具有生产流程复杂，成本高等缺点。不满足便携式系统用电池供电，体积小，低成本，便于批量生产的要求。具有能够解决以上问题的新型隔离方法是下一代的便携式生物电信号采集系统的必然要求。

2、基于 DSC 的生物电信号放大器隔离方法

本文提出图 3 所示的，采用隔离数字信号的方法代替隔离模拟信号的方法。将具有模数转换功能和数字信号处理能力的 DSC 放到隔离前端，直接对模拟信号采样和进行数字滤波，隔离前后端之间只传递经过处理的数字信号。

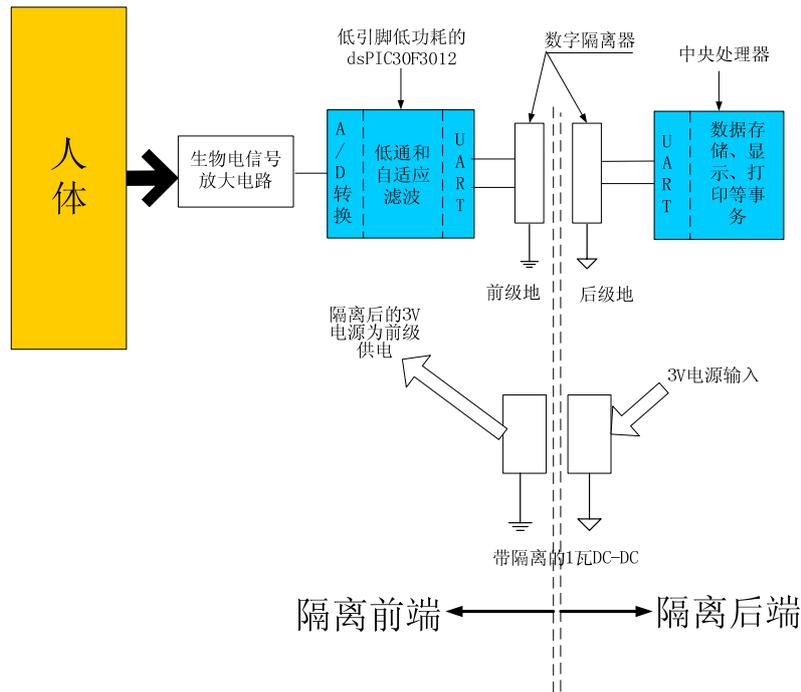


图 3 基于 DSC 和数字隔离的新型生物电信号采集系统

图 3 所示的系统在降低隔离电路失真度的前提下大幅度的降低了总功耗和生产成本，原因在于：省去了复杂的模拟隔离电路，可以使用 3V 以下的单电源供电；整个隔离电路工作在数字（开关）状态，不存在电路工作点的调整和稳定问题，降低了静态工作电流，提高了温度稳定性；利用 DSC 的高运算速度和采样率，实现过采样和数字滤波，取代模拟低通滤波器和工频陷波器，进一步降低电路的复杂程度和功耗；使用新一代的数字器件代替老的高电压、大电流器件；所有器件可以直接使用，省去了挑选配对光耦和工作点的调整过程，节约了大量的人力，适于批量生产。

另外，在实际电路中，往往需要多路同时采集。如果使用上述两种隔离模拟信号的方法，模拟隔离电路必须和采集的信号路数相同；而本文提出的数字隔离方法，只需将数字通讯的带宽平均分频给每个通道，这样只要一套 DSC 和数字隔离电路就可以同时完成多个通道的数据隔离和传输任务。

3、Microchip 智能传感型数字信号控制器在本设计中的适用性

Microchip 公司的智能传感型数字信号控制器非常适合上述生物电信号采集系统的隔离前端电路设计。选择低引脚数的数字信号控制器 dsPIC30F3012 作为构建生物电信号采集系统前端电路的主要器件，它具有以下优势：

- 1、具有 100KSPS、12 位精度，可以省去目前电路中的模拟低通滤波器，而采用较高的采样率来以避免信号混叠，然后对高频采样信号进行数字低通滤波，最后用“多取一”（Decimation）算法降低数据率。
- 2、数字信号处理能力较强。能够实时完成信号的低通滤波和 50Hz 的自适应滤波处理。
- 3、具有低引脚封装，且片内具有 FLASH 存储器。降低了电路复杂程度和 PCB 板面积。
- 4、功耗低。适于便携系统的要求。
- 5、具有丰富的串行数字接口，有利于隔离之后的各类中央控制器通信。
- 6、采用单电源供电。dsPIC 器件采用单电源供电，无需像其他类似 DSP 器件采用内核和

IO 双电源设计简化了电路。

综上，Microchip 公司的低引脚智能传感型数字信号控制器是设计生物电信号放大器隔离前端电路的最佳选择。

3、硬件实现

1、生物电信号放大电路

由于人体等生物体具有较高的阻抗和非线性，生物电信号通常具有较高的输出阻抗和共模干扰。为了克服这些困难，通常采用仪用放大器构建生物电信号放大器的最前级信号拾取电路，具体电路见图 4 左端部分所示

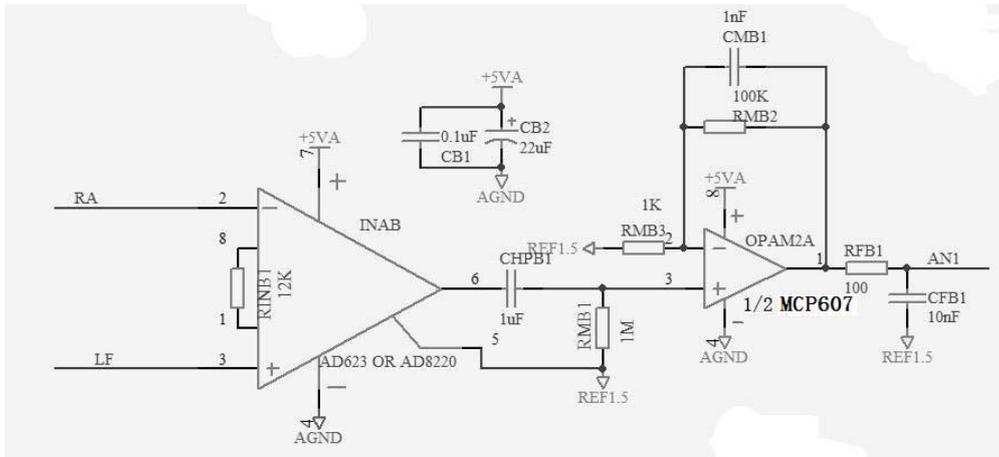


图 4 生物电信号放大电路

仪用放大器的输出之后的 RC 高通滤波器用于去除直流成分。仪用放大器完成差分信号的拾取后，信号的增益主要由随后的主放大级完成。主放大器采用低偏置电流，低偏置电压，低功耗的新型 CMOS 放大器 MCP607 作为主放大器。

2、数字信号采集和滤波部分

dsPIC30F3012 采用 3V 供电，对于不能提供 3V 电源的隔离系统可以采用 5V 供电。模拟电源和数字电源分开供电，提高 AD 采样精度。系统时钟晶振为 7.3728MHz。

3、数字隔离电路

数字隔离电路有两种实现方法，一种采用常见的高速数字光耦 6N137 实现。这种隔离方法隔离的数字信号速度受到 6N137 速度的限制，只能控制在 100Kb 到 200Kb 之间，比较适合隔离 UART 信号。但优点在于成本较低。

另一种较新的数字隔离方是采用采用 ADUM2401 一类磁耦合方法。这类器件的通讯速度达到 10MHz 以上，在一个器件里集成了一个完整 SPI 通讯所需的所有信号通路，且功耗远低于传统光耦，比较适合高速数据传输。

4、电源设计

和信号通路的隔离相对应，电源系统也应该实现隔离。本设计采用国内耀华电源公司生产的 DY05S05-1w，隔离 DC-DC 实现。

4、软件实现

1、软件总体设计思路和流程图

本设计的生物电信号采集模块位于中央处理器前端，主要完成信号的采集、滤波和传输任务。所以系统不具有人机交互接口，软件无需接收外部触发的异步事件，整个软件系统的工作可以明确的分为两个进程：其一，信号的实时采样进程，并将采样的到的结果放在 ADC 模块的输出 FIFO 中；其二，当 FIFO 中的数据存储达到一定深度时触发另一个信号处理进程，这个进程完成信号的低通滤波和自适应陷波器。这样两个进程完全可以用“前后台”程序的软件开发方法完成，所以本项目并没有在 dsPIC30F3012 上移植实时操作系统（RTOS），而是直接在“裸机”上采用中断驱动的方法完成了软件的开发。下面分别介绍本项目开发的“前台”和“后台”程序。

A、初始化程序简介及流程图

初始化程序主要完成 dsPIC30F3012 各个片上外设的初始化工作，主要包含：ADC 的初始化，滤波器的初始，串行口 UART 的初始化，IO 口的初始化以及初始化程序运行标志。

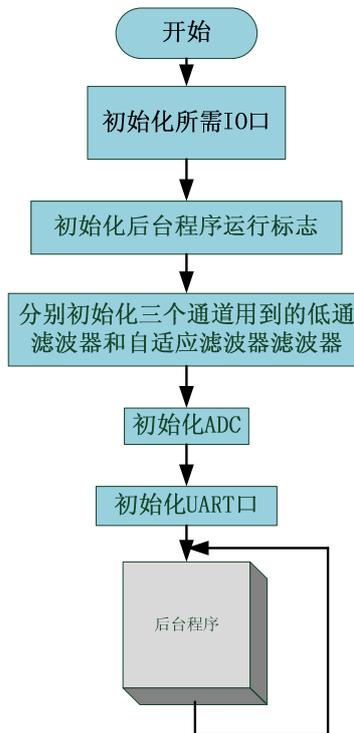


图 5 初始化程序流程图

其中 ADC 的初始化比较复杂，主要包括：自动定时扫描、采样三个模拟输入端口；将 ADC 结果 FIFO 配置为深度为 12 时产生中断，对于三个模拟输入通道，这意味着每个通道进行四次 AD 转换后产生一次 ADC 中断，对 AD 结果进行滤波处理；将定时器 3 的中断率配置为 3000Hz，

这样分到每个通道的采样率可以达到 1000Hz。

初始化 UART 口时将 UART 口初始化为波特率为 115200Hz，使用备用 UART 引脚，正式的 UART 引脚在 dsPIC30F3012 中被用作 ICD2 的仿真下载接口。

B、前台程序简介及流程图

在“前后台”程序的开发方法中，“前台程序”是指在中断服务程序中完成的处理实时任务的程序。本项目中前台程序主要完成将数据从 ADC 结果缓冲 FIFO 中读出，并分别放在每个通道的结果缓冲区内，然后将后台程序运行标志置位。

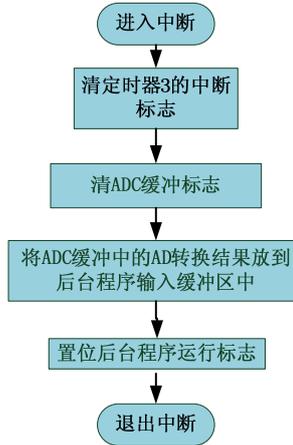


图 6 前台程序流程图

C、 后台程序简介及流程图

在“前后台”程序的开发方法中，“后台程序”可以用于完成实时性较差的任务的程序。本项目中后台程序主要完成各路信号滤波算法和发送工作。

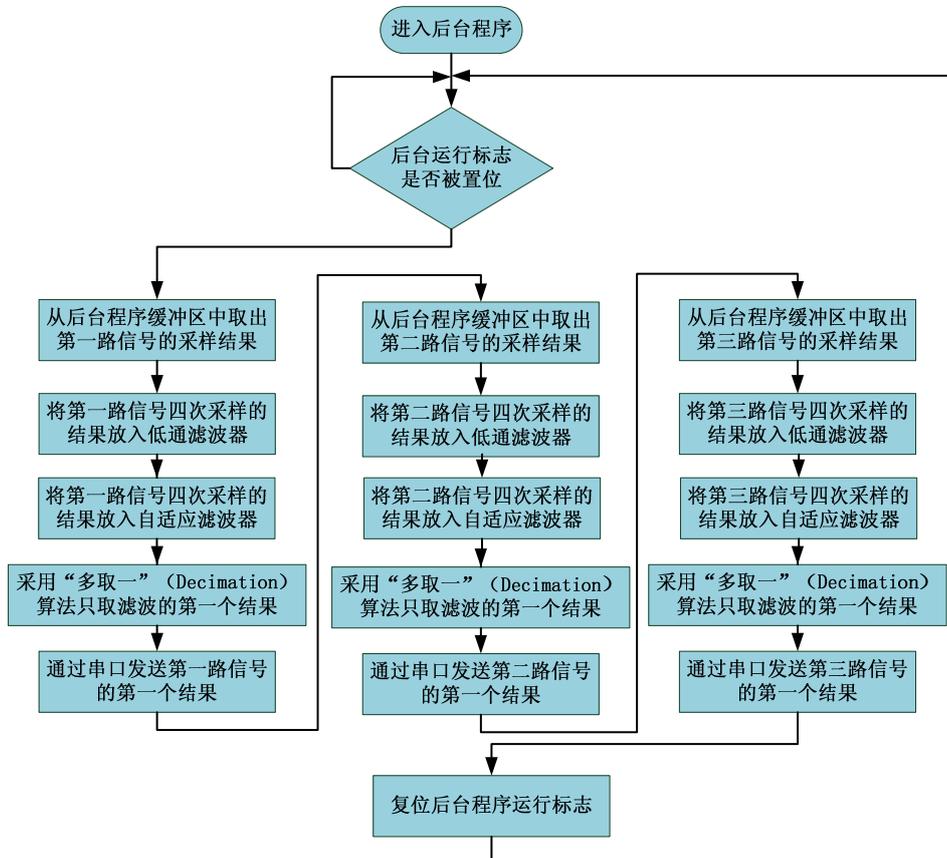


图 7 后台程序流程图

整个后台程序的运行受到一个运行标志的控制，这个运行标志在 ADC 中断中被置位，它的置位意味着后台程序计算所需的数据已经准备好。后台程序处理完前台程序（中断程序）为自己准备好的数据则将运行标志复位，等待前台程序再次将数据准备好。因此这个程序的实时性实际上是由后台程序是否能够在前台程序为自己准备数据的这段时间内完成数据处理来保证的。

由于 ADC 模块的设置采用的是扫描模式，因此前台程序运行完成后，数据缓冲区的数据是间隔放置的各个通道的数据。所以每个通道的处理程序的第一个任务就是将各个通道的数据分离出来。

为了省去生物电信号采集系统中的模拟低通滤波器，必须要让 dsPIC30F3012 的 AD 采样率足够高，以防止信号的混叠。但这么高的采样率在经过低通滤波后就显得有些多余，用“多取一”（Decimation）算法，从滤波的四个结果中只取第一个作为本模块的输出，经过多取一算法后模块的输出采样率为 250Hz。这样的采样率足以满足大部分生物电信号的带宽。

2、数字低通滤波器的设计实现方法

对于生物电信号的识别，滤波结果是否具有线性相移并不重要，因此可以采用 IIR（无限冲击响应）滤波器。相对于具有线性相移的常见数字滤波器 FIR（有限冲击响应）滤波器，IIR 滤波器的相移不具有线性，但是在幅频特性方面具有较好的表现，通常只需有 10 阶左右的 IIR 滤波器，即可完成 100 阶左右的 FIR 滤波器才能达到的幅频特性要求。因此在本设计中采用 IIR 滤波器完成低通滤波器。

Microchip 公司提供的 dsPIC 数字信号控制器的算法库中有可以完成 IIR 滤波器的函数 IIRTransposed()。这个函数通过级联二阶节的方式实现 IIR 滤波器，每个级联二阶节是 IIR 滤波器传递函数二阶有理数分解后的结果。

先用数学工具 MATLAB 设计一个 10 节的巴特沃斯型低通滤波器，其转折频率为 100Hz，其幅频特性如图 8 所示。

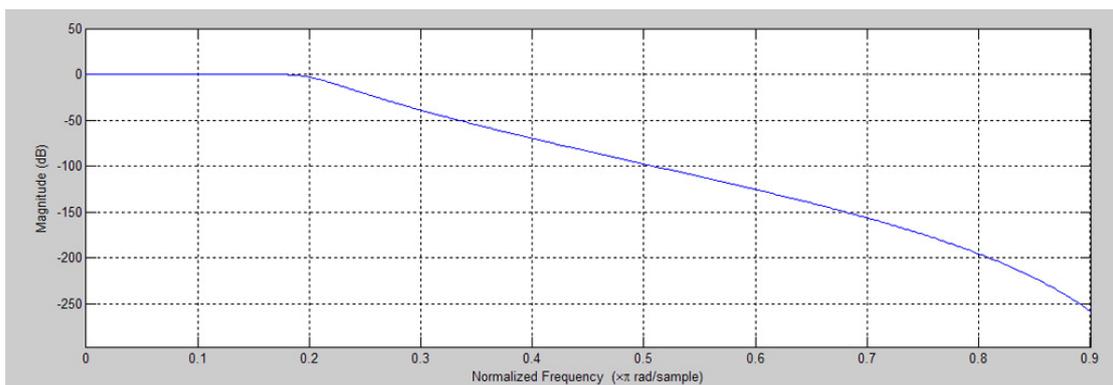


图 8 低通滤波器的幅频特性

从图中可以发现这个滤波器具有足够的阻带抑制，在奈奎斯特频率处能够达到 40dB 左右的衰减。

然后在用 MATLAB，将滤波器传递函数分子、分母多项式分别求根，并将共轭根组合成图实系数二阶节。根据 dsPIC 算法库函数 IIRTransposed() 的使用规定，对于一个 10 阶的 IIR 滤

波器，必须将二阶节系数排列成如下形式方可正确使用这个函数。

$b(1,0)/2, b(1,1)/2, a(1,1)/2, b(1,2)/2, a(1,2)/2, b(2,0)/2, b(2,1)/2, a(2,1)/2, b(2,2)/2, a(2,2)/2, b(3,0)/2, b(3,1)/2, a(3,1)/2, b(3,2)/2, a(3,2)/2, b(4,0)/2, b(4,1)/2, a(4,1)/2, b(4,2)/2, a(4,2)/2, b(5,0)/2, b(5,1)/2, a(5,1)/2, b(5,2)/2, a(5,2)/2.$

3、自适应陷波滤波器的设计实现方法

在生物电信号采集系统中，主要的干扰来自工频噪声。而当工频噪声的耦合通路发生改变时，工频噪声的相位也会发生相应的改变，固定系数 IIR 滤波器对这种改变的适应较慢，为了达到相同的滤波效果就必须采用更高阶数的 IIR 滤波器。因此考虑采用自适应滤波器。自适应滤波器的本质也是一种 IIR 滤波器，但是由于滤波器的系数能够随噪声耦合情况变化而改变，使得它能够在较低的阶数，也就是较小的信号失真的代价下完成滤波任务。我设计的自适应滤波器和噪声耦合通路之间的拓扑结果如图 9 所示，如果将这个自适应滤波器看成是 IIR 陷波器，那么它只相当于三个一阶 IIR 滤波器的叠加，在数据采集软件中使用一个 7 维的向量乘法就能够同时滤除工频干扰及其 2、3 阶高次谐波干扰。

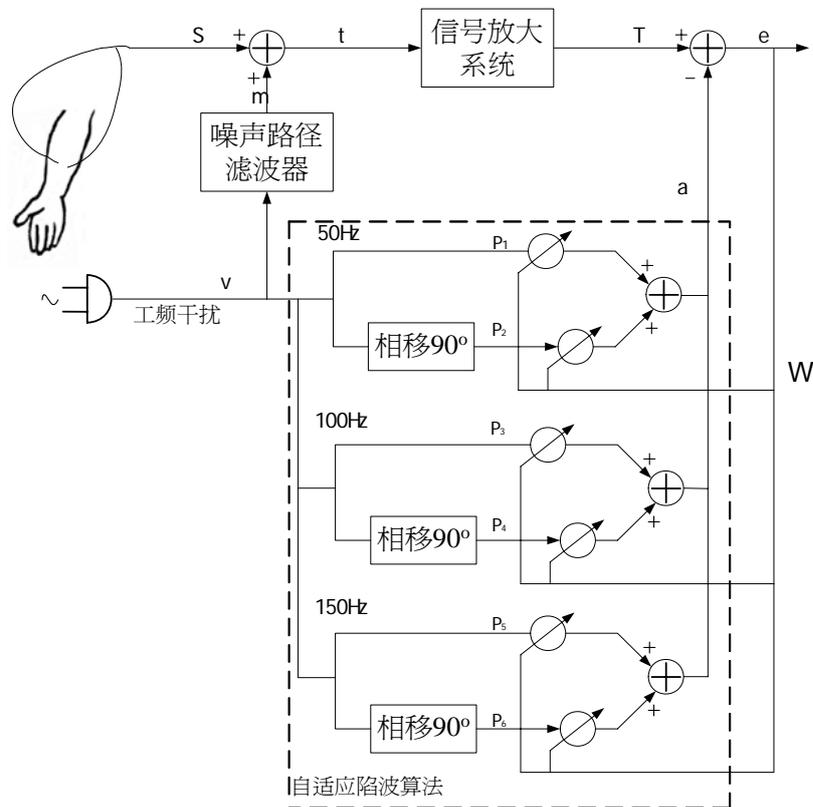


图 9 自适应滤波器的拓扑结构

自适应滤波函数 $LmsFilter()$;实现思想是:

根据自适应滤波器的设计原则，自行构造出相位相差 $\frac{\pi}{2}$ ，频率分别为 50、100、150Hz 的六个“假想噪声”，然后在滤波过程中不断调整权值向量 W ，进而从有用信号和噪声的叠加信号 T 中得出和“假想噪声”最大线性相关的时间序列 a ，从模拟放大器的混合输出信号 T 中减去和“假想噪声”线性相关的序列 a ，就得到了和 a 不相关的误差序列 e ，这个序列就是所需的陷波结果。

构造的假想噪声中之所以要含有两个相差 $\frac{\pi}{2}$ 的分量，是为了用它们的不同线性组合可以得到任意相位的假想噪声信号，以随时适应噪声耦合路径滤波器的变化。另一方面随着噪声耦合路径滤波器的变化，放大器的混合输出信号 T 中含有噪声幅值也会发生变化，这种变化也可以通过改变权值向量的范数达到自适应的效果。图 10 为对 1 秒钟含有 50Hz 工频信号进行自适应滤波的结果

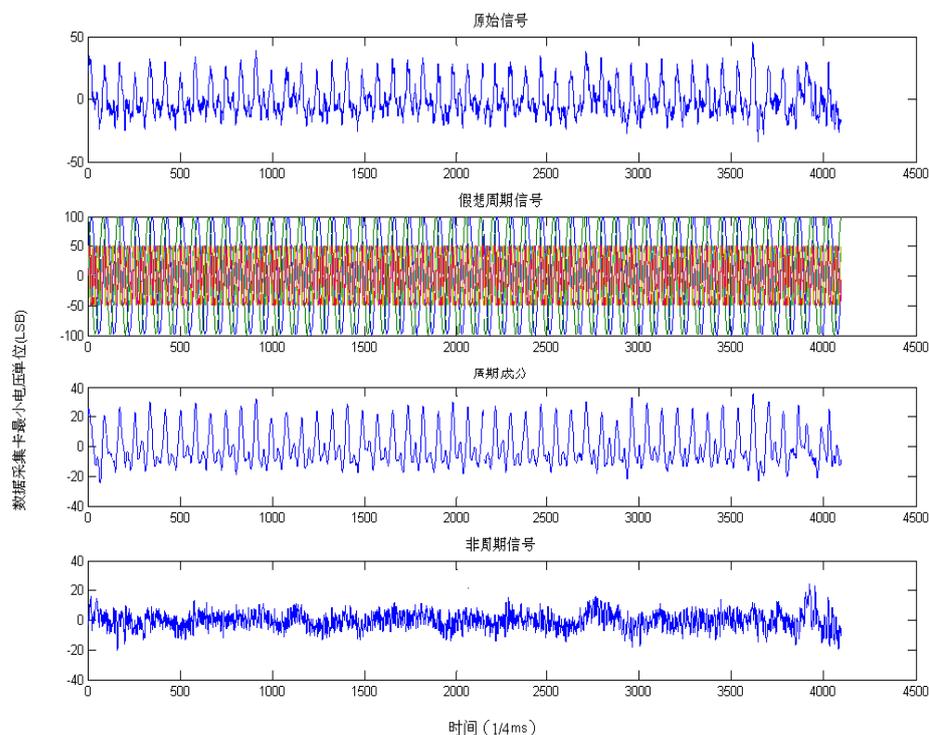


图 10 自适应滤波的过程及结果

4、PC 机端监视软件的实现方法

为了能够在 PC 机上演示生物电信号采集系统前端模块的功能，用 NI 公司的 Labview 软件在 PC 机上编写了一个显示软件该显示软件的运行情况如图 11 所示。



图 11 用 Labview 在 PC 上开发信号显示软件界面

5、性能比较

1、功耗的比较

使用图 2 所示隔离电路时隔离前后端各需要一个运算放大器作为光耦的调理电路；实现模拟低通滤波和工频陷波最少各需要两个运算放大器；两只普通光耦的输入端也需要耗费 10mA 左右的电流才能具有稳定的工作点。我们使用通用运算放大器 TL081 和常见光耦 TIL521 实现了图 2 所示电路，根据实测，当电源为正负 12V 时，这部分的静态电流约为 36.5mA，实际功耗为 0.876W。

使用集成模拟隔离放大器 ISO124 时，需使用正负 5V 电源，选用低功耗的 TLC227X 和 ISO124 来实现模拟信号隔离电路。根据实测，这部分电路的实际静态电流约为 25.8mA，实际功耗为 0.258W。

当使用图 3 所示隔离方法时，分电路可以用 3V 的单电源供电，且省去模拟低通滤波器和工频陷波器。使用运行速度为 8MIPS 的 dsPIC30F3012 和数字隔离器 ADuM2401 来实现隔离。根据实测，这部分电路的电流为 29.6mA，实际功耗为 88.8mW。仅为第一种方法的约 1/10，第二种方法的约 1/3。以上功耗的计算方法还没有考虑多路信号同时采集的情况。根据上面的分析，对于一个四路同时采集的心电信号放大器而言，采用图 3 电路的隔离方法的耗电量将仅是第一种方法的 1/40，第二种方法的 1/12。

2、信号失真度的比较

用峰峰值为 0.5mV、频率为 170Hz 的正弦信号作为衡量上述几种隔离电路失真性能的标准信号（该信号由台湾 INSTEK 公司型号为 GFG-3015 的信号发生器产生，初始峰峰值为 1V，通过电阻分压产生所需幅值的信号）。标准信号通过增益为 1000 的心电信号放大电路放大到 1V，分别通过上述三种隔离电路隔离后，进行采集和存储。采样率都为 4096Hz，采样长度为 4096（即 1S 内的信号），其中使用模拟隔离的两种传统方法在隔离后用 MAXIM 公司的 12 位模数转换器 MAX197 进行量化，该转换器的信噪比为 70dB，能够完成量化任务而不造成附加

失真；新方法则直接使 dsPIC30F3012 片内集成的 12 位模数转换器进行量化。量化结果加 Blackman 窗后进行 FFT 和归一化处理得到图 12 所示的结果。

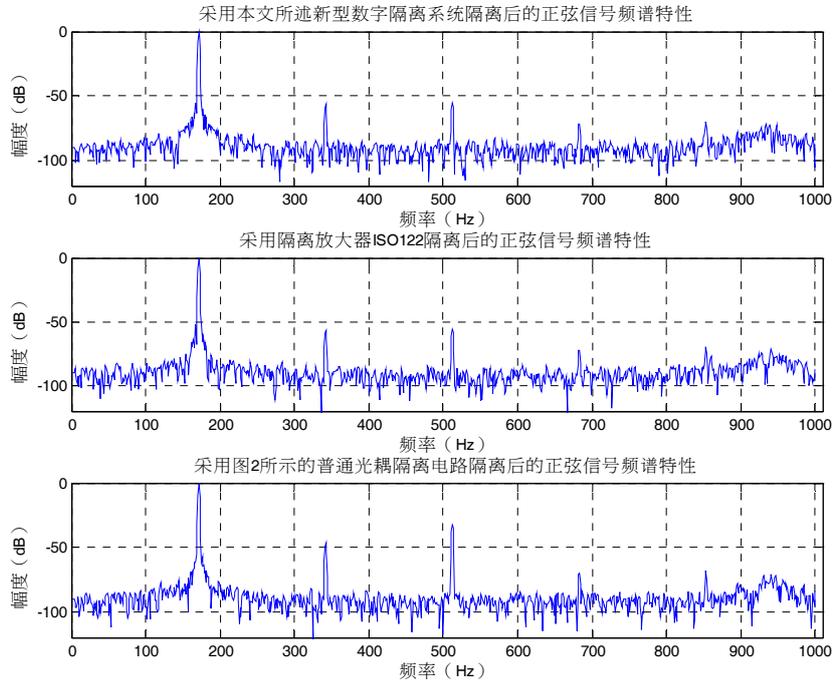


图 12 使用不同隔离方法隔离的正弦信号的频谱特性

从图 12 中可以发现，上述数字隔离电路和采用集成隔离放大器 ISO122 的隔离电路得到的协波失真和信噪比基本相同，说明这两种隔离方法对信号的信噪比影响较小。而采用普通光耦隔离的正弦信号的协波失真却高于另外两种方法约 20dB（约 10 倍），其中最坏协波失真在 3 次协波频率，仅为 -30dB 左右。分析其原因，主要是两只光耦的性能不一致造成的。另外由于它们分别在工作点上下两边的对称性，因此造成 3 次协波失真大于 2 次协波失真的现象。

3、电路板面积的比较

对于便携式系统，电路板面积是一个非常重要的因素。为了比较几种方法占用电路板的情况，分别使用模拟隔离放大器 ISO122 和本设计所述数字隔离电路在双面电路板上设计了 3 路心电信号放大系统，两种方法的电路板大小分别为： $100 \times 110 \text{mm}^2$ 以及 $95 \times 55 \text{mm}^2$ 。可见数字隔离电路所需电路板的大小仅为模拟隔离电路的一半以下。

7、结论

本文利用 Microchip 公司的 DSC 平台的传感器方案设计了一个具有创新性的生物电信号采集系统前端模块，是对目前业界公认的生物电信号放大器制作方法的有效改进。在提高信噪比的同时降低了系统功耗、成本、体积且在生产过程中无需人工校调，适合大规模工业生产。实

用性和经济性强，能够带来这类产品的设计上的变革，推进生物电信号系统的便携化。

参考文献

- [1] 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，2005,1~39
- [2] 汤晓芙. 神经病学 第2卷 神经系统临床电生理学 肌电图学及其他[M]. 北京：人民军医出版社，2002,1~55
- [3] TI Corporation. *Biophysical Monitoring: Electrocardiogram (ECG) Front End* [EB]. <http://focus.ti.com/docs/apps> 2004
- [4] TI Corporation, Precision Isolation Amplifier ISO124 Data Sheet [EB]. <http://www.ti.com>. 2005.
- [5] Microchip Corporation. dsPIC30F3012 High Performance Digital Signal Controllers Data Sheet [EB]. <http://www.microchip.com>. 2004.
- [5] Microchip Corporation. 2.5V 至 5.5V 低功耗 CMOS 运算放大器 数据手册 [EB]. <http://www.microchip.com>. 2006.
- [6] ADI Corporation. Quad-Channel Digital Isolators ADuM2400/ADuM2401/ADuM2402 Data Sheet [EB]. <http://www.analog.com>. 2007.