心电信号处理电路设计仿真实验报告

引言

要设计心电信号处理电路,首先要了解心电信号的特点。心电信号主要特点如下:

- 1. 微弱性。至多为mV量级,最小在uV量级。
- 2. 低频特性。心电信号的能量在几百赫以下。
- 3. 高阻抗特性。人体作为信号源,阻抗可达几十千欧。

所以在测量上具有以下难点:

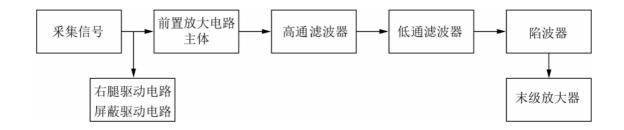
- 1. 干扰强。测量心电信号会有来自生物体内的,如肌内干扰、呼吸干扰等;来自体外的,如工频干扰、因不良接地等引入的其它外来串扰等。
- 2. 干扰信号与心电信号本身频带重合(如工频干扰), 无法直接使用带通滤波去除干扰, 故需使差分放大器的共模抑制比高。
- 3. 近场检测。离开体表微小距离就基本上检测不到信号。
- 4. 电极极化电压引起基线漂移。测量电极与生物体之间会产生直流电压,引起基线漂移,所以在前置放大电路中增益不能过大。

电路设计

电路指标

- 电压放大倍数: 1000, 误差±5%;
- -3dB低频截止频率: 0.05Hz;
- -3dB高频截止频率: 100Hz, 误差±10Hz;
- 频带内响应波动: 在±3dB以内(不包含50Hz±5Hz);
- 共模抑制比: 大于80dB(含1.5m长的屏蔽导联线, 共模输入电压范围: ±7.5V);
- 差模输入电阻:大于5MΩ。

电路架构

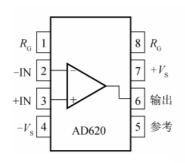


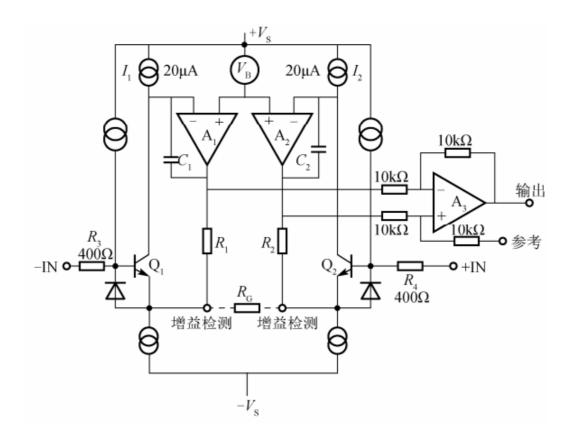
- 采用二级放大方案(因为前端电压放大系数过大会导致基线漂移,一般将放大倍数选为10,所以有必要再增加一个末级放大器);
- 以仪表放大器为主体,同时伴有右腿驱动电路、屏蔽驱动电路的前置放大器架构以抑制共模,提高 共模抑制比;
- 采用高通滤波器来滤除电极之间的直流偏置信号;
- 采用低通滤波器滤除高频噪声成分;
- 采用陷波器滤除电源线干扰。

电路元件

AD620

将分立的三运放集成到一块芯片上。





差分增益
$$G_d=1+rac{R_1+R_2}{R_G}$$

增益电阻R1和R2被精确确定为24.7k Ω

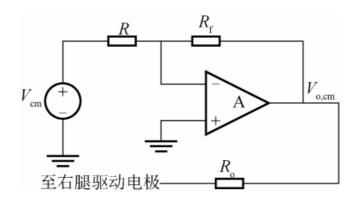
$$G_d = 1 + rac{49.4k\Omega}{R_G}$$

AD620具有以下优点:

- 使用方便:增益只须通过一个外部电阻设置;
- 低功耗,最大工作电流1.3mA;
- 出色的直流性能: 如共模抑制比高: 93dB(min;G=10);
- 出色的交流特性: 120kHz(G=100)带宽; 0.01%建立时间为15µs;
- 噪声电压低: 0.28µVpp(0.1~10Hz)。

右腿驱动电路

用以降低人体体表的共模干扰电压。



右腿驱动电路对受到共模干扰的心电信号共模分量采样,放大并反相,再反馈到体表,以降低体表的共模干扰电压。

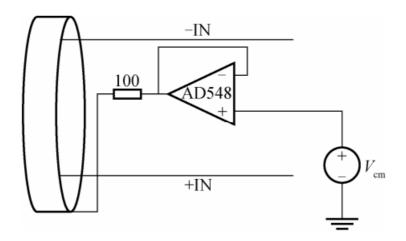
 $V_{o,cm}$ 表示采样得到的反映人体体表共模干扰电平的信号。

该信号反相放大器放大,再反馈到右腿驱动电极。此反馈电压与原体表电压反相,如果反相放大器增益大小适当,原体表电压就被反馈电压抵消,从而大大降低了体表共模干扰电压的电平。

共模屏蔽驱动电路

体表电极与前置放大器 (或者缓冲放大器) 之间是由多股细而柔软的单芯屏蔽导 联线连接的,常把导联线的屏蔽层接地。

图中 V_{cm} 表示采样得到的反映人体体表共模干扰电平的信号(即右腿驱动电路的输出电压)。该共模信号经同相放大器放大后驱动导联线的屏蔽层。



信号通过导联线传输时,在导联线的中芯线与屏蔽网之间存在着一定数量的分布电容,其造成的差分相移将影响前置放大器的共模抑制比(CMRR)。所以只要同相放大器器增益大小适当,屏蔽层共模电位等于芯线共模干扰电位,则屏蔽层与芯线间没有电位差,就大大减小电缆电容和杂散电容造成的差分相移,从而保证前置放大器有高的共模抑制比(CMRR)。

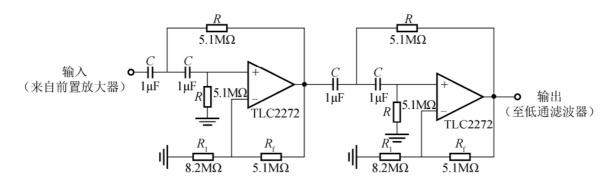
高通滤波器

带内电压增益 $A_v=1+rac{R_f}{R_1}$

截止频率 $f_p=rac{1}{2\pi RC}$

品质因数 $Q=rac{1}{3-A_v}$

取Q=0.707,求出 A_v 。进而确定 $rac{R_f}{R_1}$,选取 R_1 ,再定 R_f 。选定C,由 f_p 决定R。



取Q=0.707,则 $A_v=1.568$,由此得 $rac{R_f}{R_1}=0.586$ 。

取 $R_1=8.2M\Omega$ 考虑到常用电阻基值,取 $R_f=5.1M\Omega$ 。

R和C的选择要满足截止频率为0.03Hz。取 $C=1\mu F$,考虑到常用电阻基值, $R=5.1M\Omega$ 。

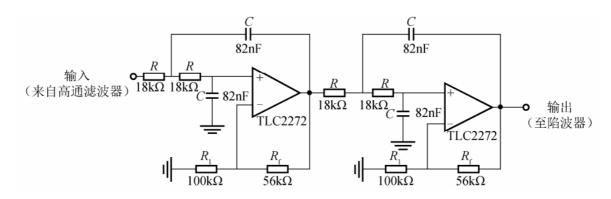
低通滤波器

带内电压增益 $A_v=1+rac{R_f}{R_1}$

截止频率 $f_p = rac{1}{2\pi RC}$

品质因数 $Q=rac{1}{3-A_v}$

取Q=0.707,求出 A_v 。进而确定 $rac{R_f}{R_1}$,选取 R_1 ,再定 R_f 。选定C,由 f_p 决定R。

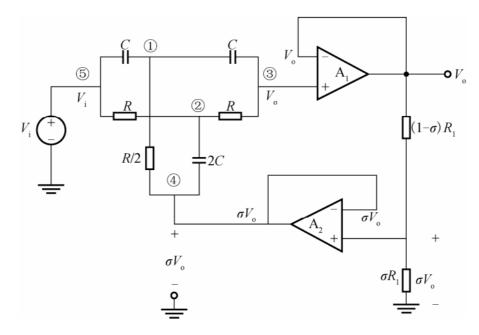


取Q=0.707,则 $A_v=1.568$,由此得 $rac{R_f}{R_1}=0.586$ 。

取 $R_1=100k\Omega$ 考虑到常用电阻基值,取 $R_f=56k\Omega$ 。

R和C的选择要满足截止频率为100Hz。取C=82nF,考虑到常用电阻基值, $R=18k\Omega$ 。

陷波器

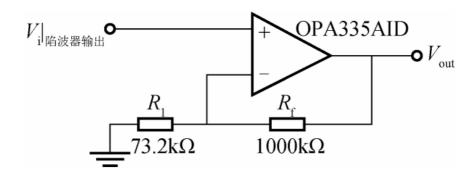


$$H(j\omega) = rac{-\omega^2 R^2 C^2 + 1}{-\omega^2 R^2 C^2 + 4j\omega RC(1-\sigma) + 1} = rac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2 - \omega_0^2 - 4j\omega\omega_0(1-\sigma)}$$

取电容C=47nF,零点频率 $f_z=50Hz$,考虑到常用电阻基值取 $R=68k\Omega$, $\sigma=0.9$

级连的带通滤波器带内增益为16.1dB,低频截止频率 $f_{pL}=0.04Hz$,高频截止频率 $f_{pH}=84Hz$

末级放大器



前置放大电路的增益设为10.8,由级连的低通和高通滤波器构成的带通滤波器,通带功率增益为16.1dB,电压放大系数则为6.38。所以这两部分提供的电压放大倍数为68.904倍。

系统设定的整体放大倍数为1000,故末级放大电路的电压放大倍数应为1000/68.904=14.5倍。

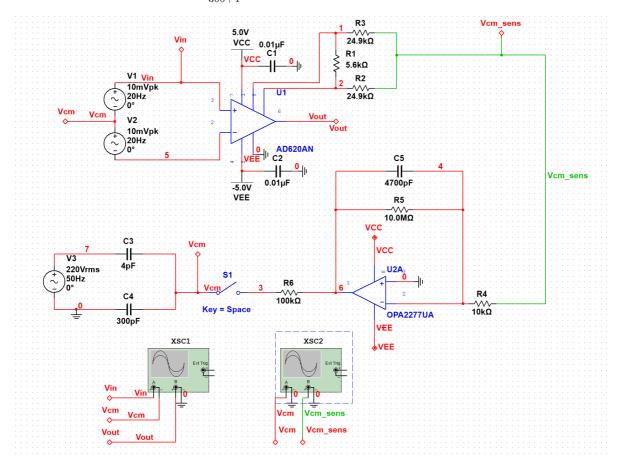
末级放大器取同相放大器结构,如选 $R_f=1000k\Omega$, $R_1=73.2k\Omega$,则理想情况下末级放大系数为14.7倍(实际末级放大系数要小一些)。

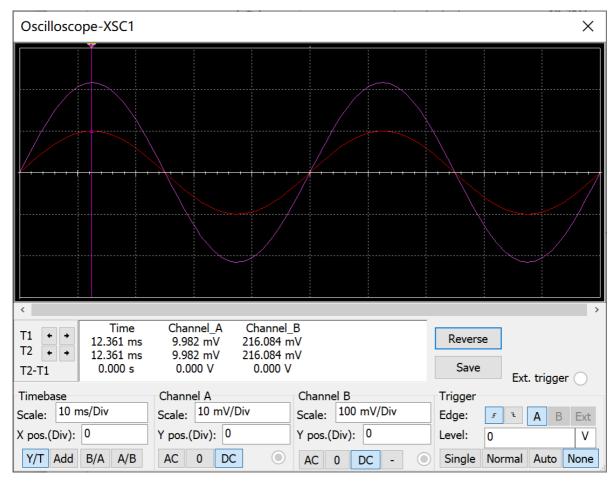
电路仿真

前置放大器

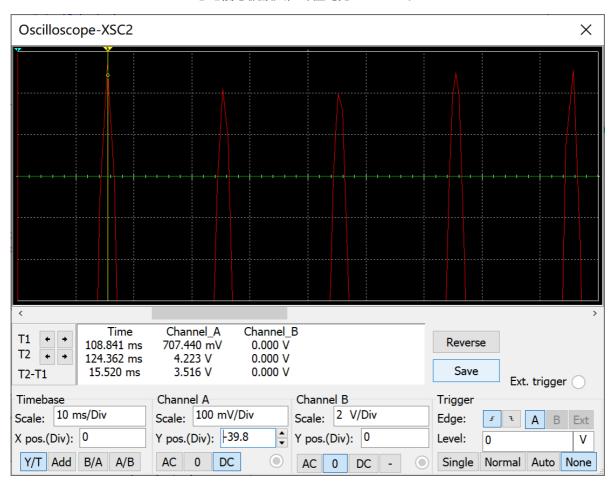
仿真如图,心电信号用峰值为10mV的信号源替代。

分压输出的共模干扰电压为 $311 imes rac{4}{300+4}pprox 4.09V$,比模拟的心电信号大 46.21dB



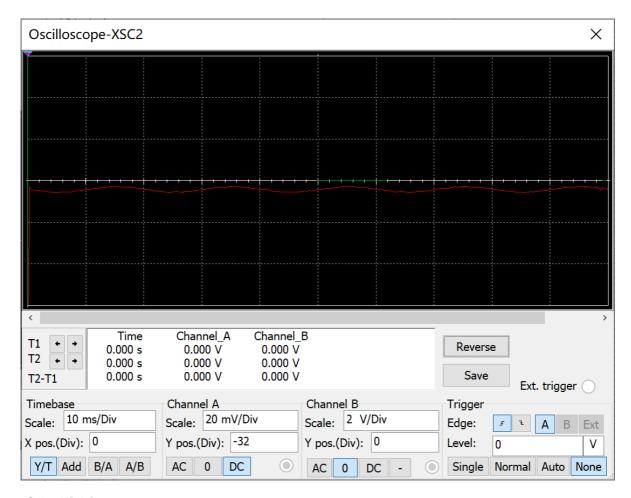


心电信号被放大,峰值约为216.084V。

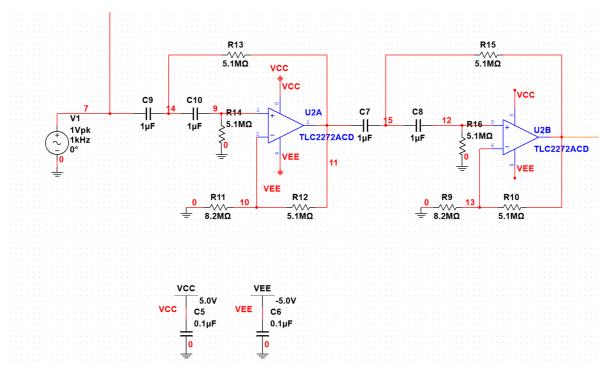


可以看到, 当S1断开时, 以共模输出为主。

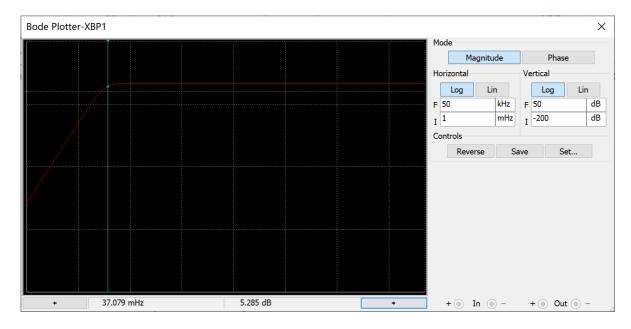
当S1闭合,即接入右腿驱动电路后,输出基本为正弦波,共模分量得到抑制,差模分量放大。



高通滤波器

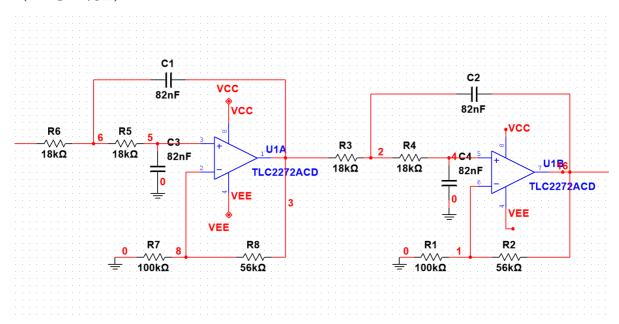


高通滤波器的增益最大约为8.3dB,如图,截止频率约为0.037Hz。

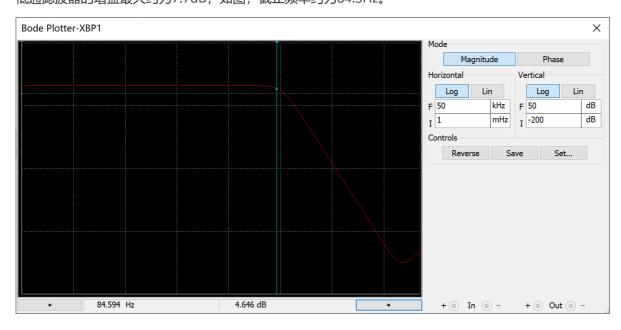


低通滤波器

(VCC与VEE同上)

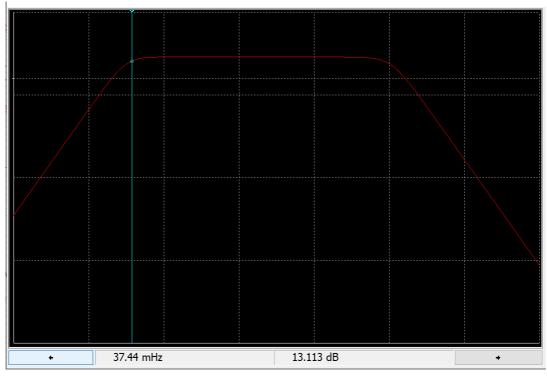


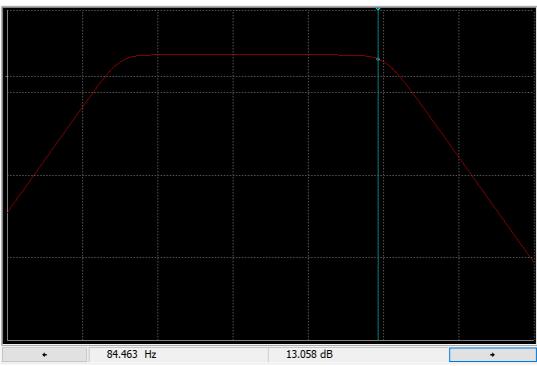
低通滤波器的增益最大约为7.7dB,如图,截止频率约为84.5Hz。



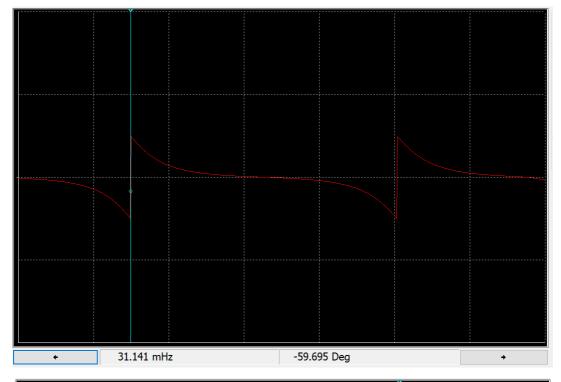
带通滤波器

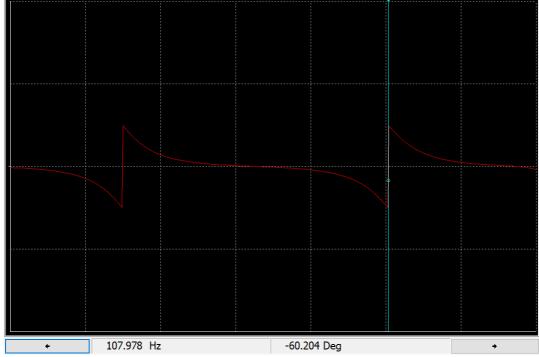
将高通滤波器与低通滤波器串联,得到波特图如图所示。



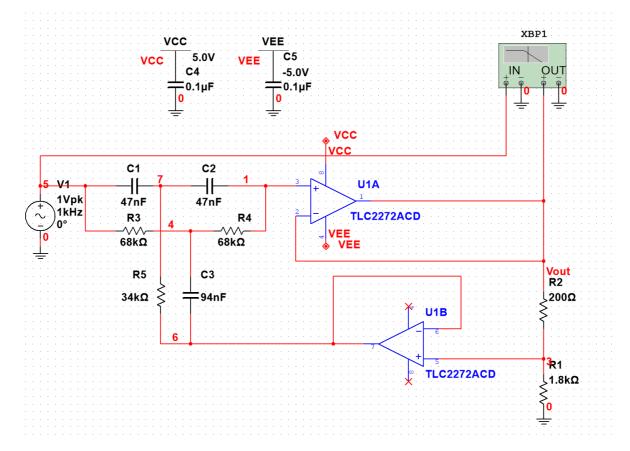


带通范围约为0.037Hz~84.5Hz, 带内增益为16.1dB。

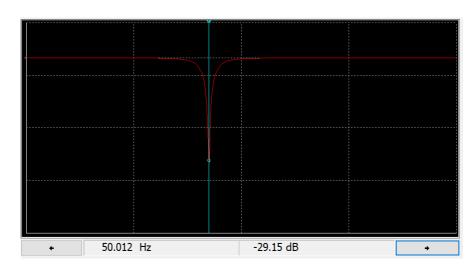




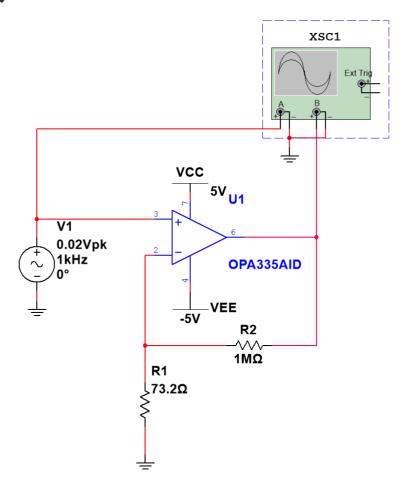
陷波器



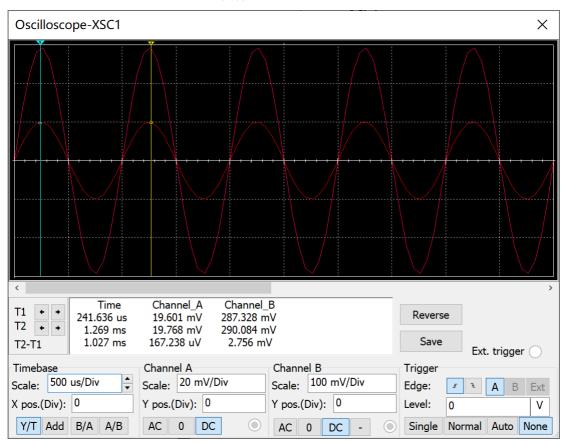
波特图如下,对50Hz的工频有-29.18dB的衰减。



末级放大



输出时域波形如下图,放大倍数 $A_v = rac{290.084}{19.768} = 14.67$



结论

本电路以仪表放大器为主体,通过右腿驱动电路和屏蔽电路抑制共模信号、高通滤波器和低通滤波器 串联组成带通滤波器滤除噪音、陷波器去除50Hz的工频信号干扰、前后端两次放大减少基线漂移,一定程度上能够测出人的心电信号,实现微弱信号的放大。

通过仿真设计和分析,我更加清楚地认识到各种元件在电路中的用途。但是写仿真的过程中我发现自己对具体参数的设置并不是非常了解,在查阅课本等资料后逐渐理解了这些元件参数取值的原理。通过这次实验,我对较大的电路搭建有了一个较为具体的认知。以自上而下的角度看,将设计要求和处理信号的几个难点拆分成不同模块的功能,再去具体细化每个小功能,这种电路组织的方式思路清晰。

因为时间和水平限制,本次实验还是基于对现有资料的理解,缺少自己优化的部分,以后还可以试着有所创新,看能否做一些改进。