

便携式心电检测放大电路设计

目的： 为便于日常心电监护， 开发了一种便携式心电检测系统， 介绍这种便携式心电检测系统中放大电路的设计。**方法：** 该心电放大电路以 AD620、OPA4277 和 TLC2254 作为放大电路核心元件， 针对心电信号的特殊信号和干扰频率范围， 进行了分析， 对由电极采集到的心电信号， 通过前置放大部分， 将微弱的心电信号高保真放大， 并通过低通滤波、高通滤波及 50 Hz 陷波滤除干扰。**结果：** 差模电压增益为 1 000， 共模抑制比为 90 dB， 输入阻抗大于 10 G Ω ， 通频带为 0.035~110 Hz。**结论：** 系统具有高输入阻抗、高共模抑制比、低噪声、低温漂和高信噪比等优点， 而且成本低、体积小、耗电少、携带方便。

1 引言

随着生活水平的提高， 健康监护越来越被人们所重视。为便于日常心电监护， 我们开发了一种便携式心电检测仪。在心电检测系统中， 最重要的部分就是心电信号的放大电路。通常采用对地对称的双电极差分放大器， 被测心电信号采用差分输入方式， 形成差模信号。由于心电信号很微弱， 幅值只有 0~4 mV， 频带为 0.05~100 Hz。且在采集的过程中， 存在着诸如 50 Hz 的工频、极化电压、热噪声以及仪器本身产生的噪声等多种干扰信号。特别是工频干扰， 对后续特征波形的检出和分析影响很大， 有时甚至会淹没心电信号， 致使无法检出。因此， 要求信号放大电路前置放大部分有足够高的共模抑制比(CMRR)。通常使用的“三运放”放大器可提供很高的输入阻抗以及足够的 CMRR。但由于在输入端存在比有用心电信号大几十倍的直流信号， 因此，“三运放”的第一级增益不能设计得很大， 从而限制了 CMRR。

2 系统设计

信号放大电路的框图如图 1 所示。对由电极采集到的心电信号， 先通过前置放大部分， 将微弱的心电信号高保真放大， 并通过低通滤波、高通滤波及 50 Hz 陷波滤除干扰， 才可以进行 A/D 转换。

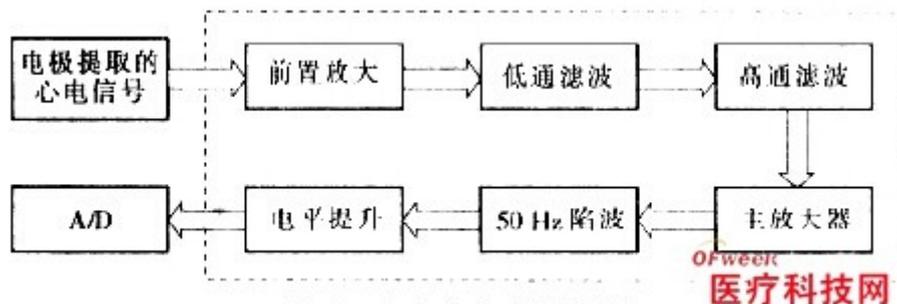


图 1 心电放大电路框图

2.1 前置放大

前置放大电路的组成和电路图分别如图 2 和图 3 所示。从图中可以看出，前置放大电路由输入跟随、仪用放大器、右腿浮地驱动和屏蔽层驱动等 4 部分组成。

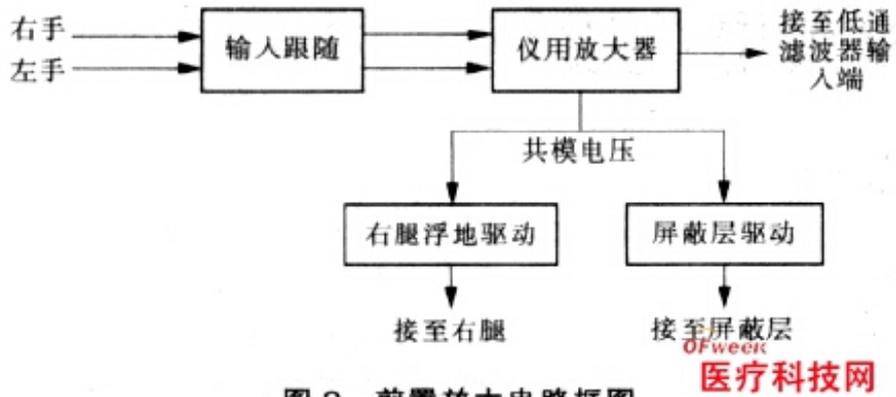


图 2 前置放大电路框图

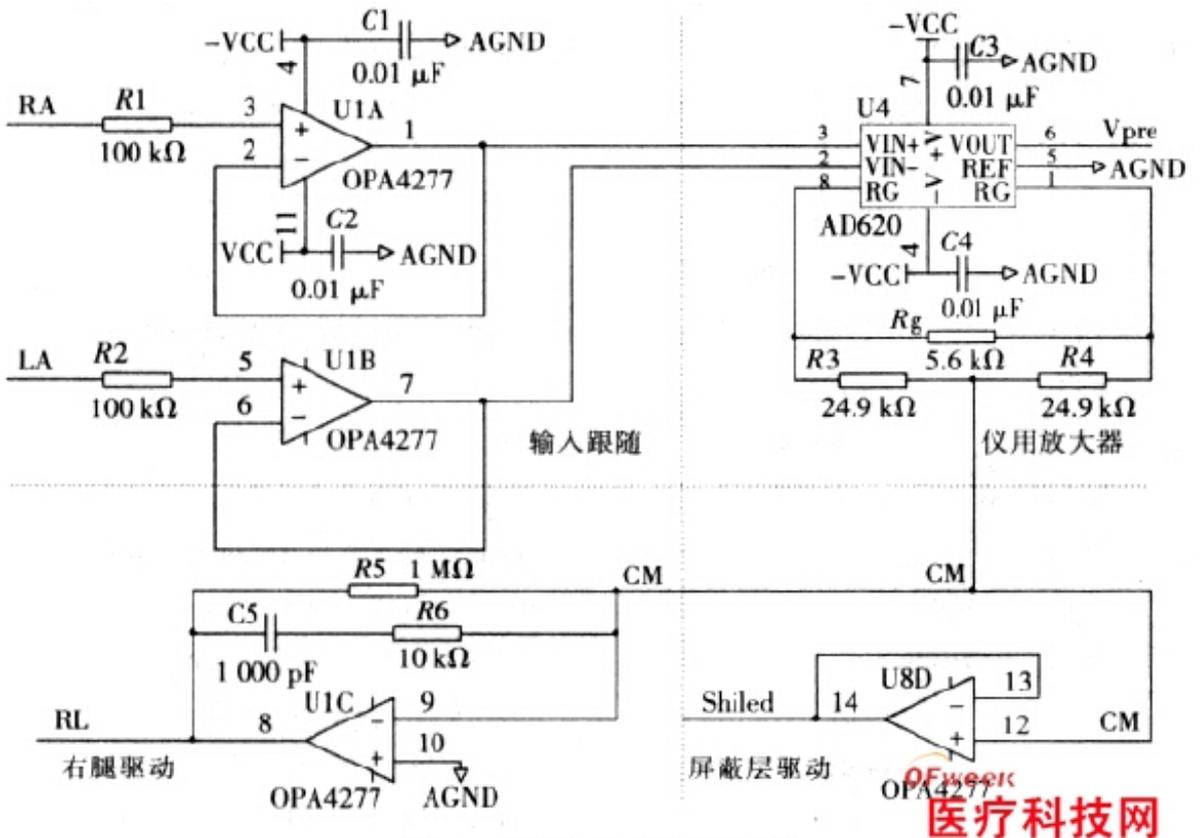


图 3 前置放大电路原理图

(1) 输入跟随器。提高输入阻抗、获取更多的心电信号，采用高精度运算放大器 OPA4277，具有超低失调电压 $10\ \mu\text{V}$ ，超低失调偏移 $\pm 0.1\ \mu\text{V}$ ，偏置电流最大为 $1\ \text{nA}$ 。

(2) 仪用放大器。根据系统设计要求采用高精度仪用放大器 AD620，输入失调电压最大为 $50 \mu\text{V}$ ，输入失调漂移为 $0.6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ，共模抑制比为 $120 \text{ dB}(G=10)$ 。该仪用放大器的增益范围为 $1\sim 10\,000$ ，由其放大增益关系式：

$$G = 1 + \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_g}$$

可推算出各种增益所需要的电阻 R_g ，取 $G=10$ ，则算出 R_g 为 $5.489 \text{ k}\Omega$ ，取近似值 $5.6 \text{ k}\Omega$ 。

(3) 右腿浮地驱动。把混杂于原始心电信号中的共模噪声提取出来，经过一级倒相放大后，再返回到人体，使它们相互叠加，从而减小人体共模干扰的绝对值，提高信噪比。本电路采用高精度运算放大器 OPA4277。

(4) 屏蔽层驱动。尽管大部分噪声以共模形式存在于人体，但由于元器件不可能完全对称，电路板又存在一些分布参数，结果使少部分以共模形式存在的干扰噪声以差模信号的方式进入放大器，而放大器对差模信号的放大能力很强，最终导致信号发生畸变。因此，采用了屏蔽层驱动电路，用共模电压本身驱动屏蔽层给予中和，以便将跨接在其上的共模波动减小到零。放大器采用高精度运算放大器 OPA4277。

2.2 低通和高通滤波电路

由于心电信号属于低频信号，为了去掉高频的干扰，还须通过低通滤波。低通滤波器 (LPF) 采用归一化设计的 BUTTERWORTH 四阶低通滤波，截止频率 f_H 为 100 Hz ，在频率转折处有足够的陡度，避免高频信号的干扰。考虑到元件的误差，设定截止频率 $f_H=110 \text{ Hz}$ 。

放大器的温漂、皮肤电阻的变化、呼吸和人体运动，都会造成心电信号出现所谓的“基线漂移”现象，也即输出端的心电信号会在某条水平线上缓慢地上下移动。从频谱上说，这些影响都可以归结为一个低频噪声干扰。这也就是使用高通滤波器 (HPF) 的原因。

文献[3]指出，这些噪声主要集中于 $0.03\sim 2 \text{ Hz}$ 。但是，心电信号中的 ST 段和 Q 波频率分量集中于 $0.05\sim 2 \text{ Hz}$ ，与上述低频噪声分量很接近。因此，不可简单地把高通截止频率定为 2 Hz ，否则将使心电信号的波形出现较大失真。

根据美国心脏协会 (AHA) 的建议，去除心电信号中的直流成分的带通滤波器 (BPF) 截止频率不得超过 0.05 Hz 。所以，把高通滤波器 (HPF) 的

截至频率 f_L 定在 0.035 Hz，留有一定余量是为防止元器件因精度不够而造成较大误差。

低通和高通滤波电路如图 4 所示。放大器采用低功耗低噪声的运算放大器 TLC2254，每通道供电电流为 35 μ A，噪声为 19 μ V/Hz（在 1kHz 时），它最大的优点是具有“轨到轨(rail-to-rail)”的特性，非常适合便携式设备。

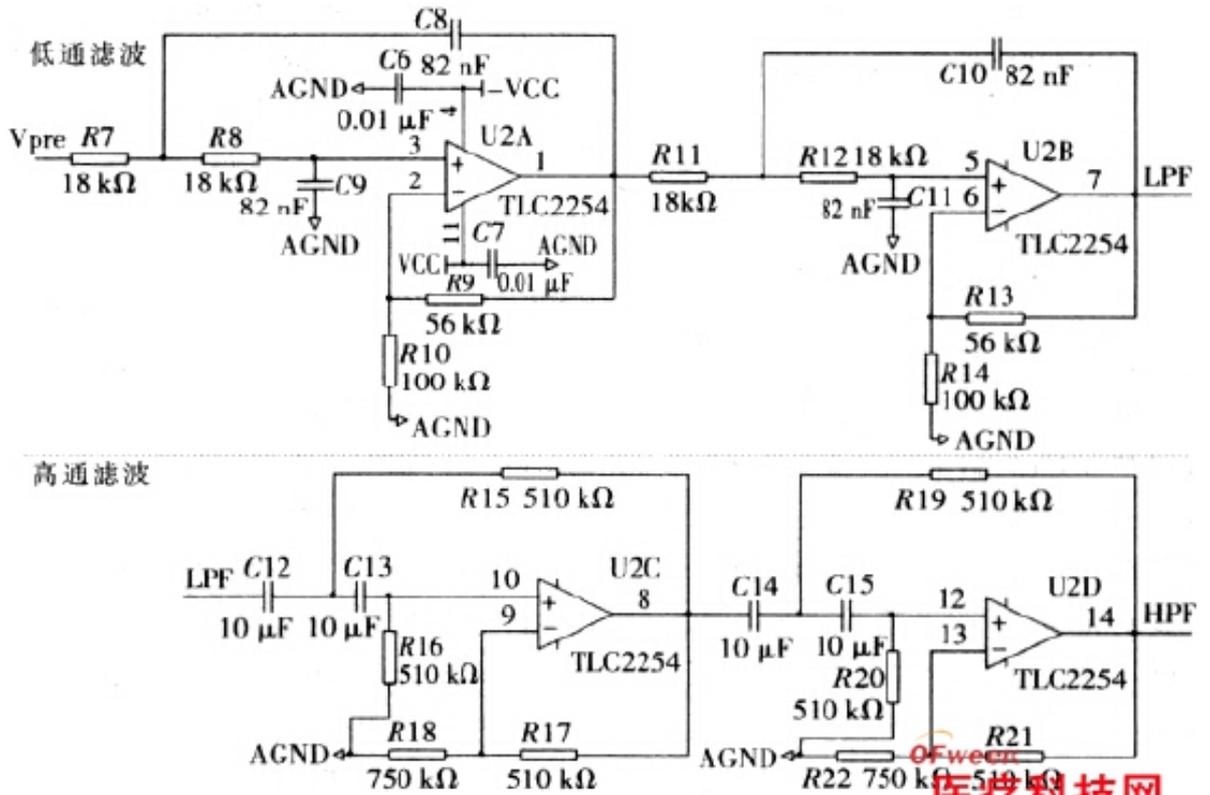


图 4 低通和高通滤波电路

在 EWB(Electronics Workbench) 软件中仿真分析低通和高通滤波器的幅频特性，图 5 是低通和高通滤波器幅频特性。从图中可以看出，带外衰减较为迅速(-80 dB/10 倍频程)。

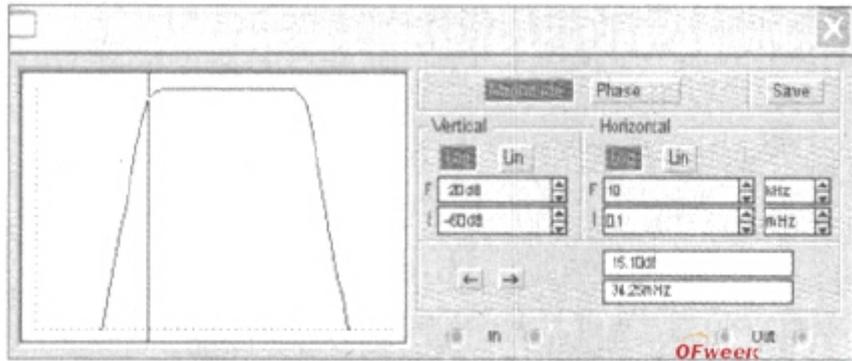


图 5 低通和高通滤波器幅频特性仿真结果

2.3 主放大器

主放电路图通过调整电位器的阻值 RP1 来设置整个心电放大电路的总增益，主放大器采用低功耗低噪声的运算放大器 TLC2254，如图 6 所示。

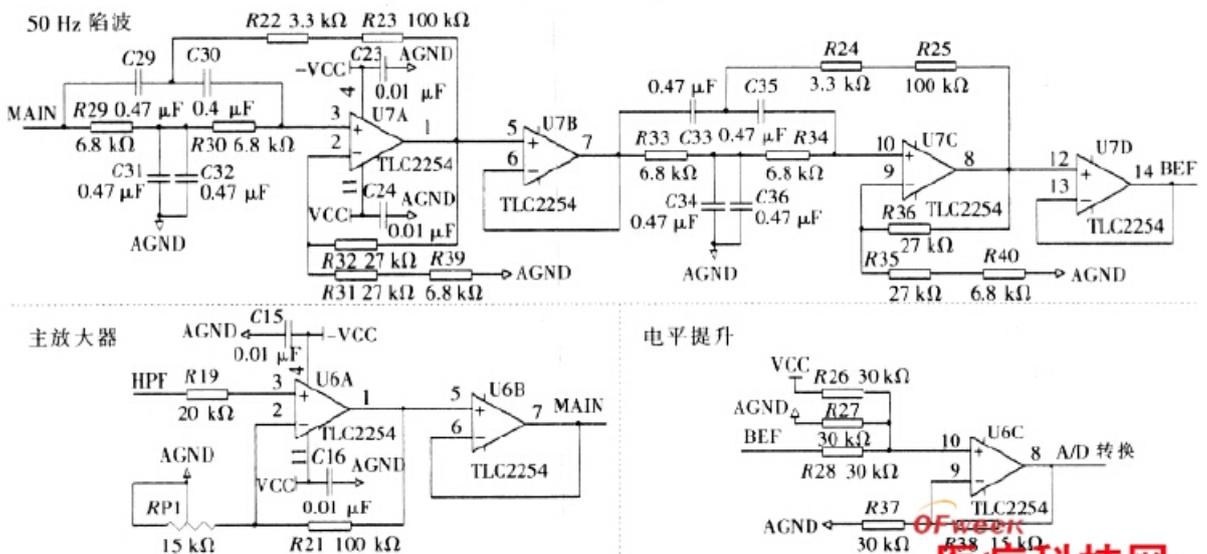


图 6 主放、50Hz 陷波及电平提升电路图

2.4 50 Hz 工频陷波

虽然前置放大电路对共模干扰具有较强的抑制作用，但部分工频干扰是以差模信号方式进入电路的，且频率处于心电信号的频带之内，加上电极和输入回路不稳定等因素，经过前面的前置放大，低、高通滤波和主放后，输出仍然存在较强的工频干扰，所以必须专门滤除。我们采用“双 T 带阻滤波”电路来滤除工频干扰，在设计中采用等容值的双电容并联来代替普通的单电容，使其在容值上更加匹配。50Hz 工频陷波电路如图 6 所示，放大器采用低功耗低噪声的运算放大器 TLC2254。

图 7 是 50 Hz 陷波器的幅频特性仿真结果。从幅频特性仿真图中可以清晰看出，阻带范围内的衰减为 20 dB，而在中心频率处(50 Hz) 达到 90 dB 以上。

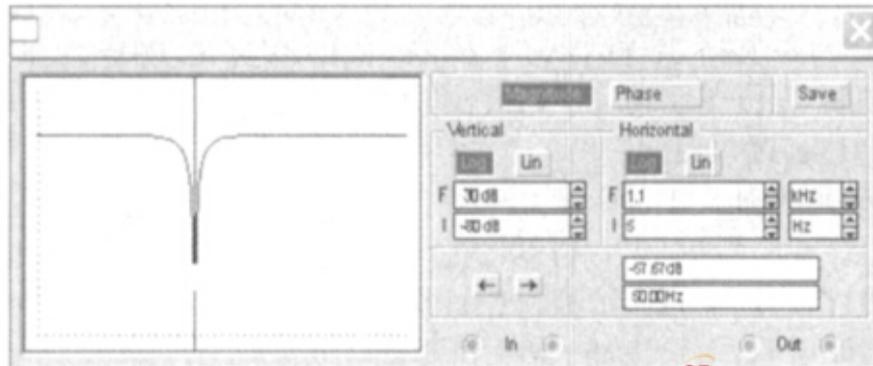


图 7 50 Hz 陷波器的幅频特性仿真结果

2.5 电平提升

经过陷波器后的心电信号是双极性，系统中的 A/D 芯片只能量化单极性信号，所以，必须设法把双极性信号转化为单极性信号。电平提升电路如图 6 所示。

3 结果分析

将上述设计方案在实验板上构造出来，用于心电信号检测系统，并进行测试试验。试验结果如下：

差模电压增益为 1 000，共模抑制比为 90 dB，输入阻抗大于 10 GΩ，通频带为 0.035~110 Hz。图 8 是从一名用户身上采集到并在 PC 上显示的一段心电图，可见心电信号清晰稳定，完全能够满足 ECG 监护要求。

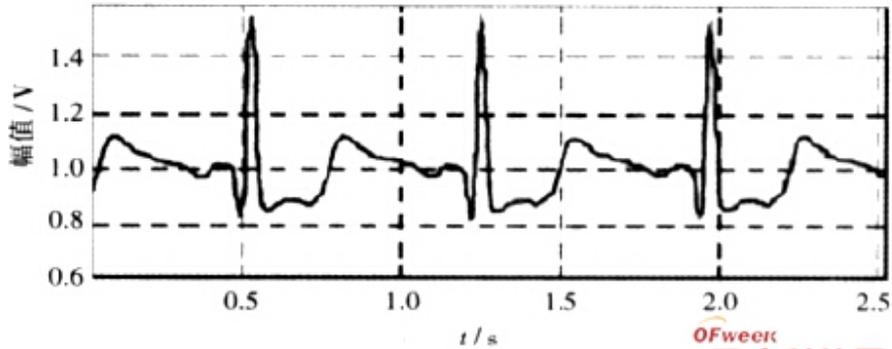


图 8 一段心电图

4 结束语

本研究根据人体心电信号的特点，设计出了放大电路，并对其进行分析和仿真，该放大电路在性能指标方面满足美国心脏协会(AHA)对心电监护仪的放大器的要求，对输入信号的波形可以实现低失真的输出，具有较好的放大性能。硬件测试结果表明，该放大电路满足实际要求，可应用于 ECG 监护仪当中。

本研究创新点：设计了一种便携式心电检测系统中的信号放大电路。系统具有高输入阻抗、高共模抑制比、低噪声、低温漂和高信噪比等优点，而且成本低、体积小、耗电少、携带方便。