

微功耗仪表放大器构成出色的输入放大器，其低功耗、小尺寸、整个频率范围内的高共模抑制比(CMMR)、轨到轨输入和输出等特性非常适合这种电池供电型应用。高性能微功耗仪表放大器可解决许多常见的人体皮肤电位(范围为0.2 mV至2 mV)测量难题。对于这种应用，最佳仪表放大器应当具有高CMMR以便抑制共模信号，例如手术室设备的线路噪声或高频EMI等。轨到轨输出特性提供宽动态范围，支持比典型仪表放大器更高的增益。此外，设计人员应当利用微功耗仪表放大器来实现自然RC滤波器；当放大器之前使用串联输入电阻时，该RC滤波器可以降低高频噪声。

在主信号链中，微功耗仪表放大器后接一个积分器反馈网络，利用4.7 μF电容和100 kΩ电阻实现，用以设置高通滤波器的-3 dB截止频率。它抑制电极的半电池超电势可能产生的差分直流失调。微功耗运算放大器提供13倍的额外增益以便放大弱信号。一个有源二阶低通贝塞尔滤波器消除约50 Hz以上的信号。

由于电路采用电池供电，因此将电路的基准电压连接到病人时，就能用作基准电压，从而提高共模抑制性能。这对于测量ECG信号很重要。注意，有些机器是从踏板获得电源，因此不使用隔离。

基准电压

本设计假设ECG信号范围为0.2 mV至2 mV。为防止信号被箝位并使ADC的动态范围最大(0 V至1.25 V)，设计中增加0.625 V偏置。如图2所示，电阻分压器和缓冲器产生0.625 V基准电压，它也用于偏置ECG信号(见图1)。

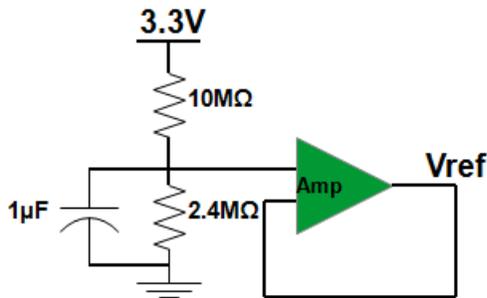


图2. 电阻分压器和缓冲器产生0.625 V基准电压

导联脱落检测

如果电极接触不良，HRM应提供警示信号。当电极脱离病人时，这些电阻与微功耗仪表放大器输入端的两个20 MΩ电阻(见图1)一起使输入发生偏移。正常工作时，微功耗仪表放大器的输出是基准电压；如果一个电极脱落，输出将变为0 V。图3所示为导联脱落检测电路，微功耗仪表放大器的输出端连接到检测电路的输入端。

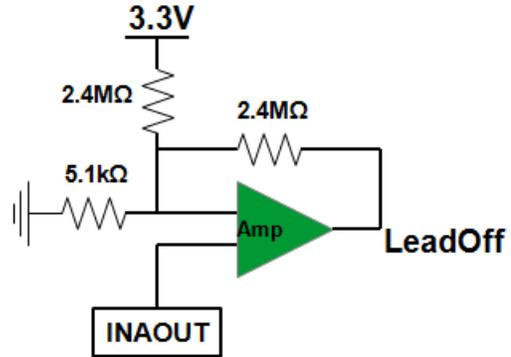
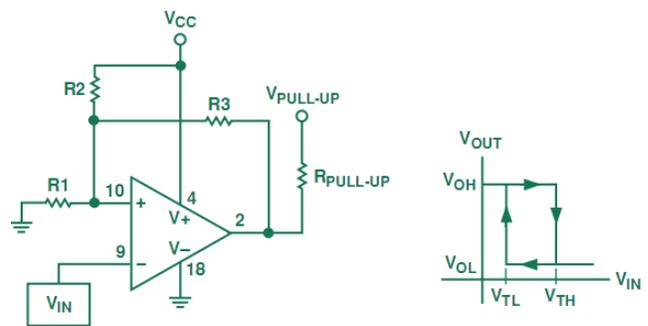


图3. 仪表放大器输出连接至导联脱落检测电路的输入端

事实上，导联脱落检测电路是一个比较器，迟滞利用一个放大器实现。用一个高增益比较器来确定输入电压是高于还是低于基准电压，并输出一个代表净差符号的电压。迟滞通过少量正反馈消除噪声导致的不稳定性。单电源供电时，需要偏移基准电压，使电路完全在第一象限工作。图4显示了实现方法。电阻分压器(R2和R1)产生一个正基准电压，用以与输入电压进行比较。图4中给出了设计直流阈值所用的公式。



SINGLE-SUPPLY INVERTING HYSTERESIS:

$$V_{TL} = (R1 \parallel R3) * V_{CC} / ((R1 \parallel R3) + R2) + (R1 \parallel R2) * V_{OL} / ((R1 \parallel R2) + R3)$$

$$V_{TH} = (R1 \parallel R3) * V_{CC} / ((R1 \parallel R3) + R2) + (R1 \parallel R2) * V_{OH} / ((R1 \parallel R2) + R3)$$

$$HYST = V_{TH} - V_{TL}$$

$$HYST = (R1 \parallel R2) * (V_{OH} - V_{OL}) / (R1 \parallel R2 + R3)$$

图4. 比较器在单电源条件下的工作原理

参考图3, $R_1 = 5.1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = 2.4 \text{ M}\Omega$, $V_{CC} = 3.3 \text{ V}$, $V_{OL} = 0 \text{ V}$, $V_{OH} = 3.3 \text{ V}$ 。我们用图4中的公式计算:

$$V_{TL} = 0.006983 \text{ V}$$

$$V_{TH} = 0.013966 \text{ V}$$

$$\text{迟滞} = V_{TH} - V_{TL} = 0.006983 \text{ V}$$

正常工作时, 微功耗仪表放大器的输出应是 V_{REF} ; 如果导联脱落, 比较器的输出将变为 0 V 。当比较器的输出上升到 3.3 V 时, 微功耗仪表放大器的输出也是 0 V 。根据微控制器的中断模式不同, 上升沿或高电平可以触发微控制器的中断。当导联再次接上时, 比较器的输出降至 0 V , 下降沿或低电平可以触发中断。

微型转换器中的信号处理

图5显示了HRM的模拟输出。我们可以看到从 220 V 电力线耦合而来的 50 Hz 噪声。采集到的信号可以通过微型转换器中的数字陷波滤波器处理。为此, 我们根据 200 Hz 的采样频率, 设计了一个二阶FIR滤波器。陷波滤波器采用极点零点放置方法, 用于抑制 50 Hz 干扰。



图5. 监护仪模拟输出端显示出从电力线耦合而来的噪声

```
//Sample Rate = 200
//Attenuate 50Hz Noise,2 order
//For Pole/Zero Plot and Magnitude Response, refer to Notch50Hz_ZeroandPole.fda
int NortchFilter(int data)
{
    static int x[6],n=2;
    int y0;
    x[n]=x[n+3]=data;
    y0=x[n]+x[n+2];
    if(--n<0)
        n=2;
    y0>>=1;
    return(y0);
}
```

图7. 陷波滤波器的C代码

MATLAB提供的FDATool工具(如图6所示)用于设计陷波滤波器。在极点零点图中, 将两个零点处于 $\pm\pi/2$ 相位。对于 200 Hz 采样速率, 50 Hz 成分将被消除。

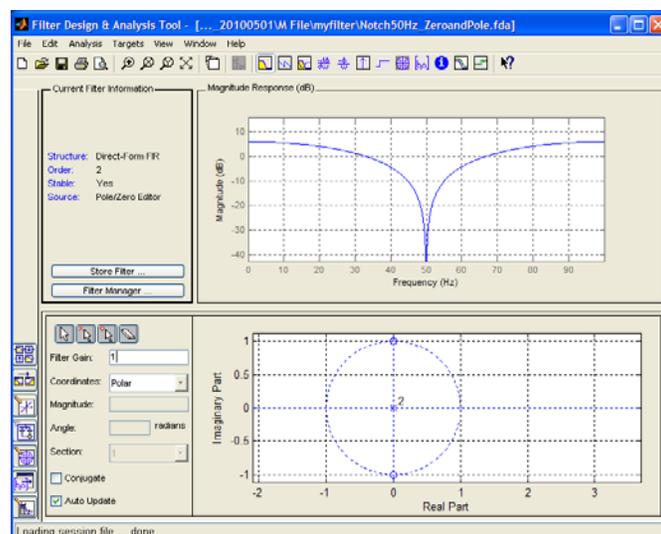


图6. 数字陷波滤波器旨在消除噪声
(运用来自MATLAB的FDATool工具)

零点处于单位圆中—FIR的系数为整数—因此微型转换器的计算负担大为减轻。传递函数为:

$$H(z) = 1 + z^2$$

可以将该传递函数转换为可编程递归算法,

$$y[n] = x[n] + x[n-2]$$

其中:

n 表示当前值

$n-1$ 表示前一时刻的值, 依此类推。

根据系数, C代码如图7所示。

图8所示为数字陷波滤波器之后的ECG波形。 50 Hz 噪声已被消除。

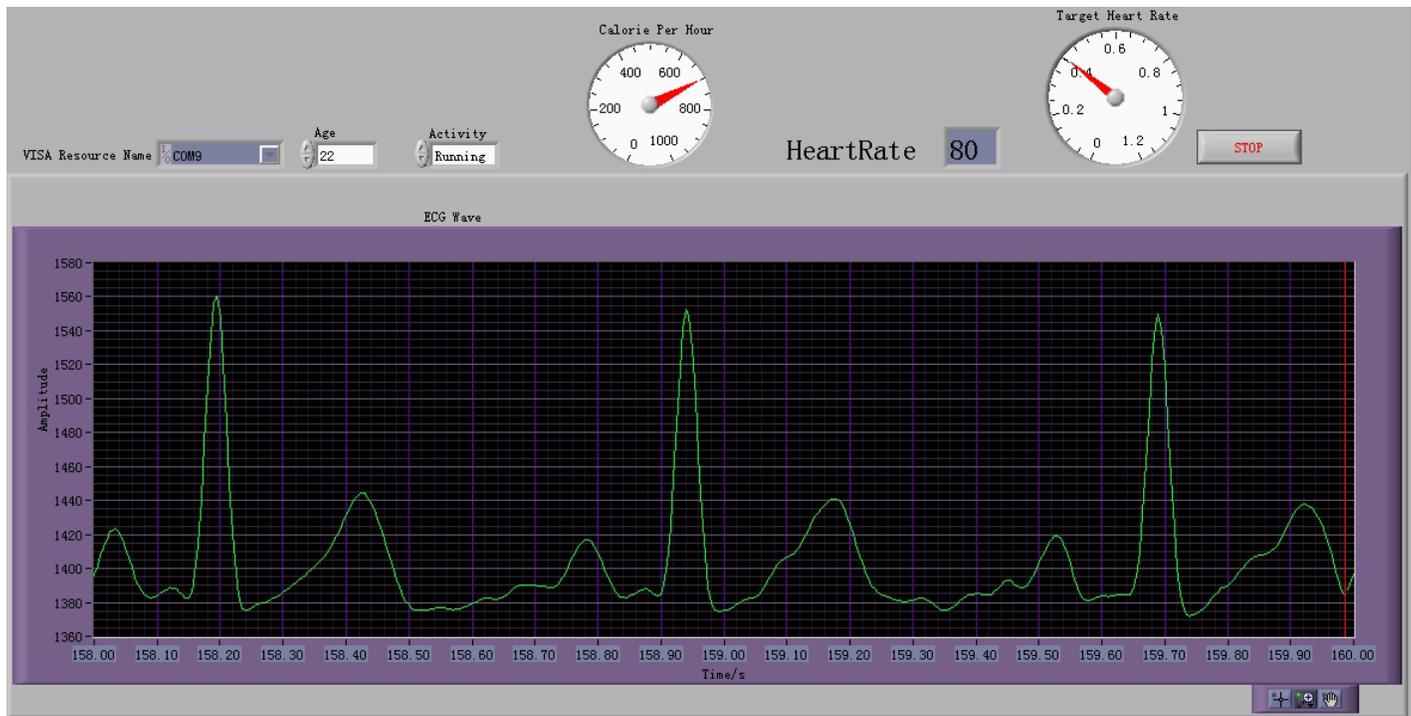


图8. PC上显示的ECG波形(减去噪声)

表1. 试验结果符合容许读取误差标准

MPS450心率(bpm)	30	40	60	80	100	120	140	160	180	200
计算值(bpm)	30	40	60	80	100	120	140	160	180	198
读取误差(bpm)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2
读取误差(%)	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1%

心率计算的精度

根据“心脏监护仪、心率仪和警报系统”标准ANSI/AAMI EC13:2002，容许的心率仪最小范围应为30 bpm至200 bpm，容许的读数误差“不得大于输入速率的 $\pm 10\%$ 或 ± 5 bpm，以较大者为准。”

该HRM设计利用Fluke MPS450多参数ECG仿真器以不同心率在HRM板的输入端产生ECG信号。微型转换器对电路板的输出进行采样并计算心率值，然后传输至PC显示出来。

功耗

HRM设计采用锂电池或纽扣电池供电，以便可以长时间用在便携应用中，例如运动监护。应保证模拟前端能够采用1.8 V到5 V的电压工作。

采用3.3 V电源时，模拟前端板的功耗为 $300 \mu\text{A}$ ，微型转换器的功耗为 $330 \mu\text{A}$ (使用1 MHz系统内部时钟)。HRM的总功耗为 $660 \mu\text{A}$ 。假设纽扣电池容量为50 mA，则可确保工作约75小时—对便携式监护仪来说，这一续航时间已经非常了不起—这在很大程度上要归功于低功耗IC。

参考文献

[AD8236](#), 40 μ A微功耗、零交越失真仪表放大器, ADI公司, 2009年。

ANSI/AAMI EC13:2002, “心脏监护仪、心率仪和警报系统”, (美国)医疗器械促进协会。

Jon Firth和Paul Errico, 符合ECG系统要求的低功耗、低电压IC选择, 《模拟对话》, 第29卷第3期, 1995年。

Reza Moghimi, 通过迟滞根除比较器的不稳定性, 《模拟对话》, 第34卷第7期, 2000年。

Steve Sockolov, 超低电压、微功耗放大器($V_s < 3\text{ V}$, $I_{SY} < 500\ \mu\text{A}$)—的选择与使用。《模拟对话》, 第29卷第3期, 1995年。

资源

本文提到的产品

产品	描述
AD8236	低功耗、零交越失真仪表放大器
AD8619	低成本、低功耗、低噪声CMOS RRIO四通道运算放大器

作者简介

David Guo是ADI公司精密信号调理部门的一名应用工程师。他负责集成放大器产品, 比如本文中提到的微功耗仪表放大器[AD8236](#)。联系方式: david.guo@analog.com