

# 浙 江 大 学



题目：基于 AD620 的心电放大电路设计

Based on AD620 ECG amplifier circuit design

姓名与学号 吴筱 3140102385

指导教师 陈抗生

年级与专业 大二 电子科学与技术

所在学院 信电学院

# 基于 AD620 的心电放大电路设计

吴筱 3140102385

电科 1402

**【摘要】：**心脏病已成为危害人类健康的主要疾病之一。心电图（ECG）可全面反映心脏的健康状况，已成为诊断心脏疾病的主要手段。

通常的诊断用心电图机只能获得很短时间的心电图，可用于诊断已成为常态的心脏疾病，而对于往往是偶发性的心率失常则基本无能为力。而市场逐渐出现的便携式心电测试仪器却给广大群众带来了福音。而本文主要研究便携式心电监护仪器中的关于心电的放大电路部分。这部分电路包括了前置放大和共模响应，高、低通滤波，末级放大以及 50Hz 陷波电路等。

**【关键词】：**AD620 ECG

## 目录

1, 引言.....	4
1.1 研究的目的和意义	
1.2 心电图测量的发展背景	
2, 心电基础.....	5
3, 硬件设计.....	6
3.1 系统硬件结构构图	
3.2 模拟电路	
3.2.1 前置放大电路的设计	
3.2.2 滤波器	
3.2.3 末级放大	
3.2.4 工频 50Hz 陷波器	
4, 总结与展望.....	24
5, 个人感想.....	24
参考资料.....	25
NI_mutisim 的使用方法以及注意事项.....	25

# 1 引言

## 1.1 研究的目的和意义

健康是人类永远关心的主题。

长期以来,心血管疾病一直是威胁人类生命的主要疾病之一,据 2000 世界卫生组织统计数字表明,心脏病的发病率和死亡率均占全世界疾病发病人数和死亡人数的 46%以上。而在我国,随着人口老龄化加速,人民生活水平提高,生活节奏加快,饮食习惯向高热、高脂化发展,2000 年统计心血管疾病患者已达 4000 多万,2002 年统计心血管疾病死亡总数高达 110 万人,其中三分之二患者是因心脏病急性突发,失去宝贵的早期诊断和救治时间而导致死亡,而且多数心血管疾病死亡发生在创造力最高、对社会和家庭贡献最大的年龄组。专家介绍,抢救室颤患者最佳时间在 4 分钟内,抢救心梗患者最佳时间在 6 小时内,尽管心脏病发病到抢救的时间非常有限,但是现代医学研究已经证明,心电图异常的出现频率和复杂形式,是猝死或发生急性心脏事件的预测指标之一,也就是说,一般心脏病猝死患者,在发病前 1~2 周内,都有不同程度的心电图改变,而及时捕捉到这些心脏发作前稍纵即逝或不易察觉的异常心电图,并采取果断处理措施,可以防患于未然。因此,心脏疾病应该早期监测,使患者及时了解自身心脏病的状况,对于适时治疗、预防心脏病突发死亡,具有十分重要的意义。

心电信号是人类最早研究并应用于临床医学的生物电信号之一,它比其它生物电信号更易于检测并且具有较直观的规律性。当前,心电信号的处理仍是生物医学领域重要的研究对象之一,是医学上十分重要的检测依据。

## 1.2 心电图测量的发展背景

1903 年,荷兰 Leiden 大学的威廉·爱因托芬(W. Einthoven)教授发明了第一个心电图仪,是一种弦线型心电图描记器,它采用弦线型电流计,利用光学放大原理在感光板上记录了第一个实用的心电图,并正式引入了标准的肢体导联和用等边三角形(Einthoven 三角形)来说明三个标准肢体导联的关系,确立了心电图应用于临床诊断的标准。鉴于他对心电图的创立及发展有着多方面的开创性的卓越贡献,Einthoven 教授被尊称为“心电图之父”,并在 1924 年荣获诺贝尔生理学 and 医学奖(王保华,2003)。在以后的一百多年间,心电技术显示出极强的生命力,不断演进,长盛不衰。现在,在临床应用上普遍使用的主要是常规心电图机和动态心电图机。

常规心电图是病人在静卧情况下由心电图仪记录下来的心电活动,一般有 12 个导联,反映了额面和横面上的心电变化,可以从多个角度观察到心脏的活动情况,对心肌梗塞、早搏等进行定位诊断,是心脏病诊断的重要手段之一,但是常规心电图仅记录 6~100 个心动周期,历时仅几秒至一分钟左右,只能获取较少有关心脏状态的信息。一个正常人一天 24 小时心搏数达 10 万次以上,所以在有限的时间内,常规心电图记录发生心率失常的概率相当低,尤其是一些阵发性心率失常,即使病人有自觉症状,但在做常规心电图检查时也往往难以捕获。

针对常规心电图检查存在的缺点,为了及时发现和治疗早期心脏病以及各类隐性、偶发性心律失常、心肌局部缺血,就必须有一种心电监护能由病人随身携带,在病人正常工作、生活的情况下长时间对病人进行检测,随时捕捉病人在工作紧张劳累、精神受到刺激、情绪激动或者其他特殊状态下发生病变时心脏的反应情况。

1957 年美国物理学博士,实验物理学家 Holter 发明了动态心电图(Dynamic ECG or ambulatory ECG),故动态心电图简称 Holter。动态心电图(DCG)是心电信息学的重要组成部分,它不同于常规的心电图及 CCU 或 ICU 监护心电图等心电检查方法,是心血管疾病诊断领域中实用、高效、无创、安全、准确、可重复性强的重要监测手段,广泛应用于临床

诊断及科研（徐晓宏等，2007）。

DCG 监护系统是一种随身携带的记录仪，连续监测人体 24~72 小时的心电变化，经信息处理系统分析及打印记录的心电图检查装置。该装置分为两个部分。其一是动态心电图记录仪，这是一个由患者随身携带的小型心电数据记录设备；另一个是心电数据回放分析部分，一般由计算机及其相应的心电分析软件组成。心电记录仪随身佩带，不受检测距离影响，不受体位变化及活动的限制；心电信息量远远大于常规 ECG，尤其对短暂性心律失常的捕捉及一过性心肌缺血的检出有独到之处；分析系统不仅可分析显示监测期内心搏总数、最高心率、最低心率、平均心率和每小时平均心率，并能自动分析和测量每小时室上性、室性期前收缩，室上性和室性心动过速的次数、程度和形态以及持续时间，房室传导阻滞、心脏停搏的情况及 P-R 间期、QRS 波群、ST-T 变化的轨迹图、趋势图及全览图等，其结果可用不同方式输出，为临床提供有价值的资料（胡宗泰等，2007）。但这类 DCG 监护系统存在着严重的分析滞后的缺点，需要患者在检测完毕后将其送回医院后才能取出其中的数据进行回放分析，不仅分析报告的时效性差，也给居住地离医院比较远、行动不便的患者带来极大的不便，同时也无法实现心脏疾病的实时远程监护。为解决这一缺点，研制一种具有远程诊断功能的便携式实时动态心电监护系统，以期它为在临床上发作时间短、无规律性等难以捕捉的心血管疾病症状，提供及时诊断的科学依据。

总之，DCG 属于监护心电图（MECG），是人类继应用普通心电图机认识心电活动的正常与异常过程及特征之后，为弥补常规心电图不能长程（长时间和 / 或远距离）记录心电变化之不足、于本世纪五六十年代兴起的心电信息学技术。现在，根据所用仪器监护心电图分为床边监测心电图（beside MECG, BMECG）、遥控监测心电图（telemonitoring ECG, TMECG）、动态心电图（dynamic ECG, DCG）和电话传输心电图（transtelephonic ECG, TTCG）等；根据监测距离的远近分为医院内监测心电图（包括 BMECG 和 TMECG）和院外监测心电图（包括 DCG 和 TTCG）。

## 2 心电基础

心电图反映了心脏兴奋的产生、传导和恢复过程，正常的心电图如图 2-1 所示，每个完整的心电波形都包含 P 波、Q 波、R 波、S 波、T 波、U 波 6 个波形组成，波形各部分与心肌电激动过程的对应关系如下：

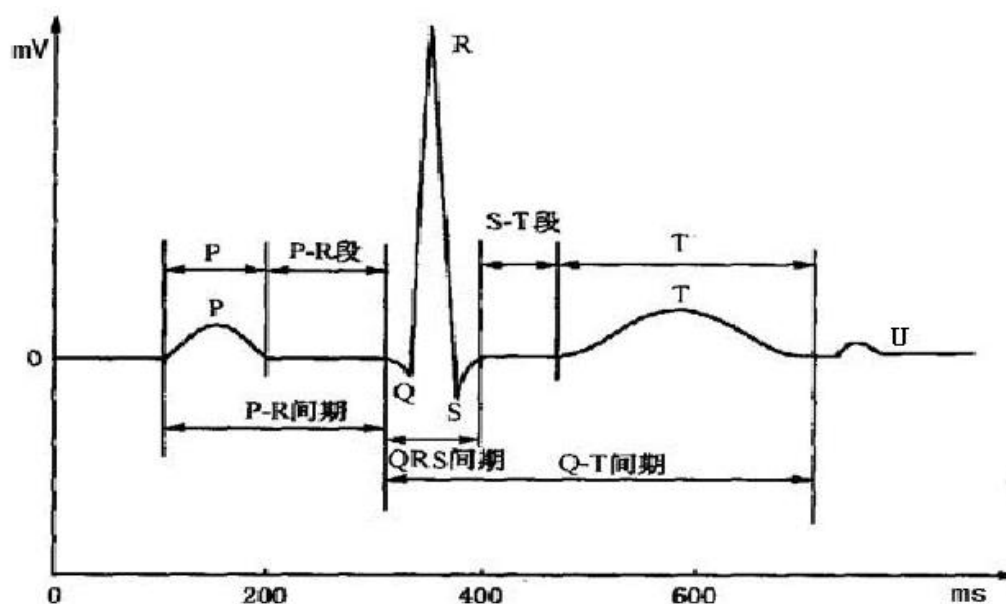


图 2-1 心电波形

P 波由心房除极产生,其幅度代表心房激动产生的电势的大小。P 波波形小而圆钝,历时  $0.08\sim 0.11\text{s}$ ,正常成人幅度在  $0.25\text{V}$  以下。

QRS 综合波由心室除极产生,反映心室除极的电活动。典型的 QRS 波群包括三个紧密相连的电位波动:第一个向下的波为 Q 波,以后是高而尖峭的向上的 R 波,最后是一个向下的 S 波。但在不同导联中,这三个波不一定都出现。一般时限小于  $0.10\text{ms}$ ,以 R 波为主,其幅度不会超过  $2.5\text{V}$ 。

T 波代表未被抵消的心室复极的电位差。由于心脏激动的电势大部分被抵消,因此 T 波显得比较微弱,其幅度不低于同一导联 R 波的  $1/10$ ,T 波异常表示心肌缺血或损伤。

U 波是 T 波之后  $0.02\sim 0.04\text{s}$  可能出现的一个低而宽的波,方向一般与 T 波一致,波幅大多在  $0.05\text{mv}$  以下。U 波的意义和成因现在还不十分清楚。

除了上述的特征波形外,这几个波形之间的时间关系也同样具有重要的意义,主要包括:P-R 间期、Q-T 间期、S-T 段。

P-R 间期(或 P-Q 间期)为 P 波开始至 QRS 波群开始的持续时间,也就是心房除极开始至心室除极开始的时间。若 P-R 间期延长,则表示房室传导阻滞。P-R 段从 P 波终点到 QRS 波起点之间的曲线,通常与基线同一水平。PR 段形成的原因是由于兴奋冲动通过心房之后在向心室传导的过程中,要通过房室交界区,兴奋通过此区传导非常缓慢,形成的电位变化也很微弱,一般记录不出来,故在 P 波之后,曲线又回到基线水平,成为 P-R 段。

Q-T 间期为 QRS 波群的开始至 T 波的末尾的持续时间,意为心室除极和心室复极的持续时间,正常值为  $0.32\sim 0.44\text{s}$ 。

S-T 段为从 QRS 波群终末到 T 波开始之间的线段,此时心室全部处于除极状态,无电位差存在,所以正常时与基线平齐,成为等电位线,若 S-T 段偏离等电位线一定范围,则提示心肌损伤、缺血等病变。

一般电信号有三大特征:幅度、频谱和信号源阻抗。作为生物电的心电信号具有如下特征:

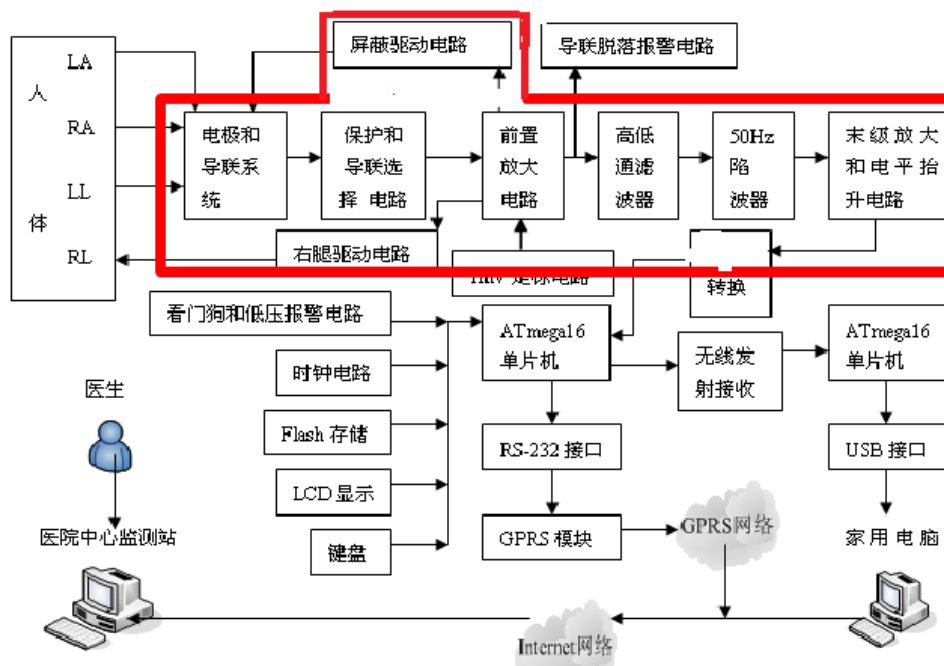
(1)微弱性:心电信号是自人体体表特定点处拾取的生物电信号,信号通常十分微弱,其幅度一般不超过  $5\text{mV}$ ,典型值为  $1\text{mV}$ ;

(2)低频特性:人体的心电信号十分微弱,频率较低,其频谱范围一般为  $0.03\sim 100\text{Hz}$ ,频谱能量主要集中在  $0.5\sim 35\text{Hz}$  之间;

(3)高阻抗特性:作为心电的信号源,人体源阻抗一般较大,可达几十  $\text{k}\Omega$ ,给心电检测带来误差和失真。

## 3 硬件设计

### 3.1 系统硬件结构框图



3-1 心电信号详细监测系统

在本文中，主要测试了 ECG 电路中的：右腿驱动电路，前置放大电路，高通滤波器，低通滤波器，50Hz 陷波电路。

## 3.2 模拟电路

### 3.2.1 前置放大电路设计

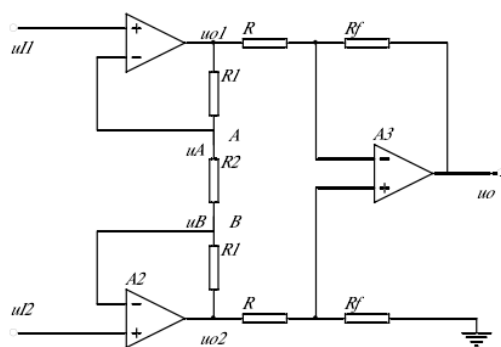
由于心电信号取自人体体表，很微弱，典型的心电信号峰峰值为 1mV，为了使其能被模数转换器识别（A/D 转换器的最大输入电压为 5V），放大倍数最少应为 1000。信号源阻抗较大，一般在几十千欧以上，而且在检测生物电信号的同时存在强大的干扰，主要有电极极化。电压引起基线漂移，电源工频干扰（50Hz），肌电干扰（几百 Hz 以上），临床上还存在高频电刀的干扰。电源工频干扰主要是以共模形式存在，幅值可达几 V 甚至几十 V，所以心电放大器必须具有很高的共模抑制比。电极极化电压引起基线漂移是由于测量电极与生物体之间构成的直流电压，最大可达 300mV，因此心电放大器的前级增益不能过大，在设计前置放大电路时，要考虑以下几个因素：

- （1）高输入阻抗。心电信号源内阻为几十千欧，前级放大电路的输入阻抗要大于 5MΩ，以便提取的信号强。
- （2）高共模抑制比。共模抑制比（CMRR）是衡量差动放大电路对共模干扰抑制能力的主要技术指标。因为信号源是差模信号，而干扰源大都是共模信号，为抑制信号中所携带的共模干扰，以消除工频及电极极化电压的干扰，心电放大器的共模抑制比一般要达到 80dB 以上。
- （3）低噪声、低漂移。高阻抗信号源本身具有较高的热噪声，使输入信号的质量很差，而输入信号的幅值仅在毫伏级；温度变化会造成零点漂移，心电放大器基线漂移本质上就是由于心电放大器的输入端引入了直流电压增益的缘故，漂移现象限制了放大器的输入范围，使得微弱的缓变信号无法被放大。所以，为了获得较好的信噪比输出信号，应选择低噪声和低漂移性能较好的运算放大器，保证不淹没极其微弱且信噪比低的有用信号。

#### 3.2.1.1 传统的三运放仪表放大器

传统方案采用三运放构成仪表放大器作为生物电信号的前置放大电路，其结构如 3-2 图所示，其中 A1、A2 两个同相输入运放电路并联，再与 A3 差分输入串联组成三运放差分

放大电路。



3-2 图 传统的三运放仪表放大器

由运算电路的基本分析方法，可以  $u_A = u_{I1}$ ， $u_B = u_{I2}$ ，所以，

$$u_{I1} - u_{I2} = \frac{R_2}{2R_1 + R_2} (u_{O1} - u_{O2})$$

即：

$$u_{O1} - u_{O2} = \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) (u_{I1} - u_{I2})$$

所以输出电压：

$$u_o = -\frac{R_f}{R} (u_{O1} - u_{O2}) = -\frac{R_f}{R} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) (u_{I1} - u_{I2})$$

设  $u_{Id} = u_{I1} - u_{I2}$ ，则

$$u_o = -\frac{R_f}{R} \left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) u_{Id}$$

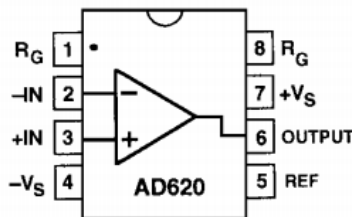
当  $u_{I1} = u_{I2} = u_k$  时，由于  $u_A = u_B = u_k$ ， $R_2$  中电流为零， $u_{O1} = u_{O2} = u_k$ ，输出电压

$u_o = 0$ 。可见，电路放大差模信号，抑制共模信号。差模放大倍数数值愈大，则共模抑制比

CMRR 愈高。当输入信号中含有共模噪声时，也将被抑制。

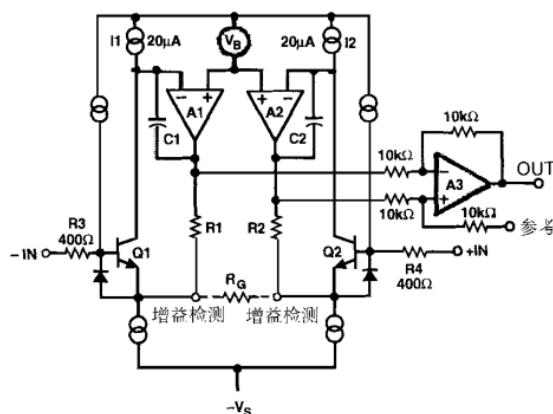
### 3.2.1.2 集成仪表放大器 AD620

AD620 是一种低功耗、高精度仪表放大器，通过设置一个外接电阻的阻值，即可设置各种增益（1~1000）。AD620 与分离元件组成的仪表放大器（三运放结构）相比具有体积小、功耗低（1.3mA(max)）、精度高（ $40 \times 10^{-6}$ ）等优点。同时其本身也具有电源电压范围宽，共模抑制比高：93dB(min; G=10)，噪声电压低，优良的交流特性等。





3-3 图 AD620 的引脚图



3-4 图 AD620 内部功能框图

AD620 的工作原理是：AD620 是在传统的三运放组合方式改进的基础上研制的单片仪用放大器。输入三极管 Q1 和 Q2 将提供一个差分对双极性输入，并使超  $\beta$  工艺技术来获得极低的输入偏置电流。通过 Q1-A1-R1 环路和 Q2-A2-R2 环路反馈，使输入器件 Q1 和 Q2 的集电极电流为恒定值，并使输入电压加到外接增益电阻  $R_G$  上，此时差分增益为

$$G = \frac{R_1 + R_2}{R_G} + 1$$

由 A3 组成的单位增益减法器消除了任何共模成分，而产生了一个叠加在 REF 管脚电位之上的单路输出。内部增益电阻 R1 和 R2 被精确确定为  $24.7\text{ k}\Omega$ ，从而使得运

放增益精确地被  $R_G$  确定：
$$G = \frac{49.4\text{ k}\Omega}{R_G} + 1$$

对于所需的增益，其外部增益控制电阻值为：
$$R_G = \frac{49.4\text{ k}\Omega}{G - 1}$$

### 3.2.1.3 前置放大电路和共模抑制电路

本电路设计主要是由两部分构成：前置放大器和共模抑制电路，具体电路图如图 3-5 所示。

#### (1) 前置放大电路

前置放大电路是硬件电路的关键所在，设计的好坏直接影响信号的质量，从而影响到仪器的特性。本设计的前置放大器主要由 AD620AN 及外围器件组成。

AD620AN 是一款价格低廉、性能优良的仪表放大器，具有高输入阻抗 ( $1\text{e}9\Omega$ )、高放大倍数 (最高可达 1000)、高共模抑制比 (可达 100dB) 以及低输入失调电压 (最大  $50\text{ }\mu\text{V}$ )、低输入偏置电流 (最大  $1\text{ nA}$ )、低温漂 ( $0.6\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ )、低噪声等优点，并且其内部的电阻的匹配性好，从而由于电阻的匹配精度而带来的共模抑制比减小不会太大，这就使前置级的共模抑制比会很高，几乎就是 AD620 的共模抑制比。因此，AD620 是最适合用于心电图放大器前置放大部分的芯片之一，实际上该芯片也是专门为便携式生理放大器而设计的。

上面部分为前置放大电路，修正的三导联经输入缓冲器和导联通电路选通出修正的 I 导联连接于 AD620AN 的输入 2、3 脚，心电信号前置放大级增益设定约为放大器 10.8 倍。

其中反馈电阻  $R_G = (24.9 + 24.9) * 5.6 / (24.9 + 24.9 + 5.6) \approx 5.03k\Omega$ ，接于 AD620AN 的 1、8 脚间：放大电路的增益  $G = 1 + 49.4k\Omega / R_G \approx 10.8$ 。

## (2) 共模抑制电路

在心电放大器前置级电路设计中，一般设有右腿驱动电路、屏蔽驱动电路，它们可以消除信号中的共模电压，提高共模比，使信号输出质量得到提高。

### ① 有源屏蔽驱动电路

为病人做心电图检测的时，电极与心电图机的前置放大器（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，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。分布电容成为前置放大器输入端对地的寄生电容  $C_1$ 、 $C_2$ ，其等效电路如图 3-7 所示， $U_0$  相当于前面提到的 AD620AN，分布电容  $C_1$ 、 $C_2$  不可能相等，加上电极阻抗  $R_s$  的不平衡，则两个时间常数  $R_s1C_1 \neq R_s2C_2$ ，因而造成共模电压不等量的衰减，而使共模信号再输入端转化为差模误差，即使放大器共模抑制比为无穷大，也将产生共模误差输出，致使放大器的共模抑制比  $CMRR$  降低。

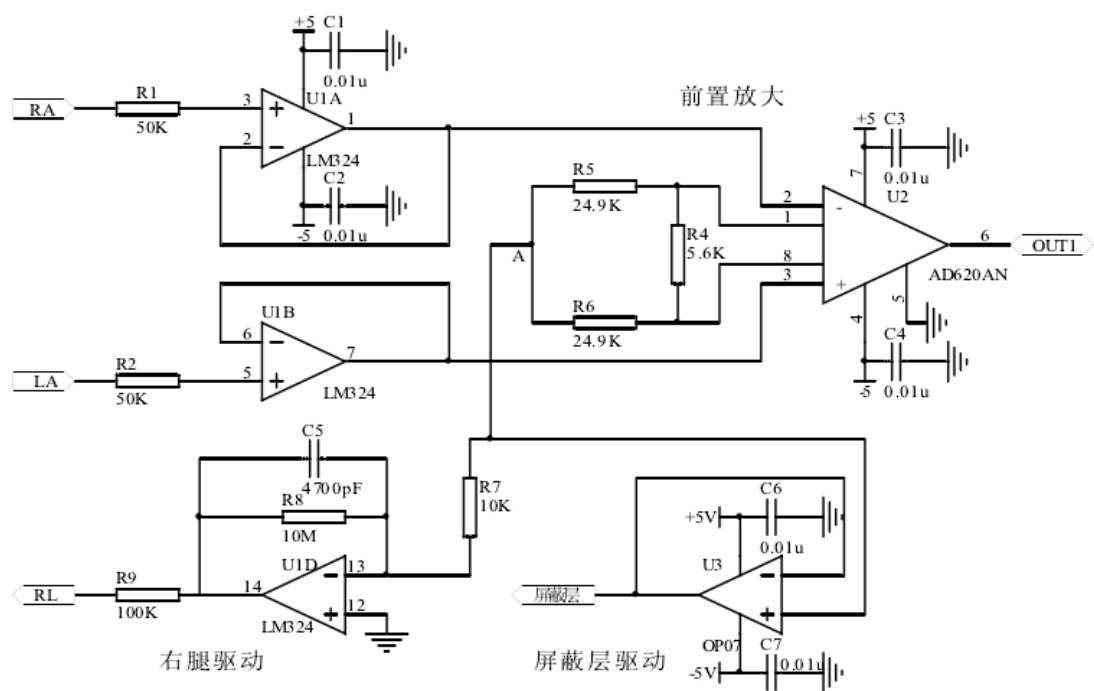


图 3-5 心电波形前置放大电路原理图

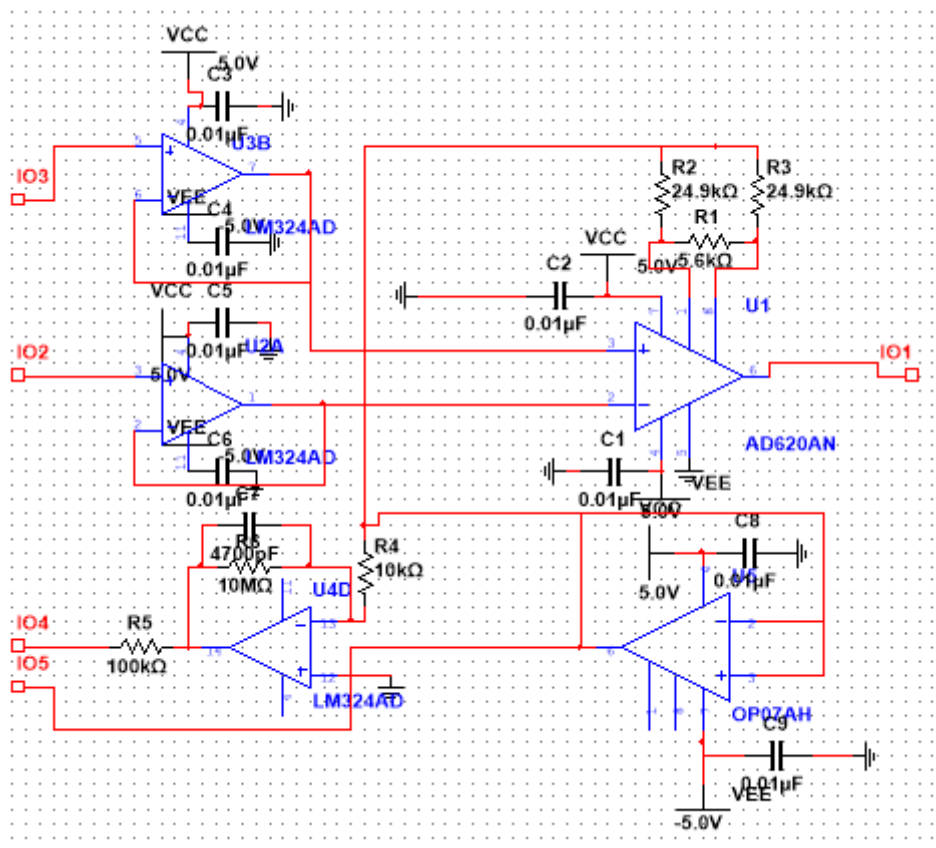


图 3-6 在 NI multisim 中的电路图

屏蔽层分布电容的存在,使其分布电容的容抗在 50Hz 时约为几兆欧,低于放大器的输入阻抗,这个分布电容与放大器的输入阻抗并联,从而大大降低了整机的输入阻抗。另外,由于各个电极导线分布电容不可能一致,从而造成前置放大器两端阻抗不平衡,也将导致放大器的 CMRR 下降。

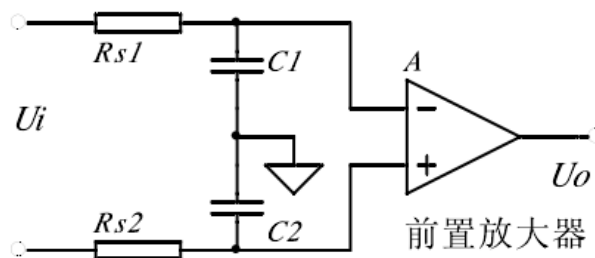


图 3-7 导联线屏蔽层分布电容的影响

消除屏蔽层电容的不良影响是使屏蔽层电容不起衰减作用,导联线的屏蔽层不予接地,而接到与共模输入信号相等的电位点上,则共模电压就不能衰减地传送到差动放大器输入端,从而不会产生共模量不等量衰减形成的共模误差,所以取出放大电路的共模电压用以驱动屏蔽层。在心电信号采集电路中,用提取的人体的平均共模电压驱动导联线的屏蔽层,以便去除导联线屏蔽层分布电容的不等量衰减造成对放大器总 CMRR 的影响。电路如图 3-5 右下部分,由运放 OP07 组成电压跟随器驱动导联线的屏蔽层。

## ② 右腿驱动电路

右腿驱动电路是专为克服人体承载的共模干扰(主要是 50Hz 共模干扰),提高 CMRR 而设计的,原理是采用以人体为相加点的共模电压并联负反馈,其方法是取出前置放大级中的共模电压,经驱动放大器倒相放大后再加到右腿(RF)上,所以称为右腿驱动,亦称共模

驱动。

人体本身通过各种渠道从环境中拾取工频 50Hz 交流电压,在心电检测中形成交流干扰,这种交流共模干扰常在几伏以上(杨玉星, 2009)。右腿驱动电路的等效电路如图 3-8。

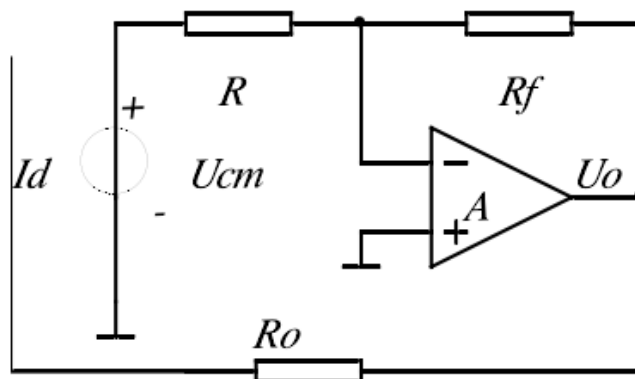


图 3-8 右腿驱动电路的等效电路

人体的位移电流  $I_d$  为交流共模干扰从人体流向驱动放大器 A 输出端  $U_o$  的电流,其中  $R_o$  起安全保护作用,当病人和地之间出现很高电压时,驱动放大器 A 饱和,A 等效于接地,因此  $R_o$  起限流保护作用,一般取值  $100k\Omega \sim 1M\Omega$ 。从等效电路中也能求出驱动放大器 A 不饱和时的共模电压,由运放原理得:

$$\frac{U_o}{U_{cm}} = -\frac{R_f}{R}$$

由此得:

$$U_o = -\frac{R_f}{R} U_{cm}$$

因为  $U_{cm} = R_o I_d + U_o$ , 将上式带入, 得:

$$U_{cm} = \frac{R_o I_d}{1 + \frac{R_f}{R}}$$

由此可见,若要使  $U_{cm}$  尽可能小,即  $I_d$  在等效电阻  $R_o / (1 + R_f / R)$  上压降小,  $R_o$  起限流保护作用,其值较大,可以增大  $R_f / R$  值,  $R_f$  可选较大值,  $I_d$  一般为  $\mu A$  级,这就要求驱动放大器必须有微电流下工作的能力,这样可以把  $U_{cm}$  限制在几毫伏之内。

右腿驱动电路实际上可以看成以人体为相加点的共模电压并联负反馈电路,任何流入人体的位移电流  $I_d$  基本等于反馈电阻上的驱动电流,只要放大器的开环增益足够大,那么即使有较大的位移电流流入人体,人体的电位也能基本保持零电位。

具体电路如图 3-5 左下部分,前置放大级中的共模电压由 LM324-4 构成的反相放大器反相放大后,经过限流电阻  $R_9$  加到修正导联的右腿 RF(腹部右下侧)上,其中  $C_5$ 、 $R_8$  构成低通滤波,滤除高频干扰,让电路更加稳定;反相放大倍数  $k = -R_8/R_7 = -1000$ ,可以将共模信号抑制  $1+k$  倍。

采用右腿驱动电路,对于 50Hz 交流共模干扰的抑制并不以损失心电图的频率成分为代价(如果用陷波等选频电路,由于频率成分接近则会去掉心电信号中 50Hz 及其附近的有用分量)。与右腿接地(不安全)的方法相比较,右腿驱动技术抑制交流共模干扰的效果更佳。

由于考虑到电路仿真中,复杂电路容易使软件崩溃,所以在参考其它电路的情况下,我将电路改成了较为简单的电路:

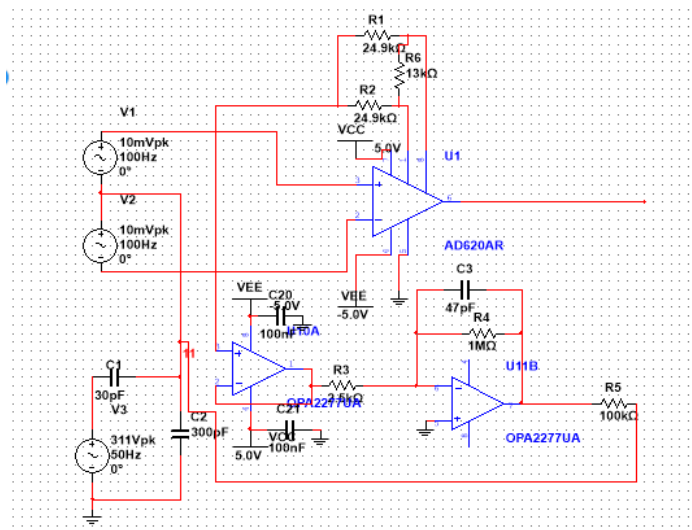


图 3-9 简化电路

其中 V1, V2 是差分信号源, 100Hz, 最大值为 10mV。V3, C1, C2 组成了电路来模拟工频干扰。C1 代表电力线与人体之间的电容, C2 代表人体与大地之间的电容。

当第 11 号线断开时(即没加右腿驱动电路时), 通过 XSC1 中可以得到:



图 3-10 在没有右腿驱动电路下的输出波形图

在图中可以看出输出基本以共模输出为主, 同时也能看到工频 50Hz 对于电路输出的影响。

当第 11 号线连上时, 即右腿驱动电路启动时, 在 XSC1 可以得到:

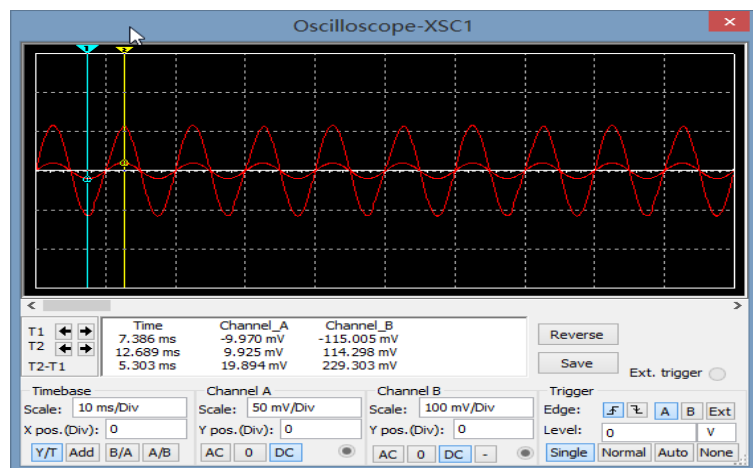


图 3-11 在右腿驱动电路下的输出波形图

在这个图中，可以看到输出为正弦波，而且原先电路的共模得到很大的压制，即 CMRR 比较大。同时将差模放大，得到所需的心电信号。

### 3.2.2 滤波器

#### 3.2.2.1 低通滤波器

常见的心电频率一般在  $0.05 \sim 100\text{Hz}$  之间，能量主要集中在  $17\text{Hz}$  附近。所以，要求心电放大器在此频率范围内必须不失真地放大所检测的各种心电信号，为了减少不需要的带外噪声，心电信号必须用高通和低通滤波器来压缩通频带，经过滤波后的心电信号才具有可靠的诊断价值。

为了有良好的滤波性能，本系统拟采用有源滤波器。常用低通有源滤波器有切比雪夫滤波器，贝塞尔滤波器，巴特沃斯滤波器，针对本系统适合采用巴特沃斯滤波器模型，此滤波器模型在通带内最为平坦，并且单调变化，但是它的缺点是衰减较为缓慢，为使滤波效果更好，设计采用四阶低通巴特沃斯滤波器，最大衰减斜率可以达到  $-80\text{dB}$ 。品质因数  $Q=0.707$ ，由于心电信号在  $100\text{Hz}$  以下，考虑到元器件的误差，我们设定低通截止频率  $f_p=100\text{Hz}$ 。

TLC2272 是 TI 公司的一款通用二运放，可单、双电源（ $\pm 2.2\text{V} \sim \pm 8\text{V}$ ）供电具有较的电流驱动能力（ $\pm 50\text{mA}$ ），满电源电压幅度（rail-to-rail）输出特性，低输入偏置电流（ $1\text{pA}$ ），低输入失调电压（最大  $850\mu\text{V}$ ），同时比现有的 CMOS 运放具有更好的输入电压和更低的功耗，每一个放大器仅需  $35\mu\text{A}$  的电源电流，呈现出很好的高输入阻抗（输入阻抗为  $10^{12}\Omega$ ）和低温漂、低噪声，能很好的适用于高阻抗源，适合于 A/D 转换这一类的接口电路。

由于需要信号正向放大，所以采用同相输入设计，由两个二阶低通滤波电路组合出四阶低通滤波器。压控电压源二阶低通滤波器模型如图 3-12 所示。

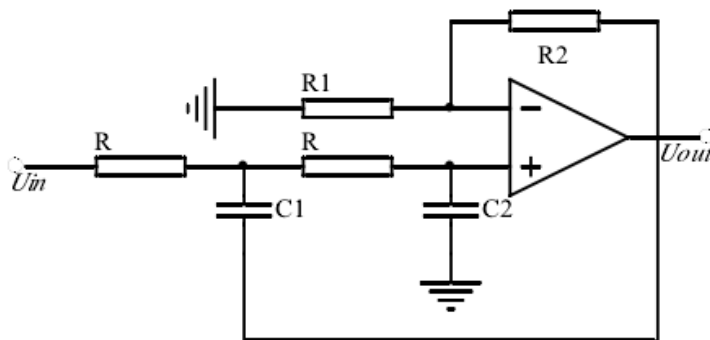


图 3-12 压控电压源二阶低通滤波器

压控电压源型滤波器待确定值的元件一般从选定电容器入手,因为电容标称值的分档较小,电容难配,而电阻易配。取图 3-12 中  $C_1=C_2=C$ , 则根据表 3-1 中频率对应的可选择电容值来为  $C$  选择一个合适的值。表中频率,对于低通,指上限;对于高通,指下限;对于带通、带阻,指中心频率。

$f_0()$	1~10Hz	10 ~ 10 <sup>2</sup>	10 <sup>2</sup> ~ 10 <sup>3</sup>	1~10kHz	10 ~ 10 <sup>2</sup>	10 <sup>2</sup> ~ 10 <sup>3</sup>
		Hz	Hz		kHz	kHz
C	20~1uF	10~0.1uF	0.1~0.01uF	10 <sup>4</sup> ~ 10 <sup>3</sup>	10 <sup>3</sup> ~ 10 <sup>2</sup>	10 <sup>2</sup> ~ 10
				pF	pF	pF

表 3-1 各种频率对应电容参考选择

对于如图 3-13 所示的电路,结合表 3-2 选定电容后再根据以下方程组和表 3-4 常用电阻基值确定电阻。当不能确定到完全精确值的时候就选取最接近的近似值,从而确定整个滤波器的其他各个元件。

单位	参考基值									
pF	39	43	47	51	56	62	68	76	82	
	91	100	120	150	180	200	220	240	270	
	300	330	360	390	470	560	620	680	750	
nF	1.0	1.2	1.5	1.8	2.2	2.7	3.3	3.9	4.7	5.8
	10	15	18	22	27	33	39	56	68	82
uF	0.1	0.15	0.22	0.33	0.47	1.0	2.2			

表 3-2 常用电容选择表

$$C_1 = C_2 = C$$

$$A_{up} = 1 + R_2 / R_1$$

$$A_{up} \leq 3$$

$$f_0 = 2\pi RC$$

$$Q = |1 / (3 - A_{up})| = 0.707$$

$$R_1 // R_2 = 2R$$

基值 (单位: $\Omega$ , 10 $\Omega$ , 100 $\Omega$ , k, 10k, 100k, M, 10M, 100M)											
1	1.1	1.2	1.3	1.5	1.6	1.8	2.0	2.2	2.4	2.7	3.0
3.3	3.6	3.9	4.3	5.1	5.6	6.2	6.8	7.5	8.2	9.1	10

表 3-3 常用电阻基值选择表

通过以上步骤最终选定图 3-12 中各个元件近似值,如下:

$$C_1 = C_2 = C = 82\text{nF}, R = 18\text{k}\Omega, R_1 = 100\text{k}\Omega, R_2 = 56\text{k}\Omega$$

则:  $f_p = 1 / 2\pi RC \approx 108\text{Hz}$ , 如图 3-13 所示即根据以上参数设计的四阶低通巴特沃斯滤

波器,用 TLC2272 实现,由图 3-15 所示仿真结果可见,信号再通频带内的幅频特性十分平坦,带外衰减较为迅速,为-80dB/10 倍频程,满足预定设计要求,具有良好的滤波特性。

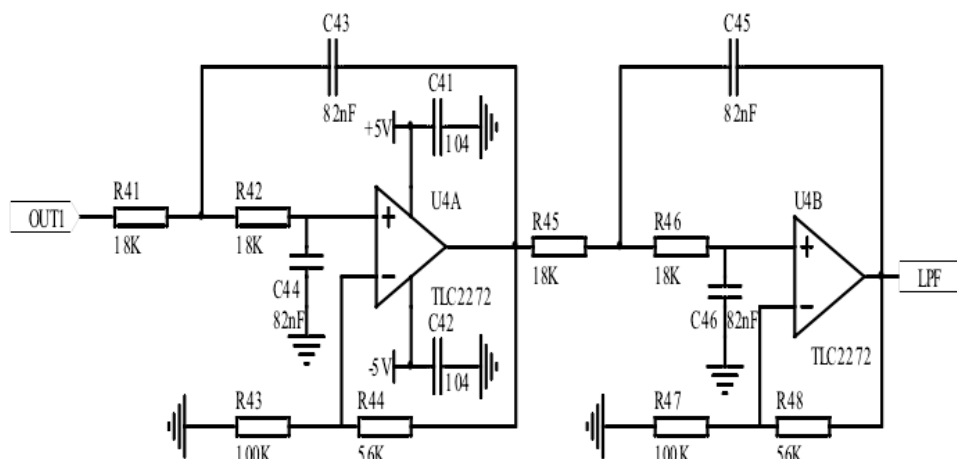


图 3-13 四阶低通滤波器

### 3.2.2.2 高通滤波器

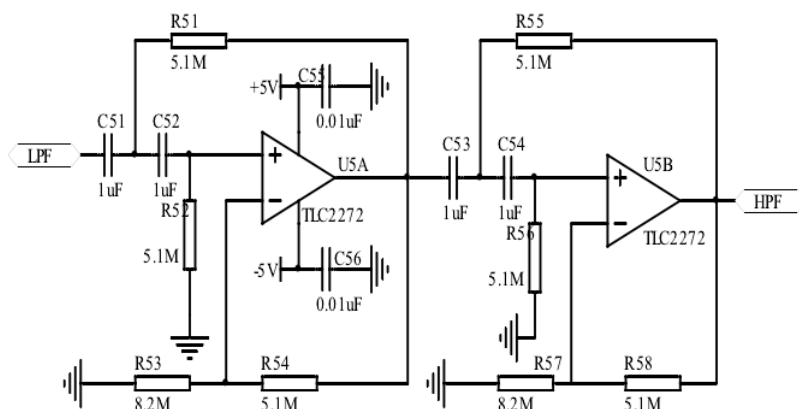


图 3-14 四阶高通滤波器

基线漂移和呼吸时心电信号幅值的变化，从频谱上说，这些影响都可以归结为低频噪声干扰，这些噪声主要集中在  $0.015 \sim 0.3\text{Hz}$ ，这也是我们使用高通滤波器的原因。我们设定高通截止频率为  $0.03\text{Hz}$ ，时间常数为  $3.6\text{s}$ 。留有一定的余量为防止元器件因精度不够而造成较大误差。

将图 3-10 中的 R、C 位置互换，即得到一个二阶有源高通滤波器。与低通滤波器一样的参数求解方式，先求电容的值，再求电阻值，可得：

$$C1=C2=C=1\mu\text{F}, R=5.1\text{M}\Omega, R1=8.2\text{M}\Omega, R2=5.1\text{M}\Omega。$$

则由两个二阶有源高通滤波器实现的四阶有源高通滤波器的截止频率近似为  $0.03\text{Hz}$ ，在通频带范围内的幅频特性十分平坦，而在带外的衰减也较为迅速，为  $-80\text{dB}/10$  倍频程，具体的四阶高通滤波器如图 3-14 所示。

在 NI multisim 里仿真，首先建立如图的电路图



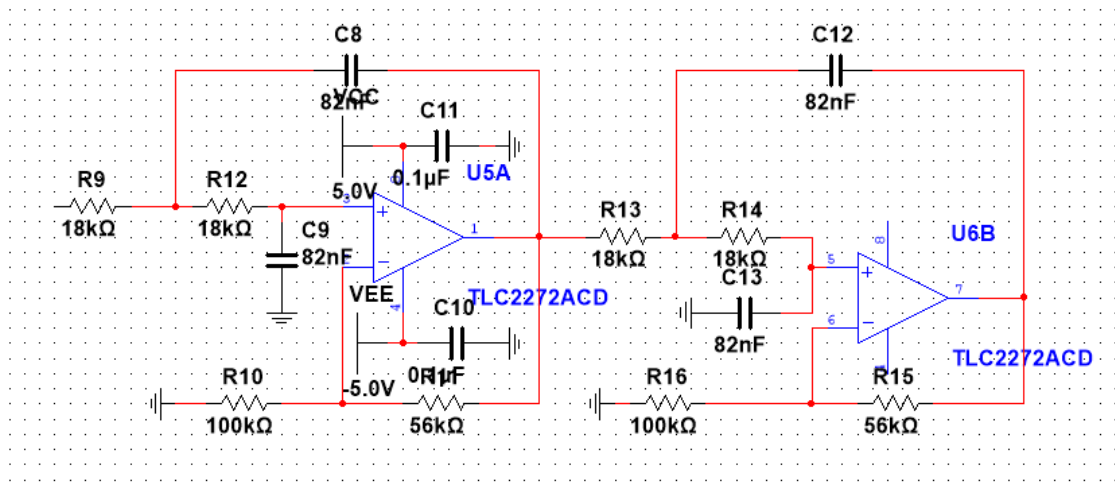


图 3-15 NI multisim 中的四阶低通滤波器

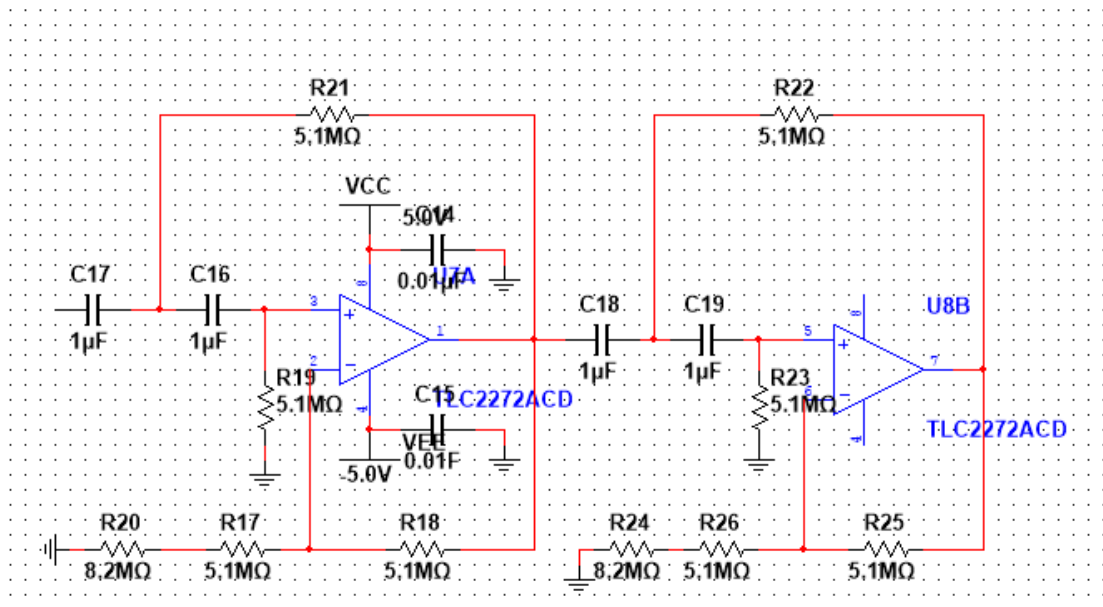


图 3-16 NI multisim 中的四阶高通滤波器

然后：

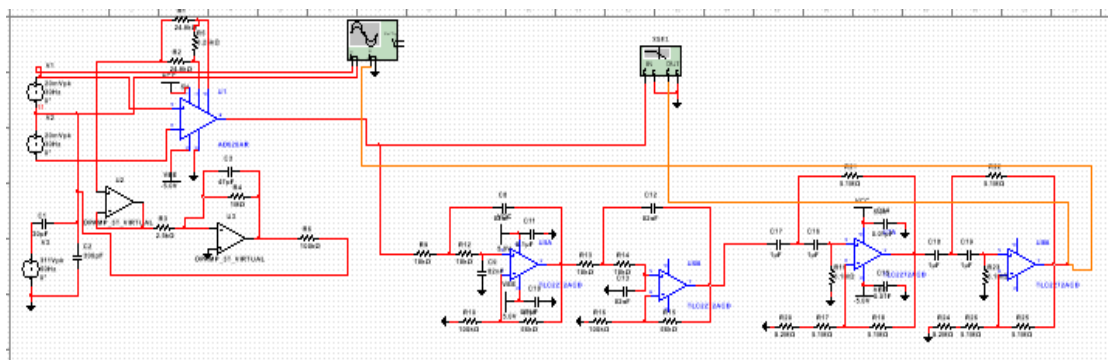


图 3-17 NI multisim 中的模拟电路

即可得到输出的幅频特性,和波形。然后通过微调 RC 的值即可得到所需的上下限频率。

因为 Bode 图中最大值为 13dB 左右, 所以-3dB 点对应的是大约为 10dB 所对应的频率。通过调节 RC 得到了如下图形。

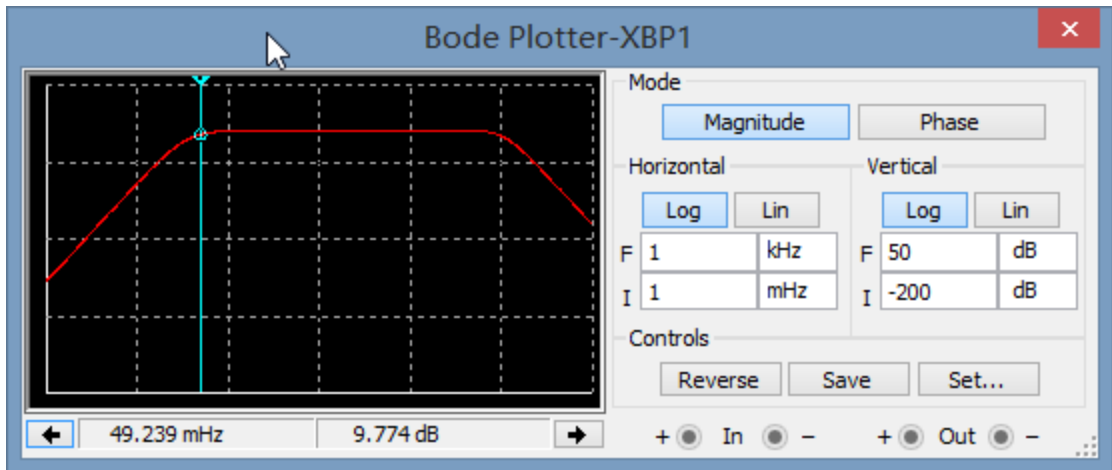


图 3-18 NI multisim 中的模拟结果（高通滤波-3dB 为 49.239Hz）

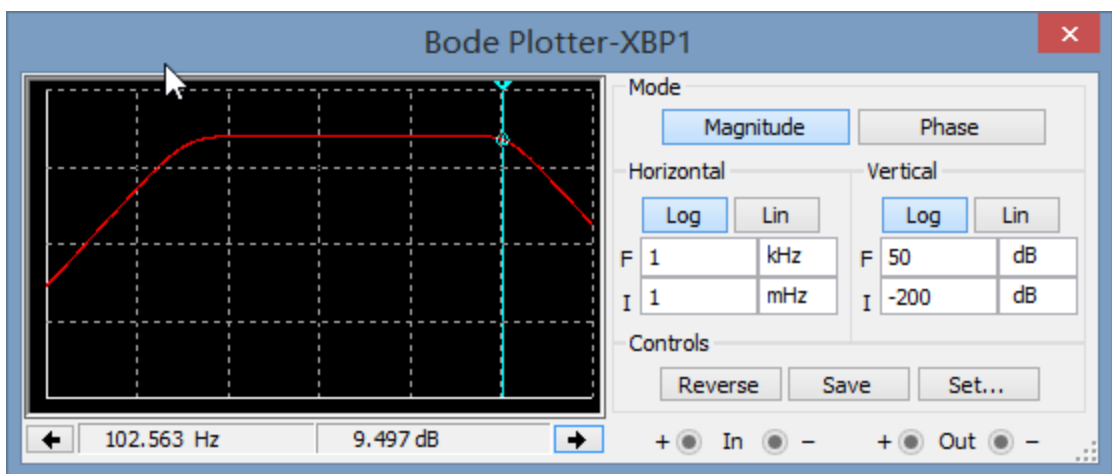
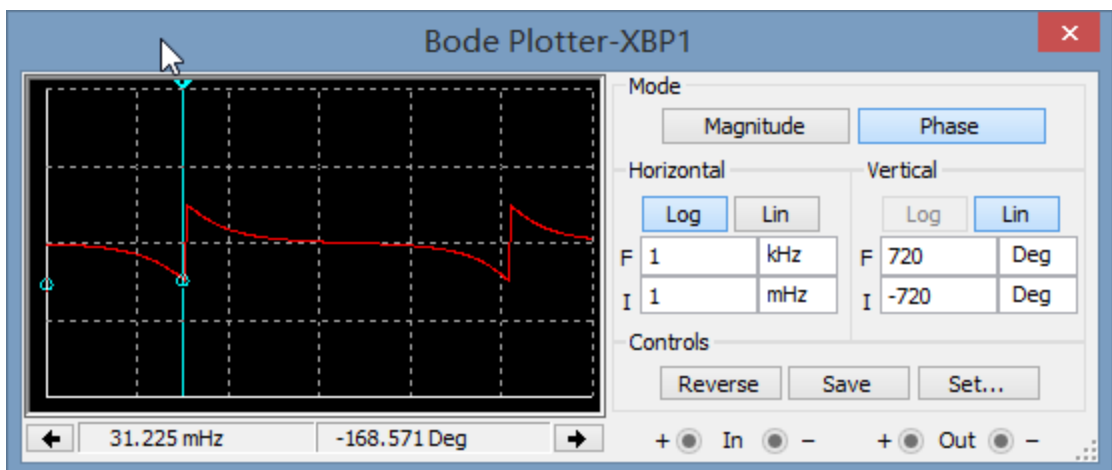


图 3-18 NI multisim 中的模拟结果（低通滤波-3dB 为 102.563Hz）



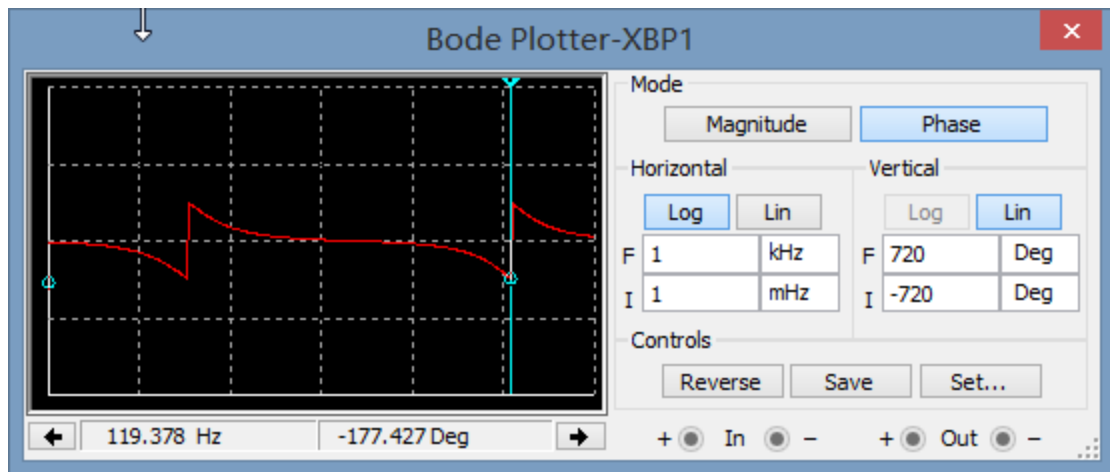


图 3-19 NI multism 中 电路相频特性

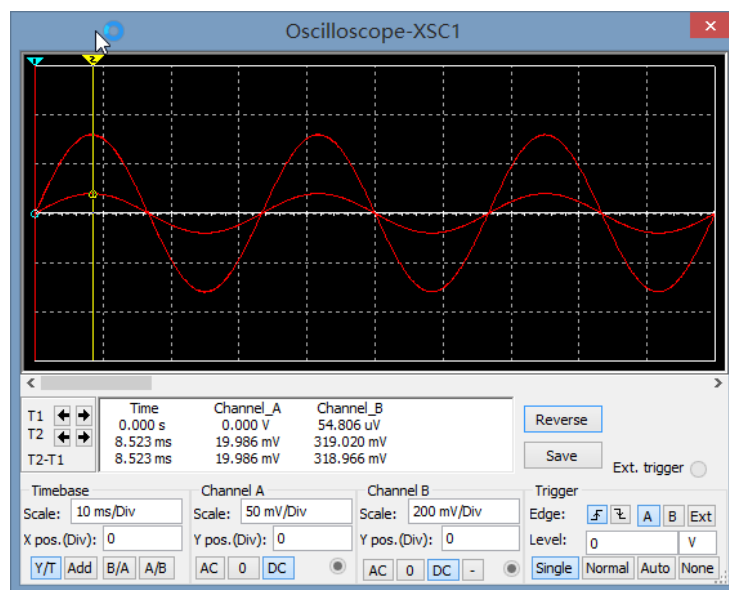


图 3-20 NI multism 中 输出波形

当两个电路分开测时的图形为如下：

低通滤波器在 bode 图中的最大值为 7dB 左右，高通滤波器在 bode 图中的最大值为 5.64dB 左右。

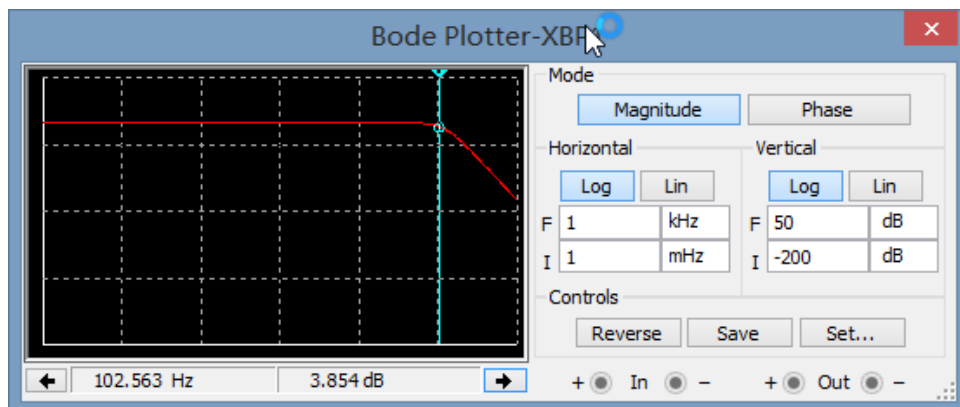


图 3-21 NI multism 中单独低通滤波器的幅频特性

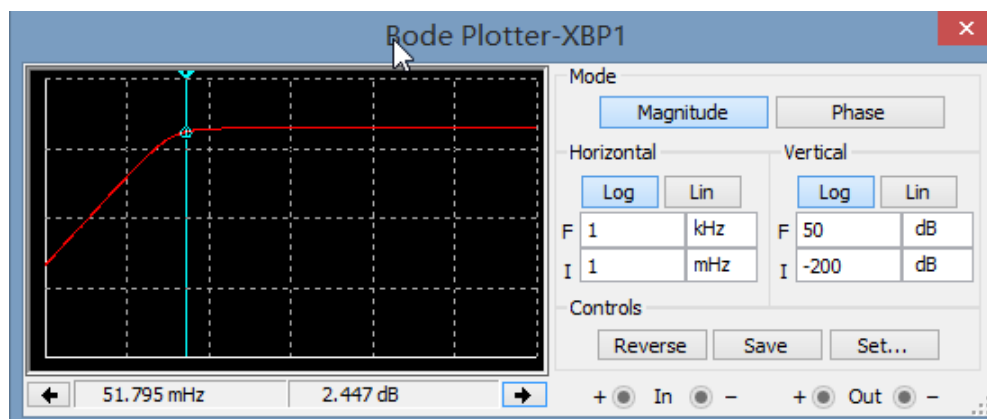


图 3-22 NI multisim 中单独高通滤波器的幅频特性

从上面几个图形可以知道带通滤波器的确滤掉了一部分不需要的频谱，但是在图 3-19 中出现的突变，（分别在 0.031 和 119.378 可能是由于高低通滤波器上下限频率所引起的，因为这部分变化会比较大。但是值得庆幸的是，两者并没有落入 0.05-100Hz 的范围，所以可以放心）。同时，该电路不仅具有滤波功能同时具有增幅功能。

### 3.2.3 末级放大

心电信号的幅值范围为  $20\mu\text{V}\sim 5\text{mV}$ ，而前置放大电路的增益设为 11，加上低通滤波器和高通滤波器的信号放大作用，心电信号其幅值仅放大了约 50 倍左右，而单片机内部的 A/D 转换模块的参考电压最大范围为  $0\sim \text{AVCC}$ ，因此在心电信号调理电路中还必须设计后级放大电路，使放大后的心电信号满足 A/D 转换器的输入电压要求。系统的整体放大倍数设计成 1000 倍，因此末级放大电路的增益约为 20 倍。

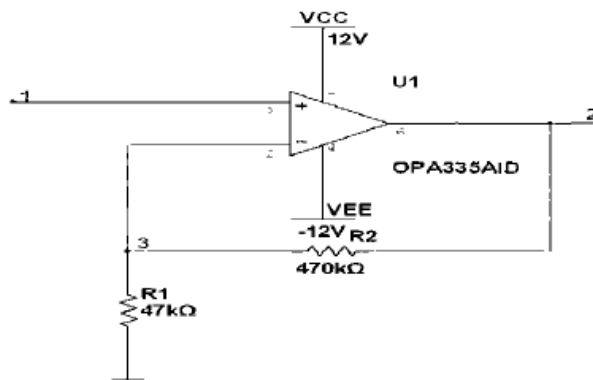


图 3-21 末级电路

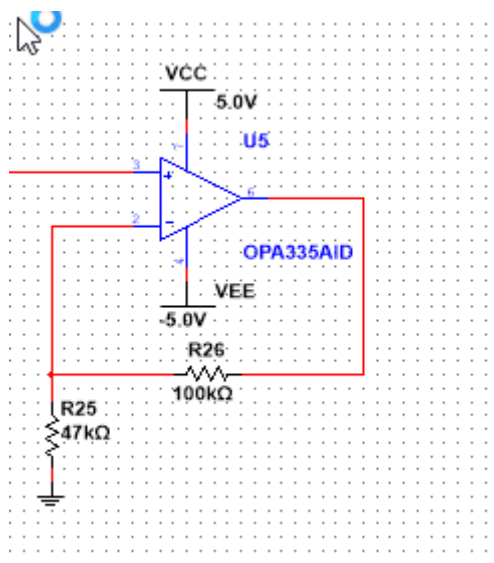


图 3-22 NI multisim 中的末级电路模型

为了调节增益  $A_f = 20$ ,  $A_f \approx 1/F$ , 求得  $F = 1/20$ , 故选取  $R_1 = 47\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 100\text{k}\Omega$ 。

在 NI multisim 中测试可得:

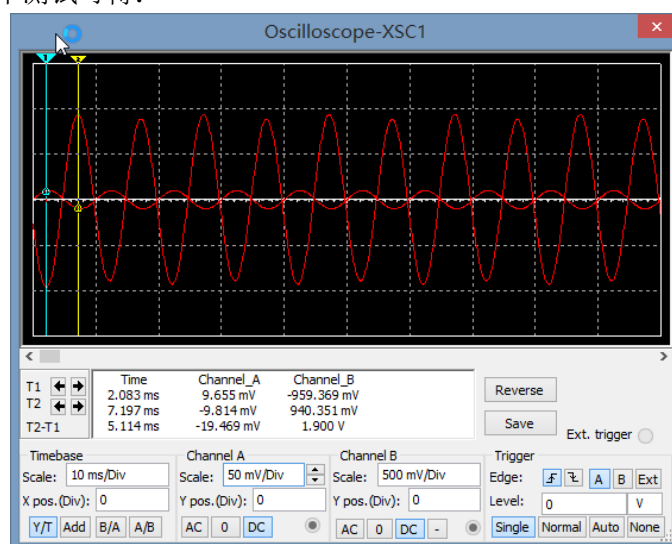


图 3-23 NI multisim 中的输出波形

由图中可知放大倍数约等于 1000 倍 ( $1.900/(19.469 \times 10^{-3})$ ), 符合所设置的参数。

### 3.2.3 工频 50Hz 陷波器

市电电源中存在着较多的工频干扰。工频干扰除了 50Hz 基波频率分量外, 还有较多如 100、150、200Hz 等 50Hz 的谐波频率分量, 我们所研究的心电信号, 因其频率主要集中在低频段 0.05Hz~100Hz 范围内, 信号幅值在 0.05mV~5mV 之间, 且信号的源阻抗较高, 所以容易受外界信号干扰。50Hz 市电网信号很容易通过电磁感应的方式经由人体、导线等途径窜入心电信号中, 严重时候可以掩盖有用信号。因此, 精密心电信号检测电路中通过嵌入陷波电路, 以抑制 50Hz 工频干扰及其他的特定频率的干扰信号。应用比较广泛的是双 T 带阻滤波器。

常用的是双 T 网络带阻滤波器, 如图

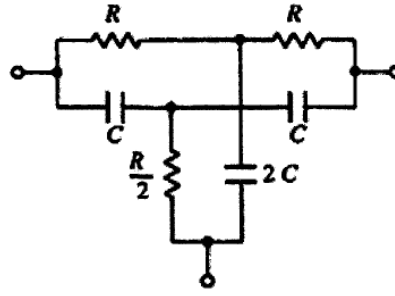


图 3-24 双 T 电路的一般形式

网络的传输特性为：

$$H(s) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2}$$

其中  $s$  是复数， $s = j\omega$ ,  $\omega_o = \frac{1}{RC}$ ,  $Q = \frac{1}{4} = 0.25$

可见,传统对称无源双 T 网络在  $f_o$  处仅能给出  $Q$  值为  $1/4$  的陷波点。对于许多应用,这样低的  $Q$  值是远远不能满足要求的。

我们可以通过引入正反馈来克服  $Q$  值仅为  $1/4$  这个缺点。如图 3-25 所示。

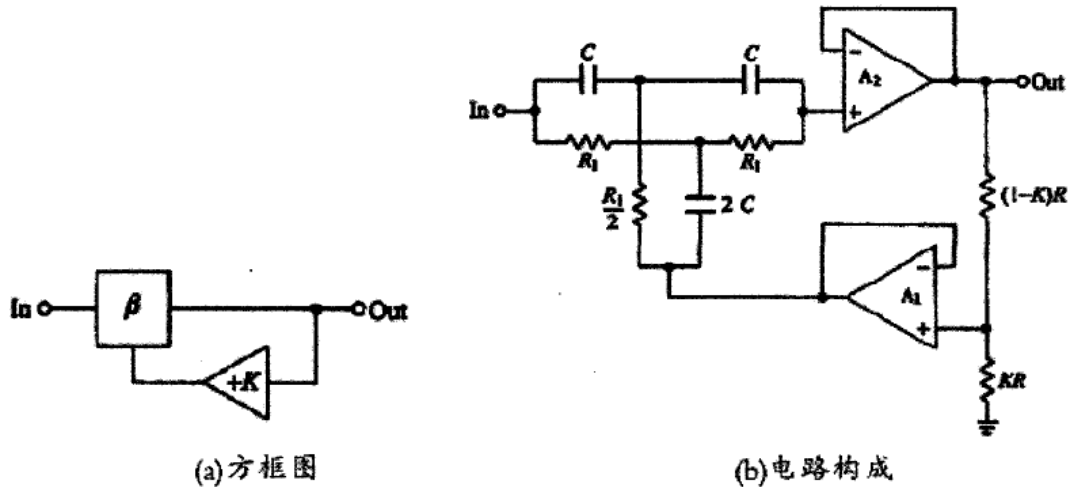


图 3-25 具有正反馈的双 T 电路

图 3-25 (a) 中的电路传递函数可以表示为：

$$H(s) \approx \frac{\beta}{1 + K(\beta - 1)}$$

如果  $\beta$  用双 T 网络传递函数代替，则最后整理得到的电路传递函数为：

$$H(j\omega) = \frac{\omega^2 - \omega_o^2}{\omega^2 - \omega_o^2 - j4(1-K)\omega_o\omega} \quad (3.1)$$

当  $\omega = \omega_0$  时, 即  $H(j\omega) = 0$ , 此时可以滤除  $f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$ , 而可以使其他频率信号较好的通过。

的通过。

式(3.1)中,  $K$  为电路的反馈系数,  $0 < K < 1$ , 只要我们选择  $K$  值为小于 1 并非常接近 1 的正数时, 则电路的  $Q$  值能显著地增加, 就能得到窄带滤波效果和高  $Q$  值, 使陷波器的性能达到最佳。图 3-25(a)所示的框图可以使用图 3-25(b)所示的电路实现, 其中  $R$  是任意的, 该电路便是带正反馈的有源双 T 陷波电路。图 3-25(b)中, 双 T 网络的纵臂接到电压跟随器 A1 的输出端, 放大器 A1 将 A2 的部分输出信号反馈到双 T 网络的纵臂形成自举, 从而引入正反馈,  $Q$  值将随反馈量的增加而增加, 使得陷波器的阻带变窄,  $Q$  值提高。

当  $K=0$  时, 即没有正反馈, 则有源陷波器变成无源陷波器,  $Q=1/4$ 。  $K$  愈接近 1,  $Q$  值愈大。通过调节  $(1-K)R$ 、 $KR$  的分压比, 就能有效地调节  $Q$  值。实际设计电路时, 将  $(1-K)R$ 、 $KR$  替换为可变电阻器可以方便调节  $(1-K)R$ 、 $KR$  的分压比, 从而达到滑动可变电阻器便可连续地改变  $Q$  值的目的。此滤波器还有一个特点, 即中心频率在  $f_0$  处, 相位是连续变化的而不是跳变, 因此可以得到很高的  $Q$  值而且不产生自激振荡。

具体设计的双 T 有源阻容陷波电路如图 3-26。

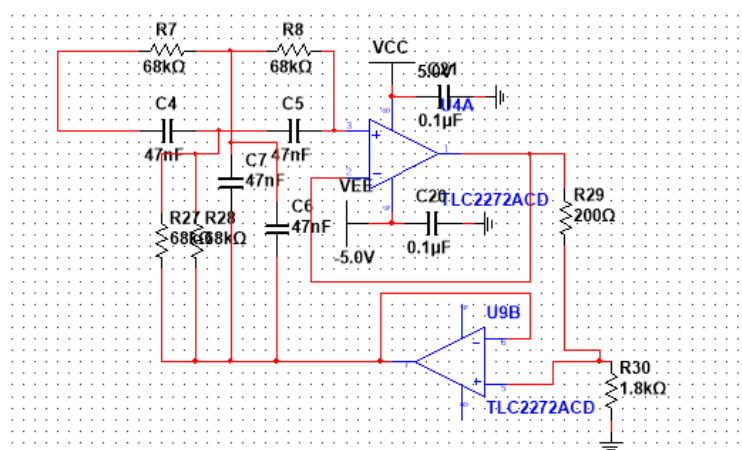


图 3-26 双 T 阻容有源陷波电路

在 NI multisim 中的仿真结果:

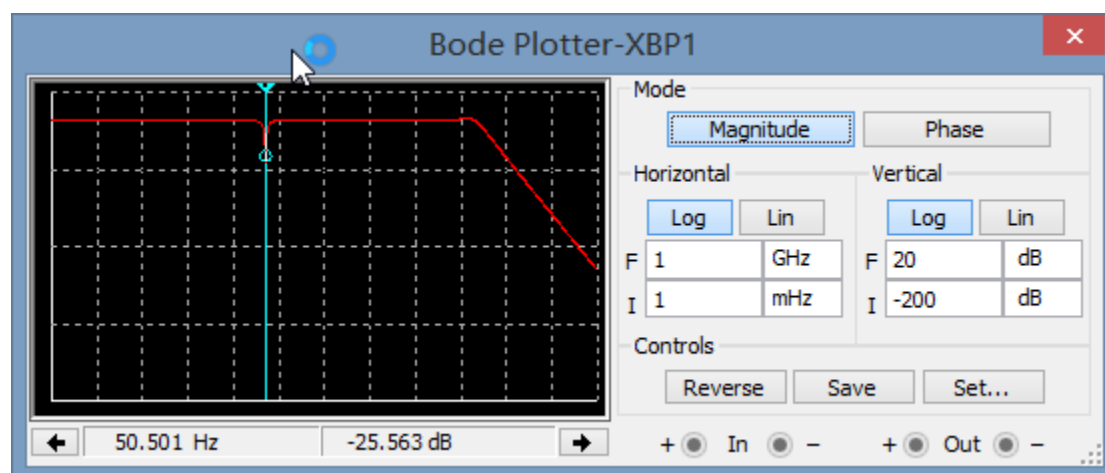


图 3-27 陷波电路的幅频特性

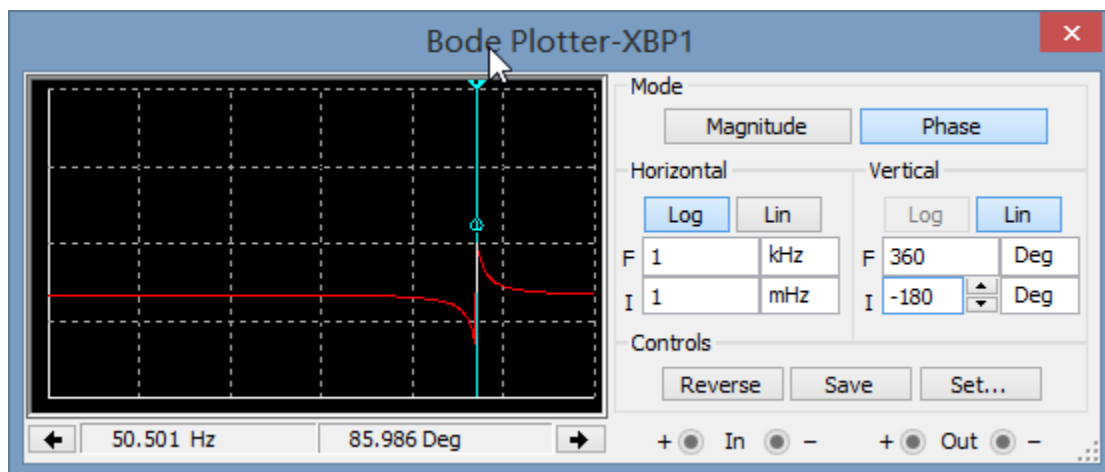


图 3-28 陷波电路的相频特性

在图中可以发现滤波幅频特性有比较大的变化,一个是因为双 T 滤波有窄带的特性,所以容易把带宽减小。同时也可以看到在 50Hz 处幅频特性得到了减少。

## 4 总结和展望

模拟信号放大模块是心电检测设备重要组成部分。本文主要是对该部分进行了设计与优化。本文设计的模块化 ECG 模拟放大器,运用合适的仪用放大器、右腿驱动技术,滤波电路等方法,并参考了现有心电检测设备的优点,具有体积小、高共模抑制比、低功耗、通用型较好等优点。

但是由于时间的有限,只仿真了几个比较关键的部分,但是其实从整体看,还是缺了一部分电路,例如其实电路中应该包含电平抬升电路,电源电路。另外,一些电路也可以去改善,就像 50Hz 的陷波电路这个电路。如果还有空的话,我想做一下晶片级仿真,即利用 HSpice 设计出一个放大器。

同时关于便携式的心电测试仪,其相信在未来,这会变成一种流行的趋势。随着医疗体系改革的不断深入,人们对于自己健康的持续关注,医疗模式将由医院转向家庭与社区。心脑血管疾病高发的情况下,越来越多的精良的便携心电检测设备将会如雨后春笋般涌现,为社区和家庭服务。高精度、小型化、低功耗的 ECG 模拟放大模块将是优良便携心电检测设备的保证,同时将加快产品的推出进度。

## 5 个人感想

1,在整个过程中,我最深刻的感觉是自身知识的缺乏以及知识的无限。不管是看论文的过程中,还是在仿真的过程中,越来越能感受到自身在知识量和学习能力上的缺陷。在观察自身仿真出来的图形的时候,刚开始的时候,其实看不懂出来的什么东西以及如何分析它,但是通过和老师以及一些大三的学长讨论,开始渐渐明白其所以然。然后慢慢去看其他的文献,去筛选其中比较典型,或者比较新颖的电路。老师说过,看文献要带着问题看,的确是这样的,比如我看一块知识点的时候,可能多篇论文一起看,这样既能在短时间看懂这一块东西,同时也能看到多种不同的方案。另外,看文献的过程中,逐渐发现这一块的知识是无穷无尽的,永远看不完。

2,能做的终究是有限的,关键是如何在有限的时间里做最关键的。其实刚开始我比较天真的,感觉做个仿真能有多长时间,但是实际情况完全相反。在仿真的上的花的时间其实占了我绝大部分的专题研究的部分,但是接下来面临的问题就比较严峻了,如何选择一些重要的电路,那个时候我放弃了 HSpice 的仿真,虽然很舍不得。之后就只能逼着自己去抽一



些细碎的时间做出来。

3, 不要怕去做。努力尝试去做, 虽然难, 但是没有想象中那么难, 将其碎片化, 一块一块分析, 再整合去看, 就不会那么难懂。做仿真的时候要记得有耐心, 别着急。因为软件有时候会崩溃, 但是只能重新开始仿真, 但是只要一直做下去, 总是能做完的。就算这个电路仿不出来, 也可以尝试其他的电路。条条大路通罗马。

### 参考文献

- 1, 《便携式远程实时动态心电监护系统的研究》 张旭 东北农业大学 2010-04-08 硕士
- 2, 《模块化 ECG 放大器的优化与实现》 张洪斌 南京大学 2012-0501 硕士
- 3, 《人体心电信号采集与处理的研究》 魏世明, 白玉龙 通讯世界 2014-09-12
- 4, 《低功耗, 仪表放大器的应用 (AD620)》

### 附件——关于 NI multisim 的使用以及其注意事项

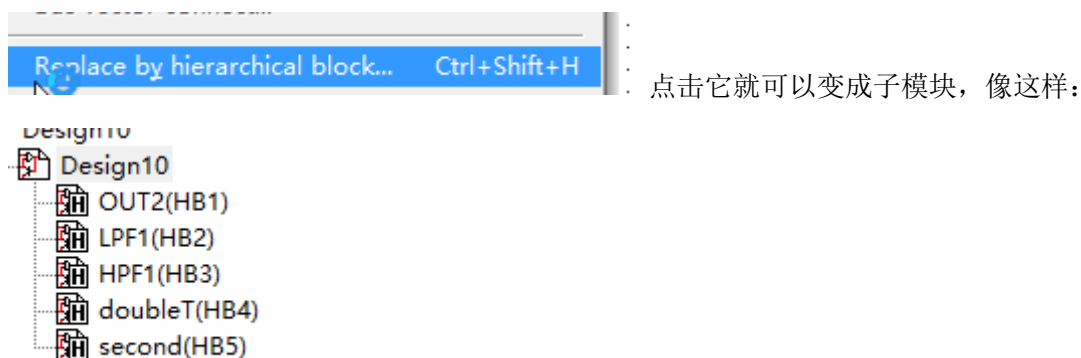
1, NI multisim 其实一个相对来说非常好上手的软件, 网上教程很多, 我认为比较好的有几个, <http://wenku.baidu.com/view/69f9fd442f60ddccdb38a015.html?from=search>。另外, 也可以去图书馆去借几本相关的教程, 就算版本不同, 但是原理是相通的。

2, 另外在学习的过程中, 在使用新的放大器的时候, 请一定一定去看它的**电气指标**。有一部分放大器看过其本身的结构之后会对整个电路的理解更加深刻, 而且对电路的理解也会更加深刻。还有一种可能, 在 NI multisim 里面是有一部分器件是可以自己设置参数的, 例如 OPAMP-3T-VIRTUAL, 这个元件可以改它的参数, 但是值得注意的是它是不能用来仿真的, 不然系统会出问题。

3, 在使用 bode 的功能的时候, 要注意它本身是无源的, 要想起有曲线, 一定要接一个 AC 源, 而且若是没有曲线, 一部分可能的原因是出的直流, 它的抑制非常大, 导致你看不到它的图形, 还有一部分原因, 可能是因为电路的缘故, 这一部分原因比较复杂, 我到现在也没弄清楚。

4, 在设计电路的时候, 不仅考虑单个模块电路的元器件, 最好能整体考虑, 因为在仿真的时候, 元器件会互相影响, 而且多种器件的仿真出来的图形会有一些奇怪。所以在设计电路的时候最好是一系列下来就 2-3 个核心放大器, 其它元器件可以更改。

5, 在 multisim 中, 若遇见复杂电路可以将其分块, 将大电路变成由若干个子模块组成的电路。全选所需要变成子模块的电路, 右键, 会有一个



点击它就可以变成子模块, 像这样:

。然后再总电路中就可以对其仿真了。

5, 等。