应用札记
ANC202501001

心电导联和信号拾取及调理电路设计

通信作者：成红玉
校阅：谭磊 姚若亚

圣邦微电子（北京）股份有限公司

2025 年 1 月 14 日

商标

SGMICRO 是圣邦微电子（北京）股份有限公司的商标。本文档中的所有商标均为其各自所有者的财产。

© 2025 圣邦微电子（北京）股份有限公司 版权所有。
未经 SGMICRO 事先书面许可，任何单位或个人不得摘抄、复制或改编本文档的部分或全部内容。
欲了解更多关于 SGMICRO 的信息，请访问网站 www.sg-micro.com。

摘要

本文以 10 电极配置及简化版导联应用的信号采集为例，介绍了无共地信号的采集系统的设计。聚焦于关键工程参数的优化选择，包括确保足够的最小差分信号幅度和限制最大极化电压，同时满足噪声抑制、宽动态范围、高分辨率和快速采样的需求。该设计充分考虑了环境电磁兼容性，确保在复杂环境中仍能可靠工作。通过采用差分拾取技术和浮地隔离，有效提高了信号的信噪比。文章详细探讨了标准 12 导联及其电气等效模型，并引入了自举驱动电路以增强信号传输质量。

信号拾取及调理是各种微弱信号的采集处理的关键环节，其引入信号源参考中心点的概念，用于提高信号质量。经调理后的信号再作为后续系统的参考点，避免了不同阶段的相互干扰，保证了整个系统的高精度和可靠性。

目录

1 引言 2
2 工程参数的选取 2
2.1 最小差分信号幅度和最大极化电压 2
2.2 噪声、动态范围、分辨率和采样时间 3
2.3 环境电磁兼容 5
3 信号的差分拾取和浮地隔离的效果 6
4 标准 12 导联及 Wilson 网络的电气等效 7
4.1 心电导联典型连接方案 7
4.2 自举驱动电路的作用 8
4.3 心电导联电气模型 9
4.4 Wilson 网络电气模型 10
4.5 心电导联设计电路 11
5 电极输入和输出电路 11
6 参考资料 12

1 引言

心电导联是经过多年临床经验形成的，记录心电图（ECG）时电极在人体上放置的位置以及电极与放大器的连接方式。导联设计的原则包括两个方面，其一是导联需要能充分有效地反映心电的活动并方便临床使用，其二是遵守既定经验标准、以保证临床经验数据的继承。

自从 1903 年心电图设备发明至今，有大量的导联被实验和临床应用。目前被广泛使用和认可的是 10 个电极的国际标准 12 导联体系，以及一些随检（HOLTER）和救护应用的少极数导联体系。本文所介绍的信号拾取和调理电路的假想目标是开发一款单片心电信号前处理器，该单芯片处理器可以支持 10 电极及经裁剪后支持 10 极以下导联应用。该电路拾取信号，经过浮地处理、放大和滤波后接入 Wilson 获得心电信号的公共点（对称中心），以此中心点为参考点获得一组导联信号；导联信号进一步经开关连接到复用的主放大器，再接入直流对消电路和量化 ADC，完成心电检测功能。

信号拾取和调理电路以获得最佳信噪比为目标。完整的设计包括在恶劣电磁条件下可用性保证，例如车辆内部、工业现场环境，以及配合有人工起搏干扰、呼吸检测干扰、复苏和除颤干扰的不利条件下可用。

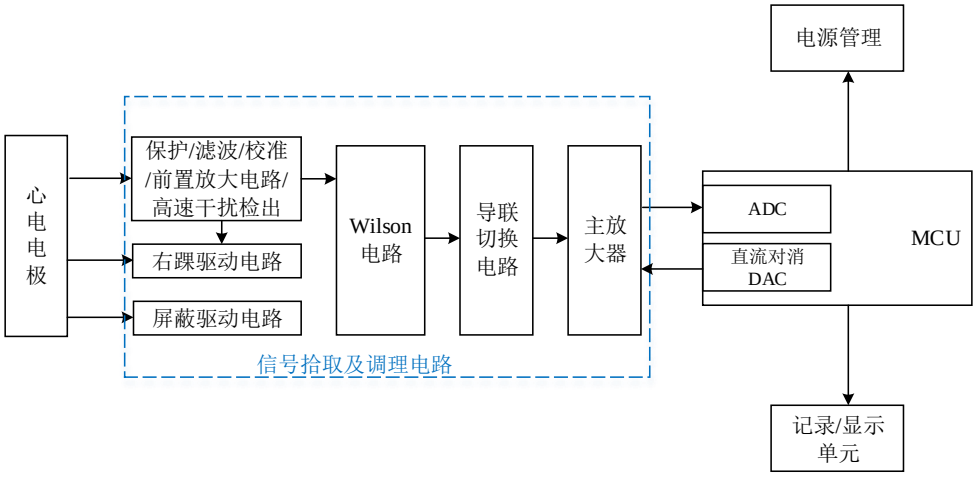


图 1 心电图机结构框图

2 工程参数的选取

工程参数选取要考虑应用需求、标准、惯例和设计的竞争例。对于心电检测这样有上百年历史的应用，惯例和竞争要求可以明确大部分工程参数，如信号强度、极化电压范围和电源漏电等。

2.1 最小差分信号幅度和最大极化电压

依据参考产品[1]的标称参数特性，最小差分信号幅度为 5mVpp，最大极化电压为±400mV；这两个数值反映了应用实际需要，适合作为典型条件，并在此条件下给出其它工程参数。为了满足电磁兼容要求，实际可测量的信号幅度范围会超出这个值，尚需要综合抗电磁干扰的要求确定。

[1] FX-3010 全自动心电图机：定标电压（1±5%）mV；记录时标误差±3%；共模抑制比 103dB；输入回路电流 50nA；频率响应 0.05Hz~150Hz（-3dB 带宽）；耐极化电压不小于±400mV；输入噪声 20μVpp；时间常数 3.2s~3.8s。

2.2 噪声、动态范围、分辨率和采样时间

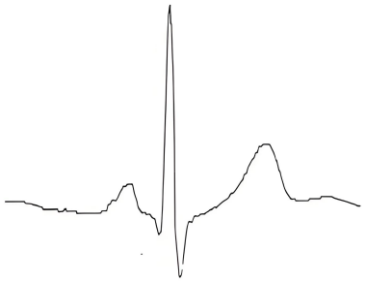


图 2 波形变化最为剧烈的心电信号 II

参考图 2，从识别和计算心电信号波形轮廓和时间参数的角度出发，在心电信号波形范围内对幅度分辨率<1/50 即可[1]。若不借助样条拟合技术平滑打印，而利用热敏打印产品参数，则波形范围内的分辨率<1/256。由于 5mVpp 心电信号是叠加在范围达±400mV 的极化电势上的，更高分辨率的产品中利用高位长 ADC 的动态范围来接收包括极化电压在内的信号。扣除掉极化电压后，真正反映波形变化的部分仍然只是具有<1/256 的分辨率。等效输入噪声和心电信号的幅度范围从另一角度提供了分辨率的工程设计依据。参考产品提供的等效输入噪声电压幅度为 10μVpp~20μVpp，这相当于 5mVpp 心电信号的 1/500~1/250；以至少保有 50 个量化台阶为条件，如果对 5mVpp 典型信号幅度采用 1/500 分辨率量化，可以有效采集到幅度仅为典型信号幅度的 1/10 的心电波形。按照 150Hz 的 3dB 带宽将这个噪声换算到噪声密度后约为 400nV/$\sqrt{Hz}$~800nV/$\sqrt{Hz}$。与 CMOS 运算放大器 10nV/$\sqrt{Hz}$~100nV/$\sqrt{Hz}$的常见参数比较，20μV 带内输入等效噪声可简单实现：可以选用此值作为包括 ADC 和 DAC 的、全系统级联后的噪声指标。至此可以得出两个工程参数，即典型幅度 5mVpp 信号的<1/500 的分辨率要求和保持对波形解析精度<1/50 时的最小心电信号幅度 1mVpp。（HOLTER 和心电听诊仪的信号幅度尚不确定。）

上述 5mVpp 典型信号是叠加在±400mV 极化电压上的。如果采用 DAC[2]的输出对消这部分电压，则 DAC 在该电压范围内可调输出。对于一份分析计算的波形样本，如果 DAC 输出保持不变，则对波形范围内的量化性能仅由 ADC 的特性确定。这样设计可以免去或者简化对 DAC 输出步长和 ADC 输出步长的关联校准。在此情况下，需要 DAC 输出变化一个步长时，信号可以保持在 ADC 的量化范围内，即 DAC 的一个步长的变化不能超过 ADC 量化范围的一半。如果 DAC 的步长是 ADC 量化范围的 1/n，组合后在整个可以量化的范围内的等效分辨率为 ADC 分辨率与 DAC 分辨率乘积的 n 倍。一个心电峰/谷波形片段的持续时间可以作为 DAC 输出需要保持不变的最短时间。在这个时间之内，ADC 需要量化的信号幅度包括 5mVpp 的心电信号、信号频带内的干扰和极化电压的变化。其中工频电磁干扰所占的幅度最大，因此 ADC 量化范围的工程参数由下面环境电磁兼容工程参数决定，即 20mVpp，合 2000:1 的量化范围，相当于 11 位 ADC。

ADC 的微分非线性误差反映为对心电波形的平滑程度。微分非线性的影响在信号变得很弱，只能覆盖部分量化区域时最为严重。当信号只占有最低需要的 50 个量化台阶时，仍然以 1/50 的一半作为微分非线性的要求，相当于要求微分非线性为 1/2LSB 的工程指标。参考 SGMICRO 的产品资料，

[2] 直流对消 DAC 推荐使用本公司的 SGM5353-16。

12 位 SAR 结构的 ADC[3]可以保证 1LSB 的微分非线性误差。

参考产品的 3dB 模拟带宽均为 0.05Hz~150Hz 到 0.05Hz~170Hz，采样速率为 250sps~1ksps。即使是考虑分时复用，这些速度对于 SAR 结构的 ADC 都不是问题。从电磁兼容的要求出发，准确快速地测量叠加在信号中的工频干扰需要更高的采样速率。从测量工频及其靠近模拟通带内的 3 次谐波的角度出发（工频 60Hz×倍频次数 3×采样点数 6），对单个通道的测量采样率的工程指标需要>1280sps，以及可调整采样速率（以减小截断误差）。

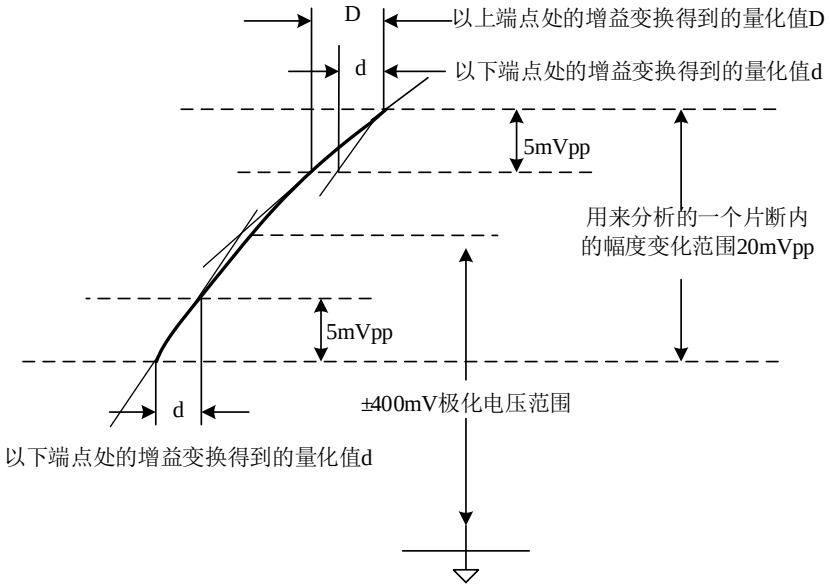


图 3 局部积分非线性及其影响的示意

从输入到量化为数字通道上的放大器和 ADC 变换器共同造成积分非线性。参考图 3，由于±400mV 范围内的极化电压在测量一个波形片断时保持稳定，实际信号的变化范围只是标准条件下的 5mVpp 信号和 15mVpp 的最大工频干扰。只有这部分变化通过非线性产生寄生信号，因此只需要考核±400mV 范围内任何一个 20mVpp 区间内的积分非线性即可。由于积分非线性导致的偏差不是很大，可以只采用 2 次方项分析。该 2 次方项的系数即 INL 导致的偏差系数。记该系数为 PPinl、工频干扰的幅度为 Vac、心电信号的幅度为 Vc，则寄生信号中不能仅通过工频及其倍频加以区别的部分与心电信号幅度的比为：PPinl*（1+2Vac/Vc）[4]。扣除掉微分非线性分配的 1/50、最低波形解析的 1/2 和为工频干扰预留的 1/4，以 15mVpp 工频干扰幅度计算得到工程指标最大允许的 PPinl<1/6200。以标准条件下 1/500 的解析要求和最差 1/50 的解析要求计，折合为 40 个和 0.4 个解析分度的偏差。

对于 DAC 部分的要求，包括其心电信号带内的输出噪声、分辨率和配合 ADC 作量化位置平移时的位移量精度。由于只要保证 DAC 的量化精度为 ADC 量化范围的一半以下即可，相当于在±400mV 内提供步长为 20mV 的分辨率，即 1/40，这是一个相当宽松的要求（相当于 6 位 DAC）。噪

[3] 12 位 SAR ADC 推荐使用本公司的 SGM5200。

[4] 仅保留二次项时，对于信号 X，其非线性表达为 X*(DX+d)，以 X=Vac+Vc 代入上式，并计算相对于 Vc 的变化为相对偏差：$\frac{[D(V_{ac}+V_c)+d](V_{ac}+V_c)-dV_c}{V_c}=\frac{D(V_{ac}^2+2V_{ac}V_c+V_c^2)+dV_{ac}}{V_c}$，消除可以用滤波去掉的 Vac 和 Vac^2，以及信号本身，可得：$D(2V_{ac}+V_c)$，其与心电信号幅度的比为：$\frac{D(2V_{ac}+V_c)}{V_c}=D(\frac{2V_{ac}}{V_c}+1)$。

声指标可以只考核系统级联后的总指标为 20μV。当极化电压出现突变时，至少会影响 1 个心电波形的识别。这对于 DAC 来讲是一个相当长的时间。DAC 输出稳定时间的要求仅由内部复用设计决定。

2.3 环境电磁兼容

心电图机作为低频低功率仪器，其干扰和抗损设计容易实现。工程参数设计的主要挑战是强电磁干扰下与复苏、除颤设备配合使用时的可用性，以及满足电源对人体漏电的要求。工程设计需要包括耐受 5kV-360J-10s×10ms/1s 除颤间歇脉冲[2]对导联电极的意外短接和经由导联通路向后端电路的漏电。参考 UL544 和 UL2601-1，可以选择在 5kV 压差时漏电<300μA 的安全值[3]。其它需要耐受的条件，例如 ESD 和电源漏电等，都低于这个情况下的要求。

可用性分为保持典型参数和部分放宽要求而保持主要功能最低性能的可用两种情况。除颤期间的可用指在脉冲结束后能保持以前的测量数据和快速地恢复测量。参考除颤分析设备的指标，选择 10ms 作为完全恢复典型特性的最长时间。包括除颤脉冲的持续时间，除颤脉冲引起的测量间歇不得大于 20ms。

没有特定标准规定心电图或其它医疗电子设备需要耐受何种级别的恶劣电磁环境[4][5]。以耦合方式感应电磁干扰时，有与线形长度有关的电场感应方式和以围线面积有关的磁场感应方式。对于低频和较小的线性长度，电场感应远低于磁场感应。50/60Hz 工频在心电测量的带宽内影响最大，而其它干扰条件要么可由信号通路中的滤波器限制，要么并不持续存在；因此可以只参考工频干扰的标准提出抗干扰工程参数。根据《GB/T 17626.8 电磁兼容 试验和测量技术 工频磁场抗扰度试验》（等同于 IEC 61000-4-8），等效典型恶劣工业环境的实验用工频磁场强度为 100Arsm/m。对于一个与之紧耦合的开路环，每平方米围线面积感应的电压对 50Hz 和 60Hz 工频约为 6.5mVrsm/18mVpp 和 8.3mVrsm/24mVpp。最不利的条件下，这个电压直接与心电差分信号叠加。考虑导联电极围线的面积一般不会>1m^2，以及测试设备的耦合情况[6]，选取直接与 5mVpp 心电信号叠加 15mVpp 工频作为等效于恶劣工业环境的 100Arsm/m 测试。此时相当于有 2/3 的测试磁通耦合入信号环路。

叠加 15mVpp 工频信号后，信号的变化部分将达到 20mVpp。保持可用性指在稳定工频干扰条件下允许降低对心电信号部分的分辨率到最差解析要求，即 1/50。由于微分非线性和区间的积分非线性已经占掉了 1/50 允差的 3/4，分配给工频干扰的工程参数只有标准心电信号幅度 5mVpp 的 1/200。当工频干扰出现跳变时，需要参照和合并考虑对极化电压变化的响应满足总建立时间要求<0.5s。

3 信号的差分拾取和浮地隔离的效果

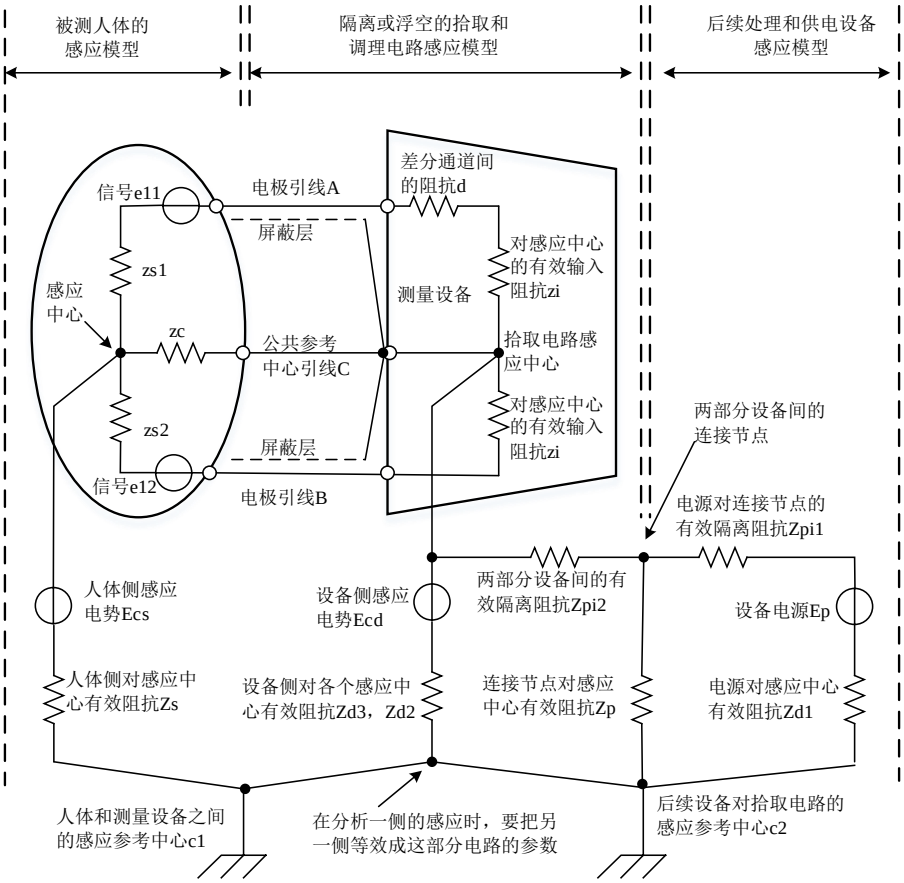


图 4 差分信号拾取和感应分析的简化示意

参考图 4，这是一个典型的差分信号拾取连接和信号调理方案。注意，这个连接与心电测量的实际连接并不一致。该图实际上表达了两个独立的干扰感应环路，即图中分别具有感应参考中心的两个部分。

图中左侧环路以感应电流的形式，被 zc 分流后进入差分输入端，经阻抗差 d 转化为差分电压。很显然，较高的环路阻抗有利于减少转化为差分输入的信号。人体侧的接地条件不受设计控制，从设计保证的角度出发需要考虑 Zs 为零时对 Zd 的要求。参考在环境电磁兼容部分的分析，即使在围线面积达 1m^2 时，感应电压也仅为 24mVpp。这个值远低于来自电源的可能最大干扰，可以不予考虑。

右侧环路的最大干扰感应发生在后续处理设备没有接地的情况下。参考图 5，主要由 Cd 决定 Zpi1。按最宽松的 IEC601-1 规定[3]，Zpi1 要求>250kΩ。假定 zc 不会超过 1kΩ[7][8]，zi 为 5MΩ 并带有+25%的偏差，2 路脉冲变压器可提供 25MΩ 隔离阻抗[9]，同时忽略掉 Zd2，Zd3 和 Zp 的分压作用，195Vpp 转化为 0.4mV 的差分电压。这个值远低于允许的差模干扰，所以简单地选用 5MΩ+25%作 zi 的工程指标，25MΩ 作为 Zpi2 的工程指标。选用 25MΩ 作为 Zpi2，同时也满足 5kV 时漏电＜300μA 的要求。

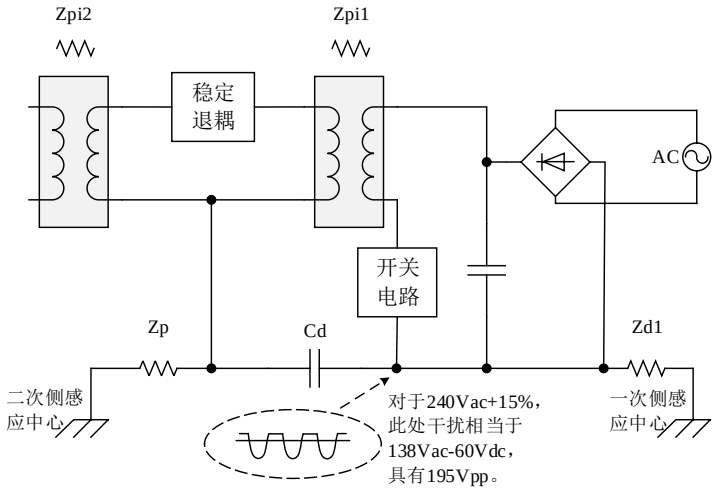


图 5 电源侧干扰分析简图

4 标准 12 导联及 Wilson 网络的电气等效

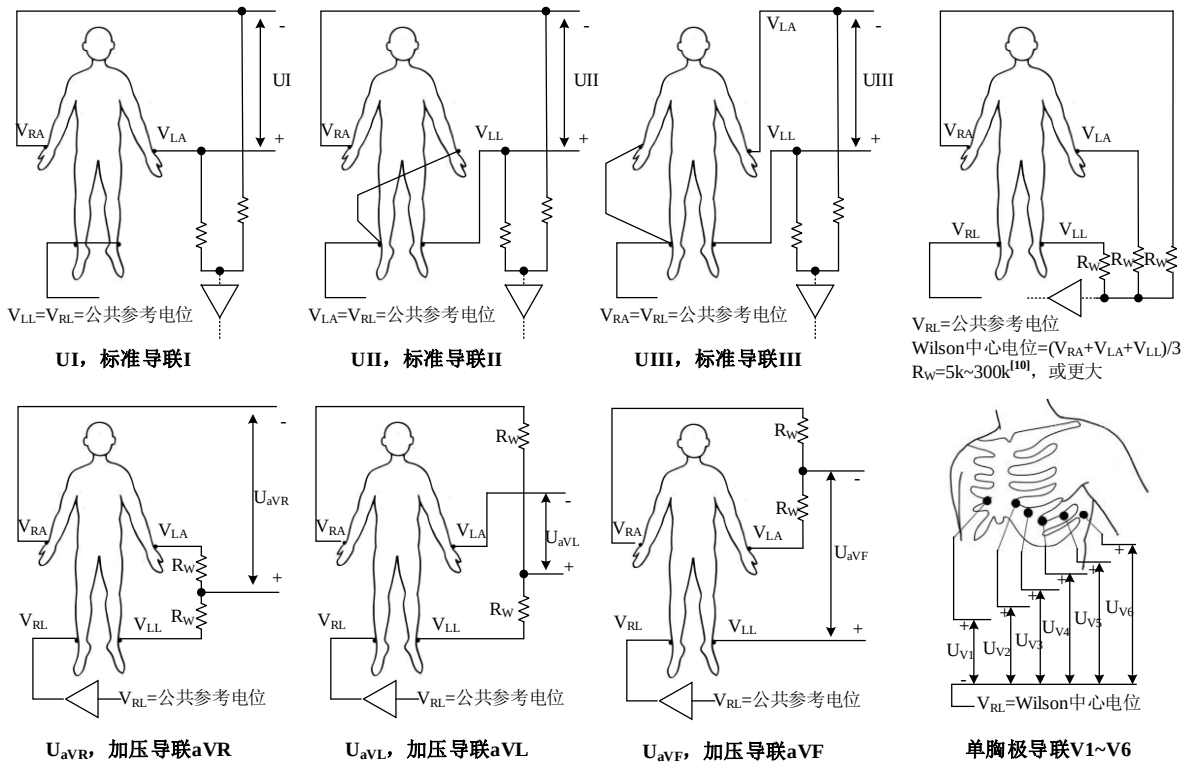


图 6 国际标准 12 导联以及 Wilson 中心电位

图 6 是标准 12 导联的电极连接方式[10]。其中右踝电极由测量电路的公共参考电位，或信号的电位中值，或 Wilson 中心电位驱动。如前所述，右踝并不是符合图 4 中所示中心点的理想位置，实际电路也与图 4 的电气连接不同。

4.1 心电导联典型连接方案

图 7(a)是心电测量的典型连接方案；其中 zc 通过右踝电极连接并与测量电路的浮地参考电位相连。其中增益 Ga=1 的放大器对屏蔽层作等电位驱动，并保证屏蔽效果与 zic 和 Zp 的值无关。增益

Gb=0.5 的放大器对测量电路作自举驱动，使测量电路的浮地参考电位跟踪右踝电位，而不受 Zp 值的影响。

当 Zp 很大时，即使不需要自举电路，内阻为 zc 的右踝电极也足以驱动测量电路的浮地参考电位；这个情况下可以省略图中增益 Gb=0.5 的放大器。图 7(b)为 Zp 比 zc 大很多时对图 7(a)电路简化的结果。图 7(a)电路中 zic 的作用是使电路的输入部分进一步分离，提高输入端共模部分，在浮地参考电位、输入部分中心电位之间提供隔离。图 7(b)电路中把 zic 分解成 zic0 和 zic1 两个部分，用于后面负载效果的分析。其实际设计取值以及 X1 放大器的用途与 Wilson 中点网络的接法和保护电路设计相关，将在后面做设计讨论。

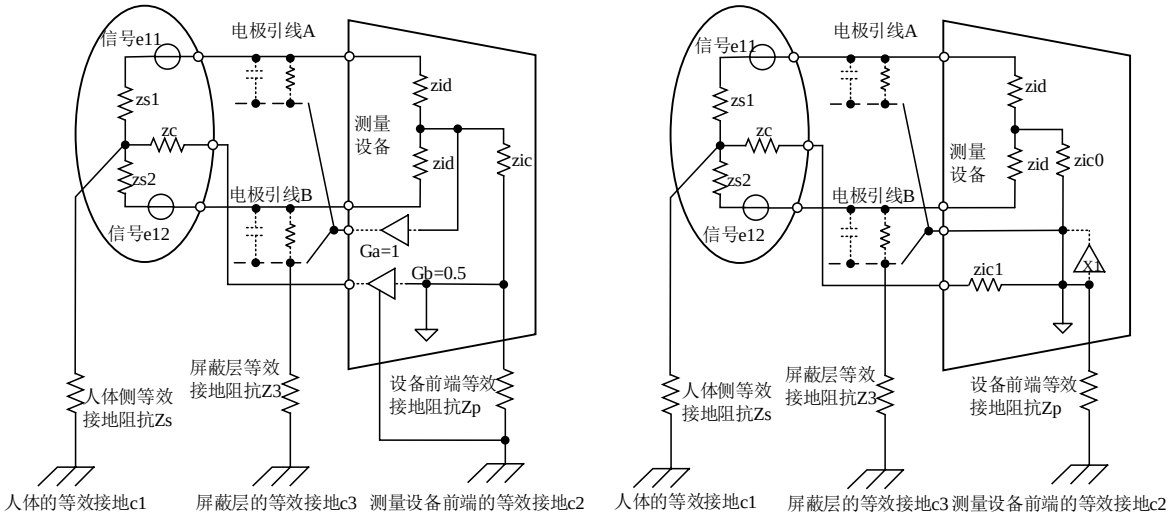


图 7 典型的心电导联连接示意及其一种简化实现

单片方案配合合适的隔离方案使 Zp>25MΩ，特别有利于实现图 7(b)所示意的简化。这种简化也使得测量电路的动态范围要求和电源分组减少。该单片方案即采用这个简化电路。这个简化电路通过外接 2 个放大器仍可以完整实现图 7(a)电路。

4.2 自举驱动电路的作用

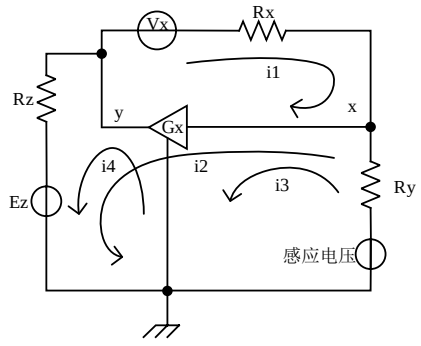


图 8 自举驱动电路的作用

图 8 用来进一步说明自举电路的作用。自举电路把右边的电阻 Ry 上端的电压强制加在了左边的电阻 Rz 上端，并通过 y 对地的低阻通道使 Ez 不再影响电路的其它部分。与把 y 点和 x 点直接短接的电路比较，由于 Gx 的作用使 i1、i2 和 i3 很小，右边电路的电流平衡得以保持。此时 i4 的电流是

由 Gx 的电源提供的，并非通过 x 点提供。x 点与测量设备的第一层电源有连接，自举电路使 x 和 y 之间成为间接连接，提高了安全性。

4.3 心电导联电气模型

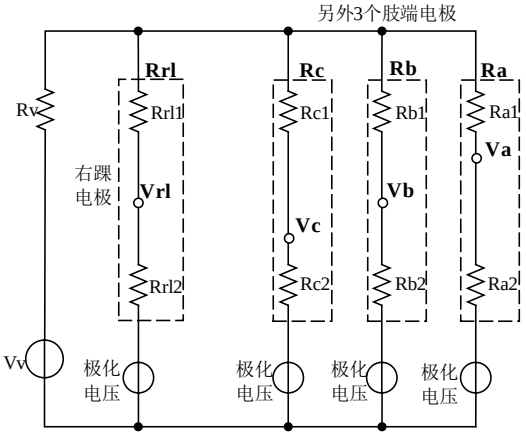
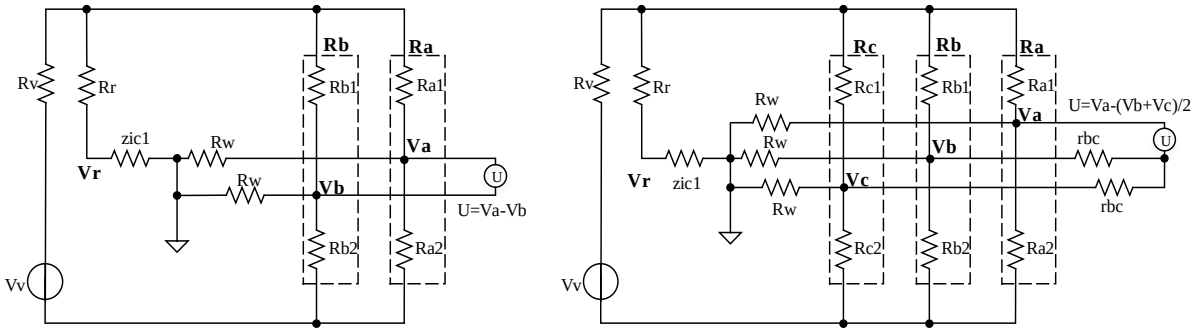


图 9 心电偶极子与肢端电极电气模型

图 9 是与心电测量有关的电气模型。其原理是把心电看作是在体腔内具有内阻 Rv 的电压偶极子 Vv，这个偶极子的位置和源内阻随着心肌的有序收缩不断变化。其电压经过路径上的人体组织产生分压作用，在导联电极处看到不同的分压。心电信号即这些点之间分压的压差。在每个时刻除了偶极子电压幅度不同外，图中的所有等效电阻的阻值也不同。



(a) 标准导联　　(b) 加压导联

图 10 标准导联和加压导联的电气等效

图 10(a)和(b)分别为按图 7 简化后的标准导联和加压导联的电气等效。图中 zic1 与图 7 中的同名电阻为同一电阻（或起同样作用）。图 10(a)中 Rr 为右踝和在 I、II、III 导联时与右踝电极连接的那个肢端合在一起的等效，Ra 和 Rb 即另外两个肢端的等效。图 10(b)中 Rr 仅为右踝的等效，Ra、Rb 和 Rc 为另外的 3 个肢端。图 10(a)中采用了两个 Rw 作为符号，只是因为恰恰可以利用 Wilson 中心点网络的这两个电阻，其阻值与 Wilson 中心点网络无关。图 10(b)中 rbc 两个等值的电阻，也与 Wilson 中心点网络无关。

4.4 Wilson 网络电气模型

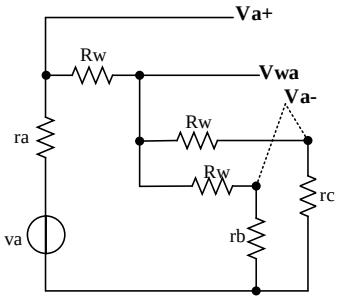


图 11 Wilson 网络电气简图

参考图 6，导联 I、导联 II 和导联 III 中的两个电阻和 Wilson 中点网络电阻 Rw 与测量电路共模输入阻抗有关，也与输入信号的共模中心点的产生有关；当采用的电阻值较低时，其作为各肢体心电信号的负载效果对中心点电位的形成有一定影响。图 11 是 Wilson 网络的电气简图。当 Rw 比肢端电极的等效电阻大很多时，Wilson 中心点的电位为（Va+Vb+Vc）/3。较小的 Rw 的影响包括由于分压作用使 Va+和 Va-间的差分信号幅度下降到约 1.5Rw/（1.5Rw+ra+rb||rc）；同时当 Rw 加入到分压电阻串中之后，影响了 ra、rb 和 rc 中时变部分占电阻串总值的比例，然后通过影响分压比影响输出波形。由于 ra、rb 和 rc 中任何两个之和的测量值[8]<1kΩ，从位置关系出发，假定 ra、rb 和 rc 最大时变范围按 20%计算，则时变部分<0.2kΩ。以此进行估值，当 Rw 在 5k~∞范围内变化时引起差分信号分压比的估计变化为 2.4%。

Wilson 网络选择较大阻值则可以不再需要图 7、图 10(a)和(b)中的 zic1；同时，由于 Wilson 网络是包括在测量设备侧的，高的 Rw 使有效的 zi 值提高，进而减少电极接触电阻引起的误差和有利于保护电路设计。如果把 Wilson 中心点网络放置在高阻输入放大器输出端，则既可以减小负载效果又可以方便 Rw 和 rbc 取较低值。但是当这些电阻取值较大时则很容易受到外部干扰，例如潮湿和浮尘等。可以通过把这些电阻放置到放大器之后的方法来达到既保持对电极的高负载，又保持稳定的电压分配关系。

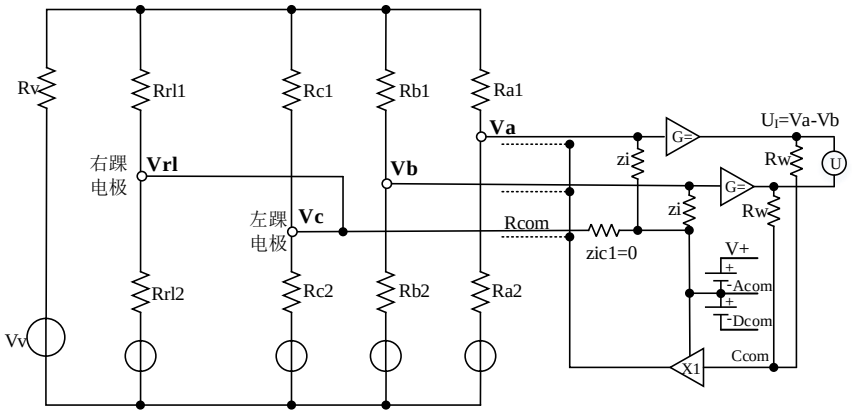


图 12 放大后分压的导联连接电路

图 12 是以 I 导联为例的后分压的电路。其中 Ccom 为 Va、Vb 的中值。Acom 是放大器的电源公共端，与参考电极 Rcom 连接。图 12 电路中 Ccom 参考点与 Rcom 中心点之间以 zi/2+zic1 的高阻抗相连，与两个输入对 Rcom 的输入阻抗差距不大。如果直接采用 Ccom 作为屏蔽，可能效果不好；

同时任何在屏蔽部分 Rcom 之间的外部电压，可能通过放大器输入端耦合到输入阻抗 zi 上，使保护电路的设计变得困难。引入 X1 放大器使得这两个问题得以解决。

4.5 心电导联设计电路

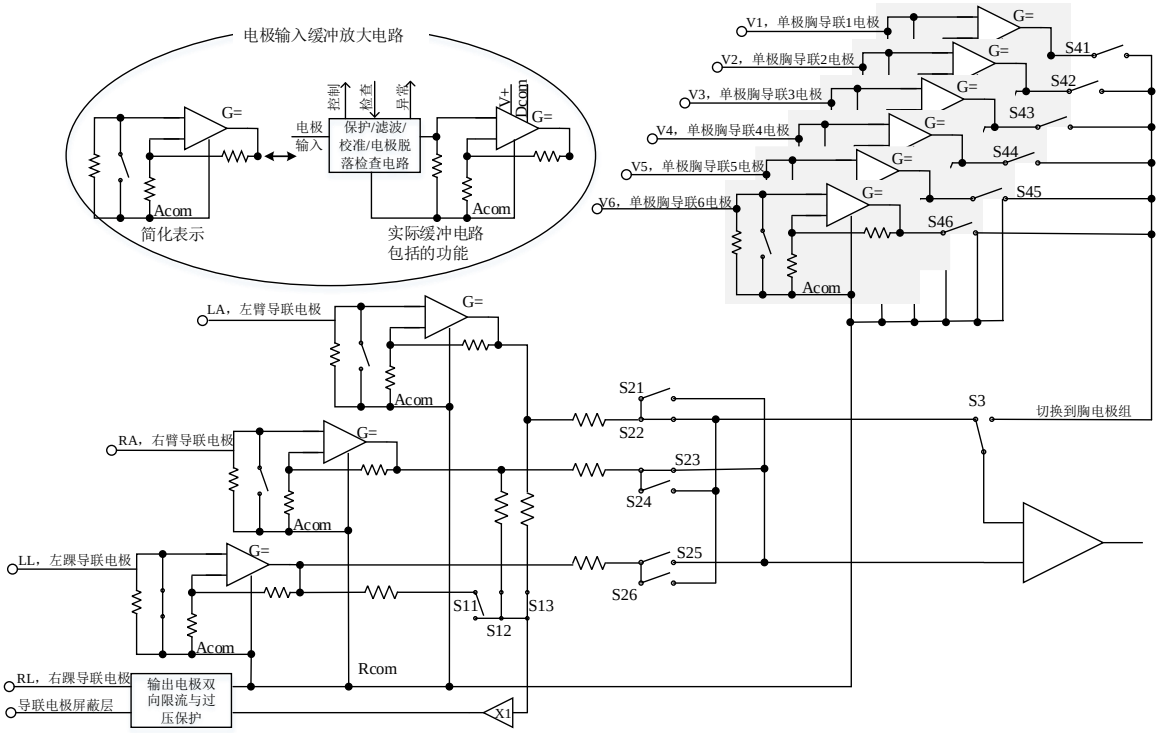


图 13 心电导联设计电路简化示意图[5]

图 13 为设计电路的简化示意图。图中的开关位置为导联 I 的测试组态。其中 S11~S13 用来产生屏蔽电极需要的电压（包括 Wilson 中值电压）；S21~S26 产生标准导联、加压导联、单胸极导联和双胸极导联所需要的组合（也包括 Wilson 中值电压）：S3 和 S41~S46 用来选择胸电极。

5 电极输入和输出电路

考虑需要耐受的除颤脉冲的瞬时电压达 5kV-10ms，需要外加元件来承受瞬时功率。这个电压加到 50k~100k 的电阻上时，瞬时功率达 250W~500W。按极限情况下每秒冲击一次计算，其平均功率约 2.5W~5W。按此上限计算，电极输入端需要在短时间内通过 100mA 的电流。这对于一般的端口保护二极管来讲是一个很大的电流。图 14 为有源泄流保护，除了可提供大的泄放电流能力外，这个开关电路可以与其它电路配合完成右踝连接组合、1mV 定标和电极脱落检测。当检测到过压而触发一次保护动作时，所有电极打开有源泄放通道并至少保持由单稳态触发器决定的一个时间段。此后可由控制单片机决定是否继续维持泄流。

[5] 图 13 中的放大器推荐使用本公司的 SGM8959-2，低频噪声 0.2μVp-p。

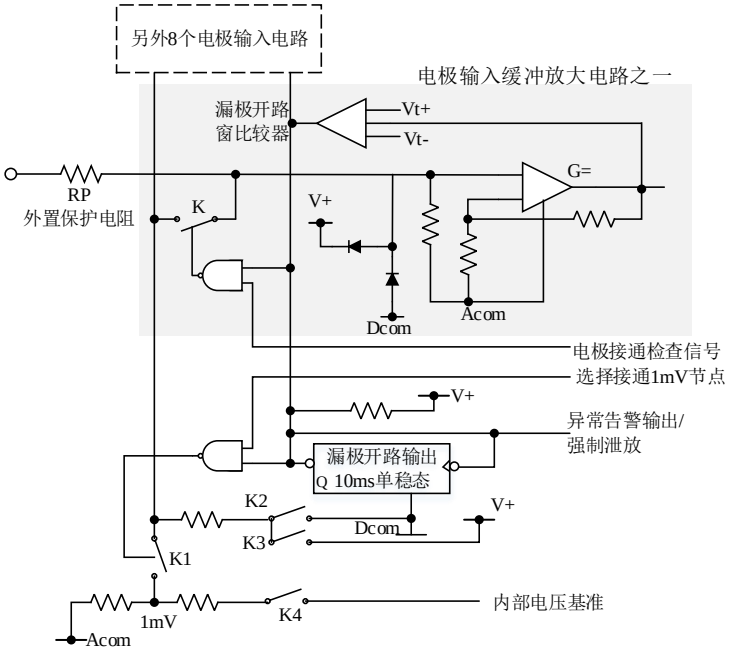


图 14 电极输入节和公共检查信号的泄放电路

从屏蔽的要求出发，屏蔽线和右踝电极线均不能串入较大的电阻。由于两者之间通过低阻的放大器输出，如果出现屏蔽层意外裸露很容易产生大电流环路，需要设计过流保护环节。除了限制电流进入敏感的电路部分外，保护环节起作用时还要保证不旁路除颤电流。参考图 15。

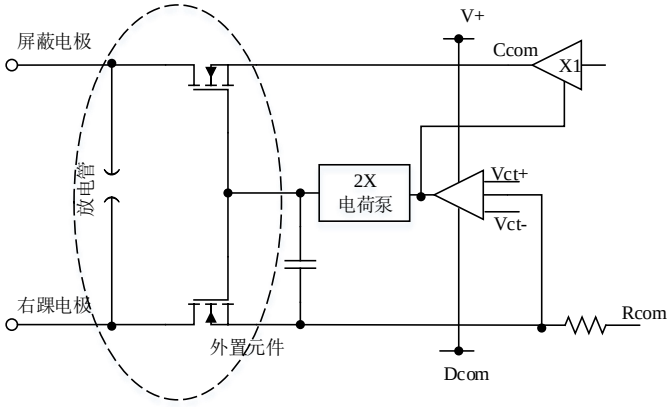


图 15 屏蔽电极与右踝电极间的限流及保护

6 参考资料

[1] Donald G. Fink, Donald Christiansen. Electronics engineers' handbook[M]. 2nd ed. McGraw-Hill Inc, 1982.

[2] 郝魁红，任思明，王化祥. 心脏除颤器测试分析仪的电磁兼容设计[J]. 电子技术应用，2003 年第 1 期.

[3] Richard A. Mentelos, RAM Technology LLC. Electrical Safety in PC based Medical Products[EB/OL]. (2011-03). https://ramtechno.com/download/Electrical-Safety-in-PC-Based-Medical-Products.pdf.

[4] 罗娟，赵兴群. 借鉴 FDA 管理经验降低医疗设备电磁干扰[J]. 医疗卫生装备，2007 第 3 期.

[5] 电磁兼容标准一览表[EB/OL]. https://www.doc88.com/p-14368441358275.html.

[6] 钱振宇. 工频磁场的抗扰度试验[J]. 仪表技术，2001 第 3 期.

[7] 人体模型(HBM)[EB/OL]. http://esd-china.com/ESD_model/HBM.htm.

[8] 提高控制系统静电放电抗扰度的几个问题[EB/OL]. (2007.05)

http://article.cechina.cn/2007-05/200752084134.htm

[9] TDK 公司，HIM-3T201A、HIM-3T202A 以太网变压器数据单。

[10] 吴建刚. 现代医用电子仪器原理与维修[M]. 电子工业出版社，2005.

修订记录

注意:历史版本的页码可能与当前版本的页码不同。

日期	版本	描述
2025-01-14	REV.A	首次发布

重要声明

本文档中如涉及本公司具体产品型号，SGMICRO 保留其更改电路设计、产品规格和产品描述的权利，恕不另行通知。本文档内容仅供参考。本文档中的所有陈述、信息和建议不构成任何承诺。对于本文档中可能出现的错误，以及因本文档提供的信息和使用本文档而造成的任何附带或间接损失，本公司不作任何明示或暗示的陈述和保证。

此文档未授予任何知识产权许可。除了 SGMICRO 在其产品的销售条款和条件中声明的责任外，本公司概不承担任何其他责任。

www.sg-micro.com

联系方式

圣邦微电子(北京)股份有限公司

地址：北京市海淀区西三环北路 87 号国际财经中心 D 座 11 层

邮编：100089

电话：010-88825716/17

深圳办事处

地址：深圳市南山区科技园高新南六道 6 号迈科龙大厦 15 层

邮编：518063

电话：0755-26715323

上海办事处

地址：上海市徐汇区漕溪北路 88 号圣爱大厦 1706 室

邮编：200030

电话：021-64396434