

# TI 高精度设计：经验证的设计 超低功耗，18 位高精度心电图 (ECG) 数据采集系统



## TI 高精度设计

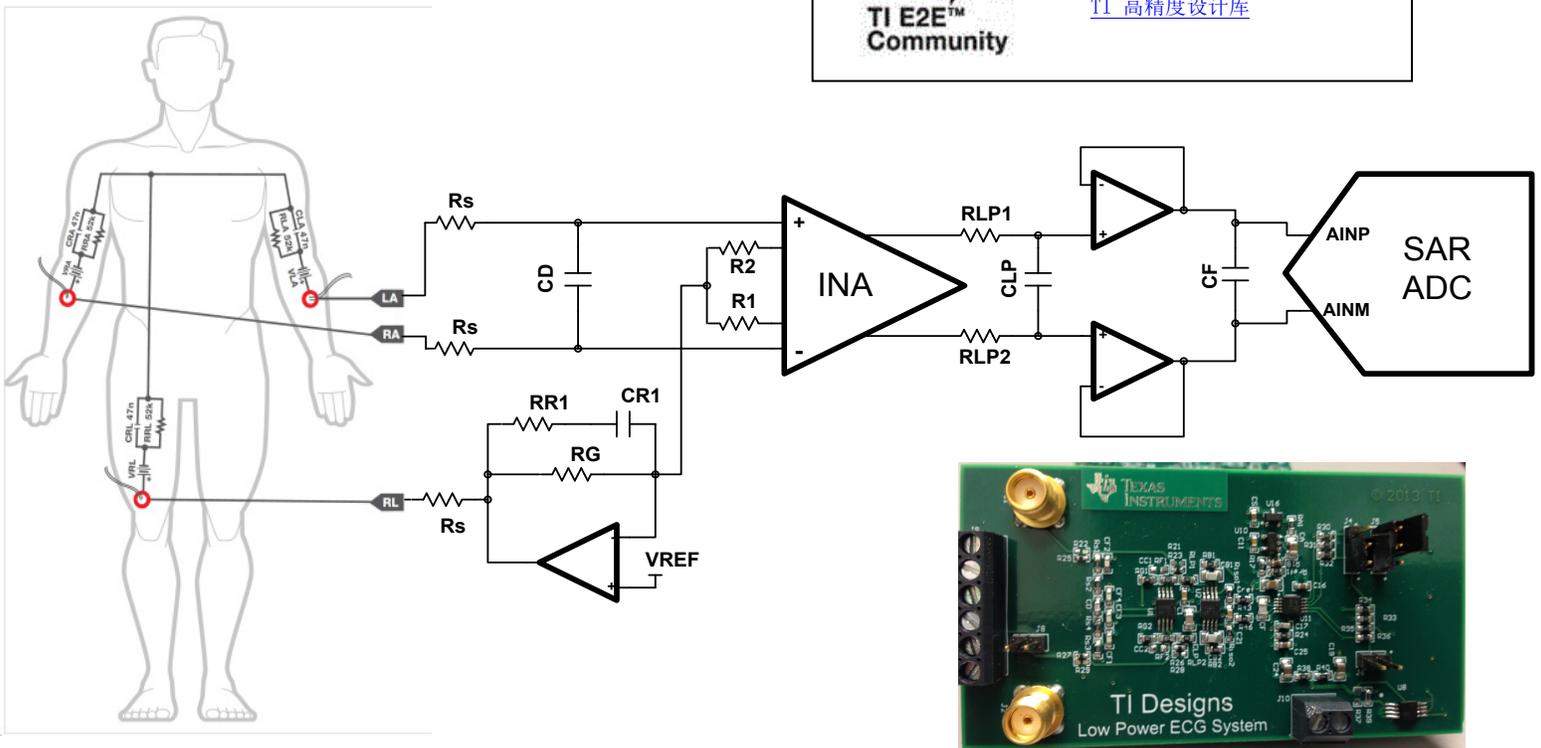
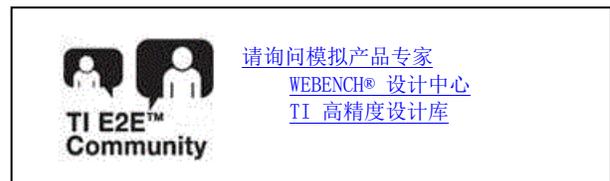
TI 高精度设计是由 TI 模拟产品专家创建的模拟解决方案。经验证的设计提供理论、组件选择、仿真、完整的印刷电路板 (PCB) 电路原理图 & 布局布线、物料清单和有用电路的经测试性能。还讨论了有助于符合替代设计目标的电路修改。

## 设计资源

[设计存档](#) 全部设计文件  
[TINA-TI™](#) SPICE 模拟器  
[ADS8881](#) 产品文件夹  
[OPA313](#) 产品文件夹  
[OPA2333](#) 产品文件夹  
[REF3330](#) 产品文件夹

## 电路描述

心电图 (ECG)，测量心脏的电活动，要求一个高精度模拟前端仪放增益级，滤波，和一个高分辨率模数转换器来实现最高性能。这个设计特有实现 LEAD I ECG 测量系统的方法，此系统的设计源自离散模拟组件。通过使用 OPA2333 设计为离散的仪表放大器，然后用 18 位 ADS8881 SAR ADC 将信号数字化，从而实现低功耗。



这个 TI 参考设计末尾的一个重要声明解决了授权使用、知识产权问题和其他重要的免责声明和信息。

TINA-TI 是德州仪器 (TI) 的商标  
 WEBENCH 是德州仪器 (TI) 的注册商标

## 1 设计汇总

这个设计采用一个模块化设计来优化 ECG 所需要的高精度的模拟前端、后置增益滤波器、输入驱动、基准和模数转换调节电路中的高精度组件。 还将包括在内的是建议的其它低功耗、高精度替代方法以及推荐的功率器件，以使其更加容易地根据特殊设计需求进行定制。

这个 ECG 数据采集的设计要求是：

- 总功耗 < 1mW
- 分辨率： 18 位
- 输入范围： 0 - 3V 直流
- 吞吐采样速率： 10ksps
- 模拟/数字电源： 3.3V 直流
- 输入带宽： 200Hz (ECG 信号)

Table 1 中总结了设计目标和性能。

Figure 1 图示了测得的 ECG 信号输出。

表 1. 设计目标、模拟和测得的性能的比较

	目标值	仿真值	测量值
功耗 (mW)	< 1	0.550	0.700
系统噪声 ( $\mu\text{V RMS}$ )	47.4	38	48
输入引入噪声 ( $\mu\text{V RMS}$ )	11.8	9.2	12
信噪比 (dB) (SNR @ 100Hz)	90	92	90
共模抑制比 (dB) (CMRR @ 60Hz)	-90	-80	-108

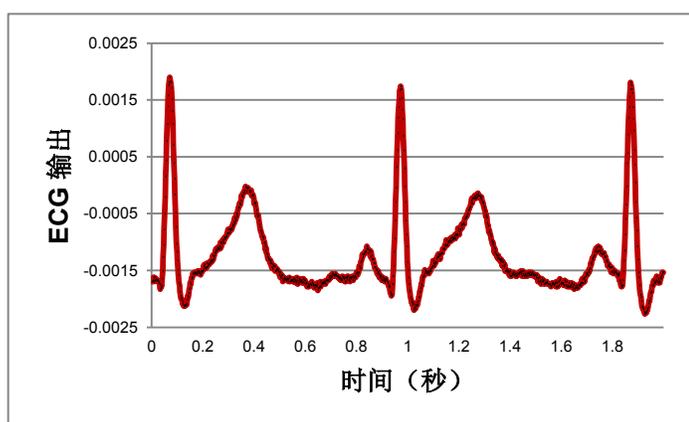


图 1: 测得的 ECG 输出与时间之间的关系

## 2 工作原理

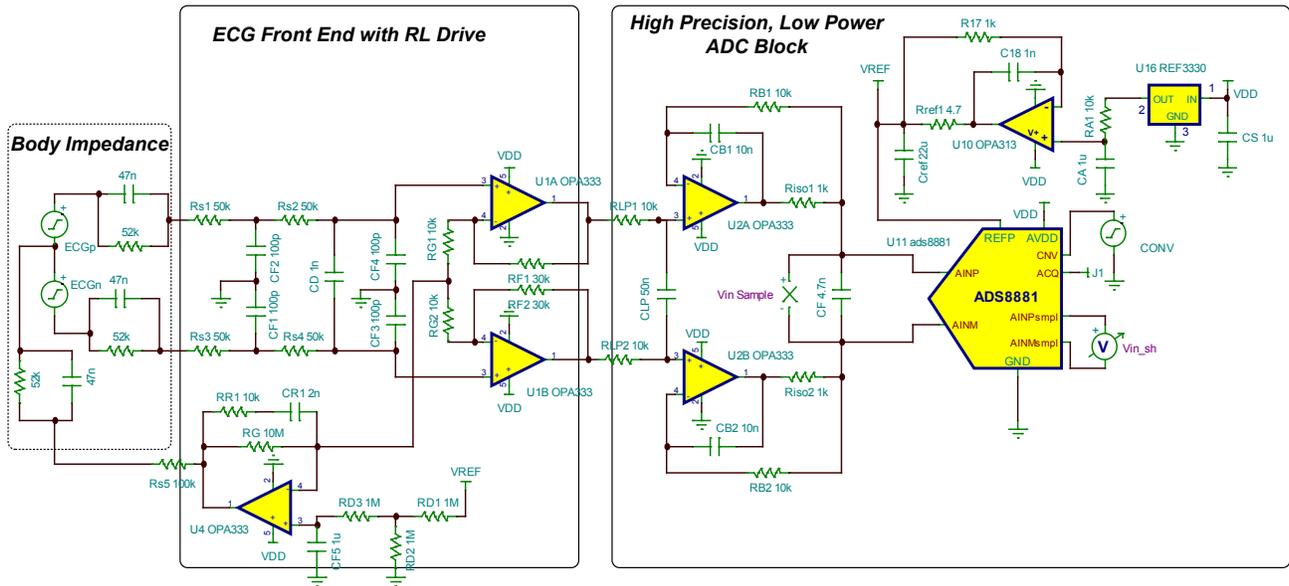


图 2： 完整的离散低功耗 ECG DAQ

### 2.1 ECG 测量的背景

ECG 是将离子极化 / 去极化从心脏肌肉活动转换为一个可测量的电信号，可检测此电信号并可被用来确定正常与有问题心脏波标志之间的关系。为此，测量必须是精确且稳定耐用的。虽然整个 ECG 字段包括一个很多不同参考配置测量值的总和（也就是胸导联，威尔逊中心电极，导联 I，导联 II，导联 III），这个设计只关注 LEAD I 测量，它是左臂（LA）和右臂（RA）之间形成的电势。ECG 信号相对于右腿基准导联的差分信号，通常在  $100\mu\text{V}_{\text{pp}}$  -  $2\text{mV}_{\text{pp}}$  的范围内，并且包括高达 200Hz 的谐波；因此，小信号必须被过滤、缓冲以及放大，这样，一个洁净的信号可被 ADC 数字化。

为了优化 ECG 前端设计，需要考虑下面 6 个块。每个块在 Figure 3 和 Figure 4 中编号。

表 2： 用于 ECG 系统优化的 6 个块

设计块	ECG 系统内的功能
(1) 人体阻抗:	需要电气模型，这样，可适当地考虑整个 ECG 前端的正确分析。
(2) 输入过滤器	抑制电磁干扰 (EMI) / 射频干扰 (RFI) 和保护电阻（通常大约为 $100\text{k}\Omega$ 以最大限度地减小可被注入回人体内的电流）
(3) 预放大器增益级	通过放大输入信号来降低对 ADC 的要求，从而要求较少的精准 ADC 转换位
(4) 右腿驱动 (RLD) 放大器	提供一个共模偏压并减少共模噪声
(5) $V_{\text{REF}}$ 驱动器 + 输入驱动器 + ADC	这个块针对功耗进行了优化，并且其噪声应该在信号链内占主导
(6) 后置增益低通滤波器	通过对前级电路的噪声进行滤波，至少是 $V_{\text{REF}}$ 驱动器 + 输入驱动器 + ADC 总和的 1/3，确保 ADC 块为主要的噪声源

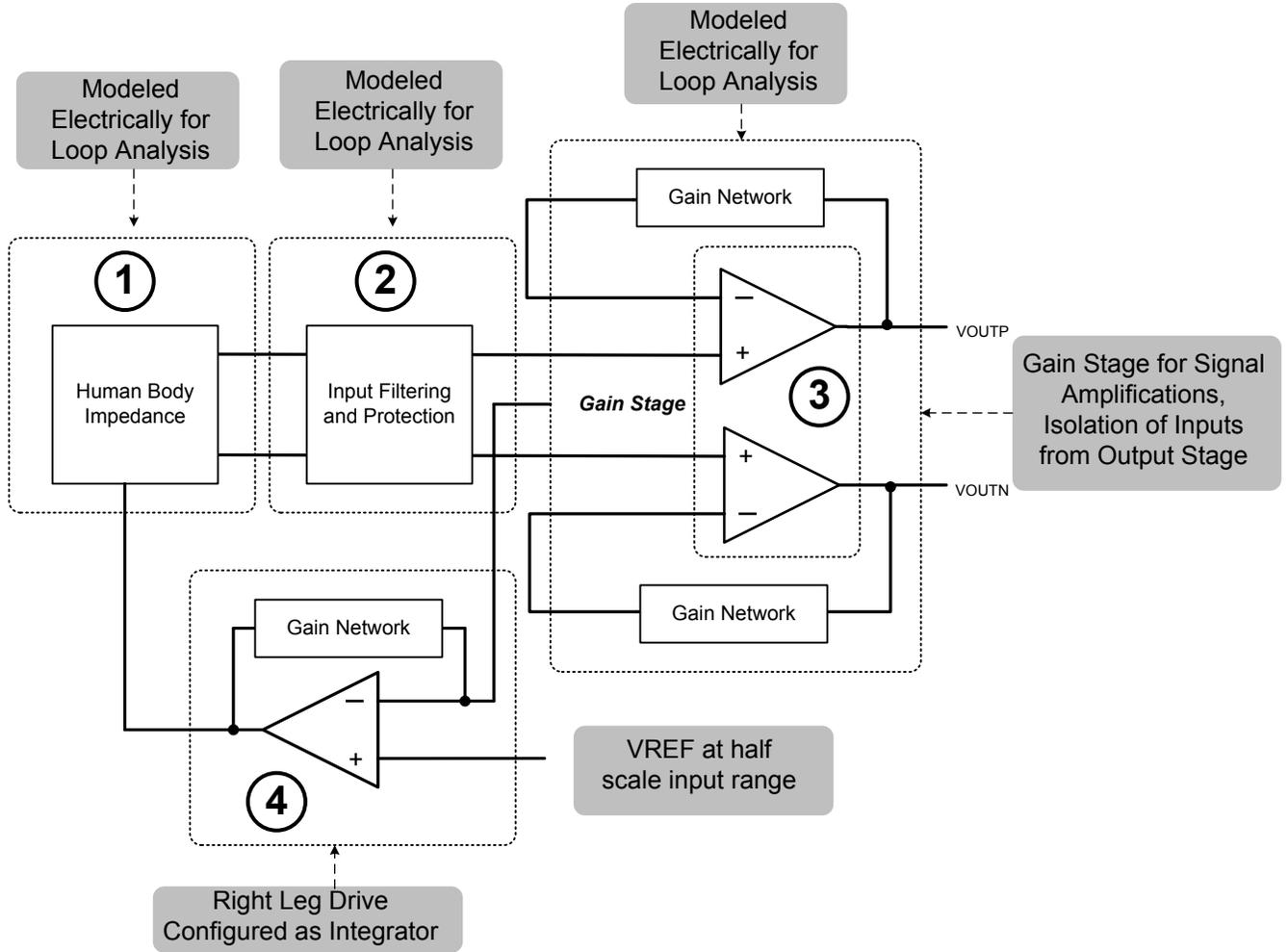


图 3: ECG 前端设计步骤的模块级视图

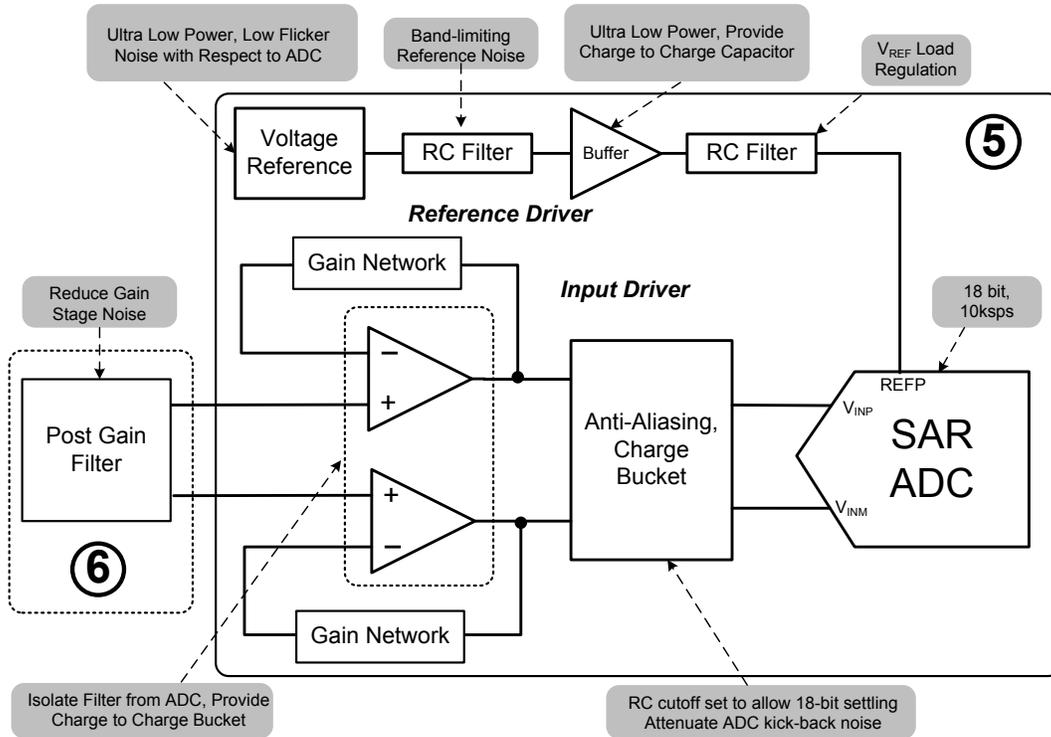


图 4: ECG ADC 设计步骤的模块级视图

## 2.2 电极阻抗和模型

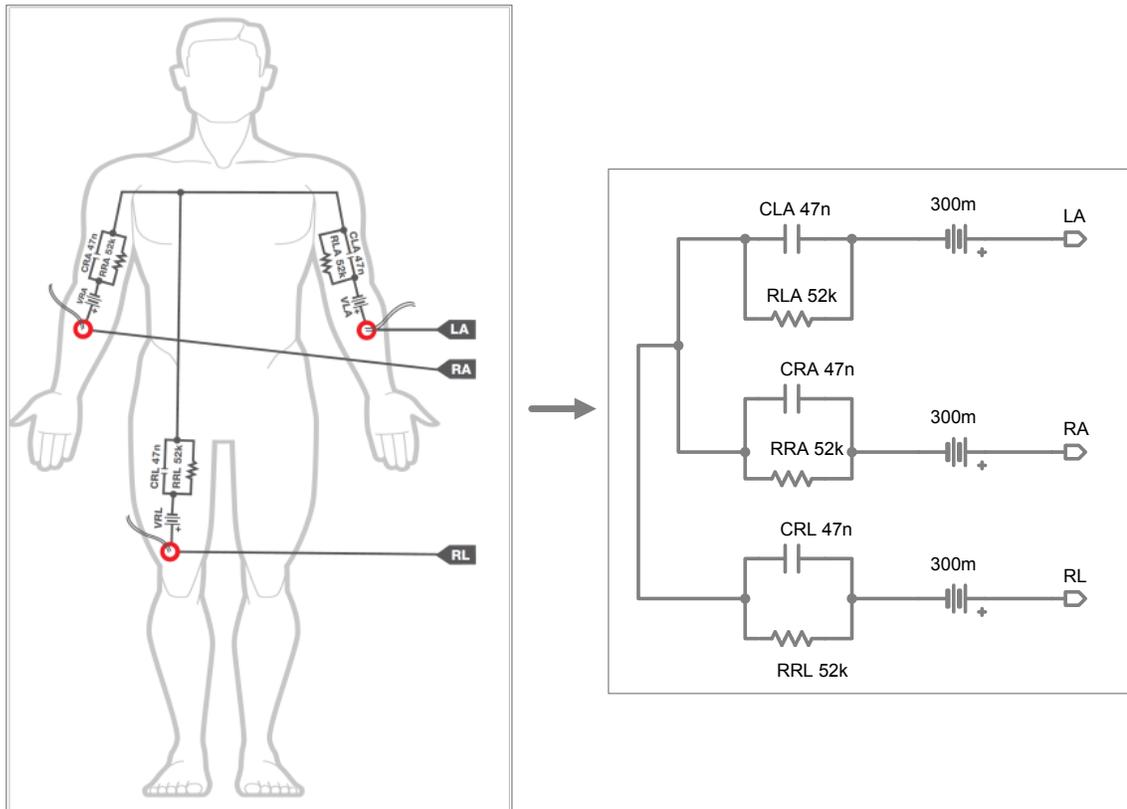


图 5： 人体电气模型和 ECG 电极阻抗

ECG 数据采集系统通常包含由银-氯化银 (Ag-AgCl) 构成的电极，此电极与皮肤接触，以有效地检测心脏的通电去极化。假定采用 LEAD 1 配置（也就是说，相对于 Figure 6 中显示的右腿基准，左臂和右臂之间的电势），电极的阻抗（连同与皮肤的触点）可在一个与 47nF 和 52kΩ 的并联 RC 组合串联的电池内累积。理想情况下，电池模型为 0V；然而，随着时间的推移和外部条件的变化，Ag-AgCl 电压有可能变为 ±300mV，这是一个在设计前端增益级时必须仔细考虑的因素。

人体阻抗的电气模型非常有助于 ECG 信号链模拟前端的设计。其主要原因是人体本身形成一个从右腿驱动放大器的输出返回到模拟前端增益输入的电气路径。这个右腿驱动放大器周围形成的环路（将在后面的部分详细讨论）本身不稳定，并且需要一个次级反馈路径来针对这一固有的不稳定性进行补偿。

### 2.3 低通滤波和输入保护电阻

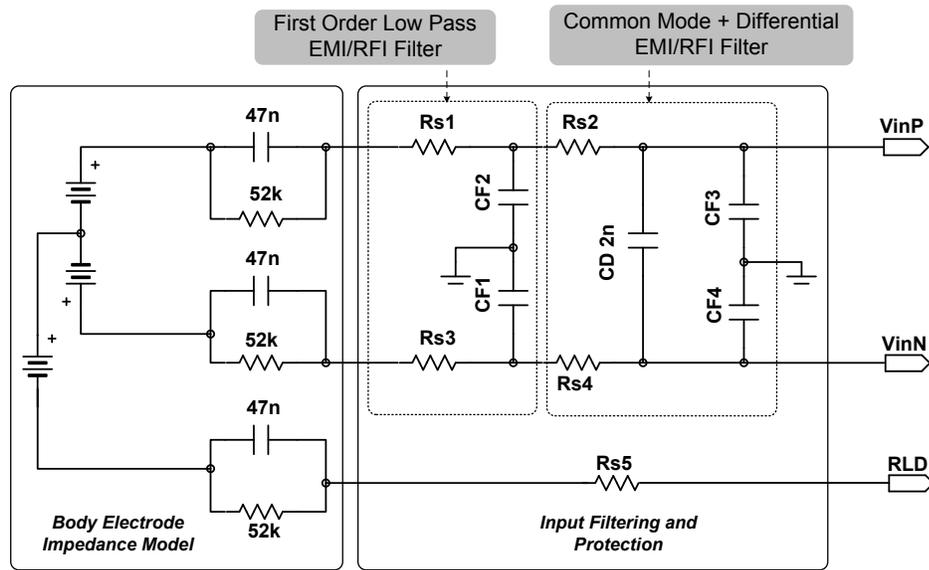


图 6: 针对 ECG 前端的输入保护和滤波

ECG 前端被要求具有一定级别的保护电阻（通常为  $100k\ \Omega$ ），以便最大限度地减少故障模式下，从电路返回人体的电流。在这设计中， $100k\ \Omega$  保护电阻被分为两个单独的  $50k\ \Omega$  电阻器（ $R_{S1} + R_{S2}$  和  $R_{S3} + R_{S4}$ ），已便在输入上生成一个二阶共模低通滤波器（具有截止频率， $f_c$ ）来改进噪声抑制。为了进一步改进噪声抑制，一个具有截止频率  $f_D$  为这个滤波器选择的电容器必须足够大，以便在滤除高频噪声的同时， $f_D$  不会影响带内 ECG 信号， $f_{ECG}$ 。为了达到这一目的，最好确保以下条件：

$$f_D \geq 10 \cdot f_{ECG} \quad (1)$$

通过单端分析正输入上的共模滤波器（也就是  $R_{S1}$ ,  $R_{S2}$ ,  $C_{F1}$ ,  $C_{F2}$ ），可以很轻松地理解二阶滤波器。此外，为了防止  $C_{F1}$  和  $C_{F2}$  之间的任何电容不匹配，此不匹配本身表现为带内信号误差（也就是在 ECG 带宽范围内），有必要使  $f_D$  的频率至少比  $f_c$  低 10 倍。在下面的 (2) 和 (3) 中显示了针对  $f_c$  和  $f_D$  的等式：

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{S1}R_{S2}C_{F1}C_{F2}}} \quad (2)$$

$$f_D = \frac{1}{2\pi \times (R_{S1} + R_{S2} + R_{S3} + R_{S4}) \times C_D} \leq \frac{f_c}{10} \quad (3)$$

### 2.4 仪表放大器

仪表放大器是模拟信号链的关键部件，并且通常对高精度信号链的性能产生巨大影响。对于 ECG 信号链，选中的仪表放大器（INA）将执行以下主要功能：

- (1) 缓冲后置滤波和 A/D 块的输入和电极传感器
- (2) 提供低电平 ECG 信号的放大

Table 3 给出了在确定仪表放大器选择时需要考虑的综合因素列表。

**表 3: 针对仪表放大器 ECG 前端的选择考虑**

需求	优势
高输入阻抗	最大限度地减小这个值来减少传感器上的输入负载，最大限度地减小输入传感器上的输入电流偏移
输入电流噪声	最大限度地减少这个值来减小被转换为输入电阻器上电压噪声的电流噪声
电压噪声	最大限度地减少这个值来改进总体信噪比
CMRR 与频率	最大限度地增加这个值来减少由输入上 50/60Hz 公共噪声耦合而导致的输入偏移变化量
电阻增益匹配	最大限度地增加这个值来改进总体未经调节系统误差
电压偏移漂移	最大限度地减少这个值来减小 INA 输出上总体未经调节误差变化量
单电源供电	设计一个单电源放大器简化系统电源需求；通常与一个低功耗架构相关
低功耗	实现功耗敏感或电池监控应用中的使用
输入类型	使用差分输入结构可改进共模噪声抑制
输出类型	使用差分输出结构可改进 ADC 输入上的共模噪声抑制，并且可以潜在地减少 / 减轻信号调节电路的压力

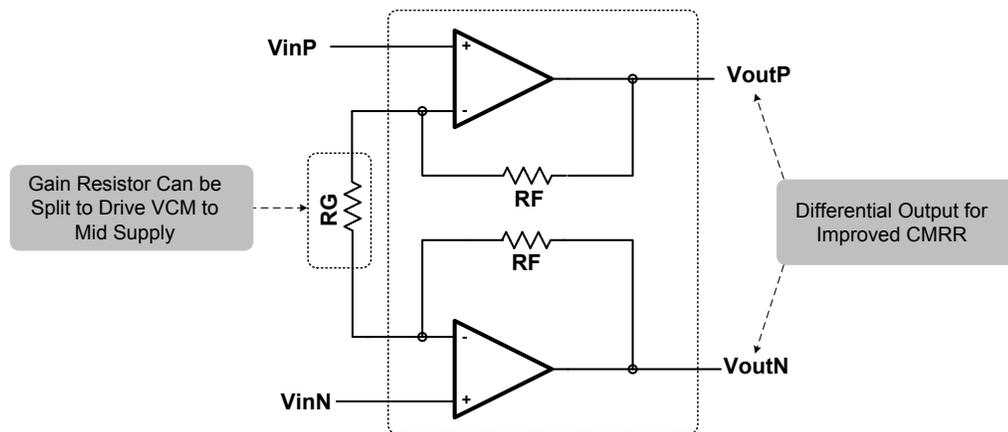

**图 7: 差分输入 - 差分输出仪表放大器拓扑结构**

Figure 7 显示将被用来在 ADC 采样前，放大 ECG 信号的仪表增益块 (INA)。这个拓扑结构的成因如下：

- (1) 差分输出电压将改进 ADC 输入上的噪声抑制。
- (2) 此输入为极高阻抗，借助无源输入阻抗最大限度地减少了输入偏置电流的负载和相互作用
- (3) CMRR 取决于所选择的运算放大器，并且可被定制
- (4) 使用一个比 3 放大器 INA 配置少 1 个放大器的配置有可能有助于降低功耗

这个 INA 的转换功能给出如下：

$$\frac{V_{outP} - V_{outN}}{V_{inP} - V_{inN}} = 1 + 2 \cdot \frac{R_F}{R_G} \quad (4)$$

在下面给出了将被 ADC 采样的差分输出电压：

$$V_{outP} - V_{outN} = \left(1 + 2 \cdot \frac{R_F}{R_G}\right) \cdot (V_{inP} - V_{inN}) \quad (5)$$

## 2.5 右腿驱动放大器

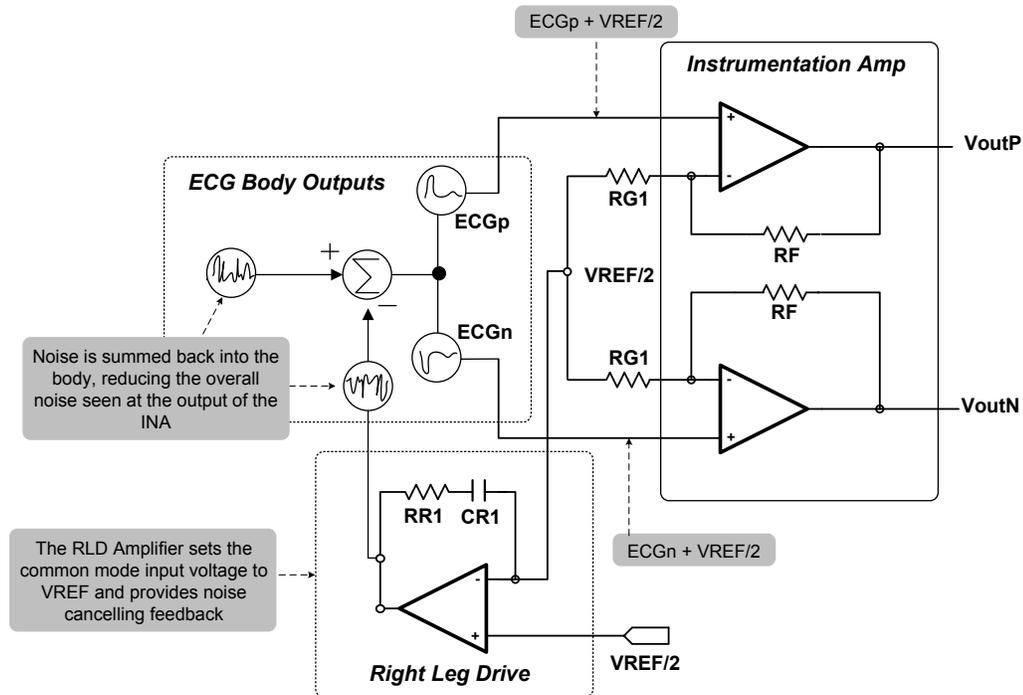


图 8: 右腿驱动运行的简化图

Figure 8 显示 ECG 模拟前端中右腿驱动 (RLD) 放大器的模块级图。

右腿驱动放大器的用途分为两部分:

- (1) 为 INA 前端提供一个共模、直流偏置和输入偏置返回路径
- (2) 减少前端 INA 输入上的共模噪声

RLD 放大器被配置为一个积分器, 此积分器可调节其输出电压以使其反相输入电压与非反相输入上所施加电压相同。这样做的话, RLD 放大器确保输入的平均电压 (也就是共模电压) 保持固定。RLD 放大器在其非反相输入被设定为中量程时 ( $V_{REF}/2$ ) 被适当地偏置, 并且求和节点被接至两个输入的“中点”, 在这个情况下, 通过将增益电阻器分成  $R_{G1}$  和  $R_{G2}$  来设置。Trans-Z INA 拓扑结构有助于将增益电阻器,  $R_G$ , 分为两半, 以实现共模中点。

由于 RLD 放大器是一个积分器, 针对积分器时间常量的截止值由  $R_{R1}$  和  $C_{R1}$  确定。这个 RC 组合建立 RLD 周围主要的反馈路径, 以确保整个环路的稳定性。如果没有它, 主导反馈路径通过 INA, 这样在大多数情况下, 产生一个不稳定的环路。

## 2.6 $V_{REF}$ 驱动器 + 输入驱动器 + ADC (超低功耗 SAR ADC 模块)

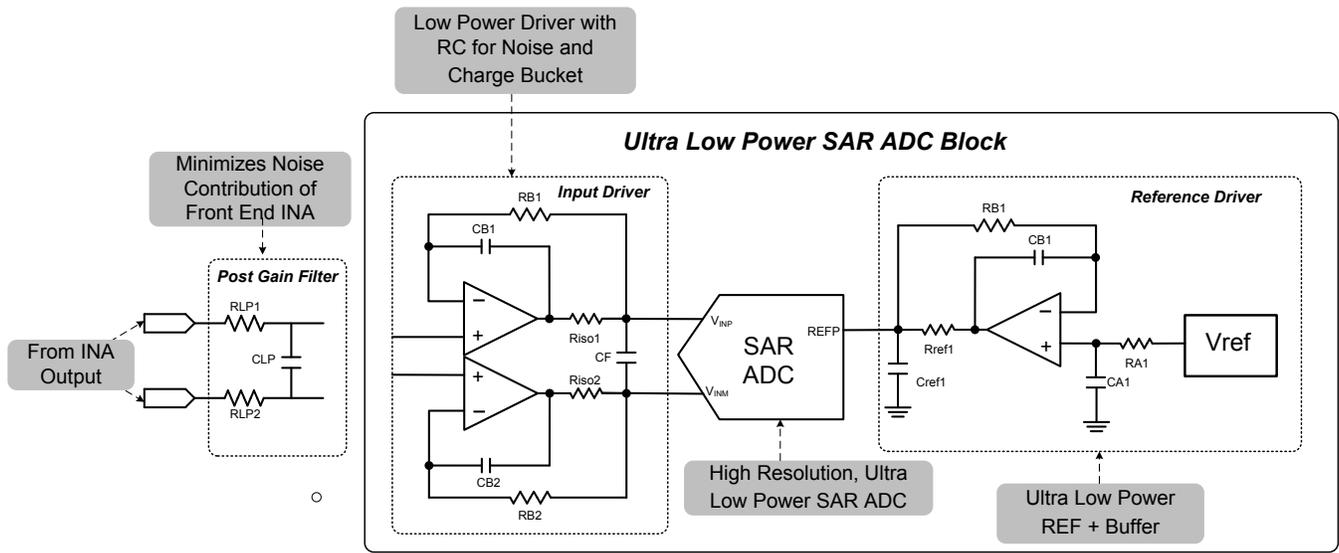


图 9: 用于 ECG 的超低功耗 SAR ADC 块

Figure 9 中显示的“超低功耗 SAR ADC 块”的整个设计过程的详细信息包含在文档, SLAU514。在随后的部分中, 将有一个关键问题、等式和设计诀窍的总结, 这个内容参考这个文档来针对高分辨率和超低功耗来设计一个 SAR ADC 数据采集块。

### 2.6.1 $V_{REF}$ 驱动器

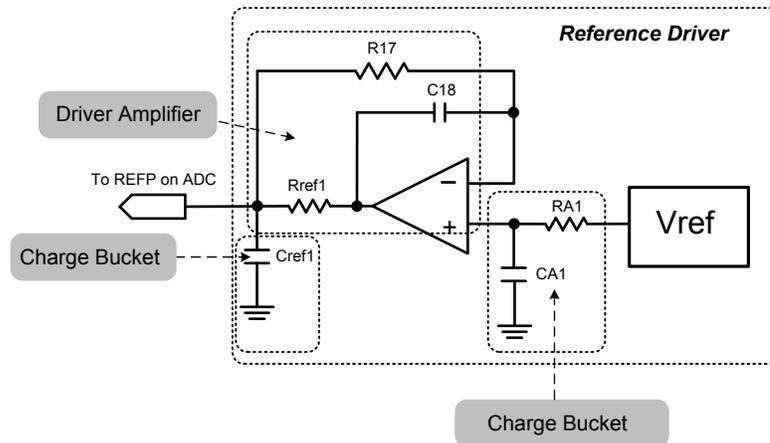


图 10: 超低功耗电压基准和缓冲器电路

#### 2.6.1.1 $V_{ref}$ 的噪声优化

为了使 ADC 进行有效转换, 它必须具有一个精确的“基准框架”。总体目标是减少电压基准电路的噪声, 这样的话, 超低功耗 SAR ADC 块的总体噪声主要由 ADC 的内在噪声 (不包括量化噪声) 决定。而且, 这意味着为  $R_{A1}$  和  $C_{A1}$  选择电阻值和电容值 (如 Figure 10 中所示), 以确保噪声被限制在一个可接受的水平上。

通过 RMS 闪烁噪声  $e_f$  (在峰值到峰值噪声中指定的  $1/f$  噪声, 介于 .1Hz - 10Hz 之间) 和宽频带噪声 ( $e_{BB}$ ) 的和方根来计算电压基准的 RMS 噪声 ( $e_{noise}$ )。

$$e_{\text{noise}} = \sqrt{e_f^2 + e_{\text{BB}}^2} \quad (6)$$

此外，在宽频带噪声密度 ( $e_{\text{BBd}}$ ) 和静态流耗 ( $I_{\text{ref}}$ ) 之间有一个直接平衡关系：

$$e_{\text{BBd}} = \frac{\sqrt{\mu\text{A}}}{\sqrt{2} \cdot I_{\text{ref}}} \quad (7)$$

在等式 8 中给出了一个比较好的缩放参考缓冲器噪声的经验法则。 请注意，由  $R_{\text{Al}}$  和  $C_{\text{Al}}$  ( $f_{\text{cr}}$ ) 组成的一阶低通滤波器必须被插入到电压基准和缓冲放大器之间以将  $e_{\text{noise}}$  限制到小于等于 3 倍模数转换器 RMS 噪声 ( $e_{\text{ADC}}$ )。

$$e_{\text{noise}} \leq \frac{1}{3} \cdot e_{\text{ADC}} \quad (8)$$

ADC 的 RMS 噪声， $e_{\text{ADC}}$ ，得自数据表中指定的 SNR。 使用以下等式，有可能根据电压基准值 ( $V_{\text{ref}}$ ) 将 RMS 噪声与 SNR 和 ADC 的满量程输入范围关联起来：

$$\text{SNR(dB)} = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{\text{ref}}/\sqrt{2}}{e_{\text{ADC}}} \right) \quad (9)$$

计算  $e_{\text{ADC}}$ ，得出以下结果：

$$e_{\text{ADC}} = \frac{V_{\text{ref}}}{\sqrt{2} \cdot \left( 10^{\text{SNR}/20} \right)} \quad (10)$$

因此，电压基准的选择是功耗和噪声间的权衡。 因此，如果使  $f_{\text{cr}}$  足够小的话，有可能最大限度地减少  $e_{\text{BB}}$  对超低功耗 ADC 块总体 RMS 噪声（也就是  $e_{\text{ADC}}$ ）的影响，使此噪声的水平相对于 ADC 不太明显。 此外，从等式 6，

$$e_{\text{BB}} = \sqrt{e_{\text{BBd}} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot f_{\text{cr}}} \quad (11)$$

### 2.6.1.2 电荷储能 ( $C_{\text{ref1}}$ ) 计算

再次参考 Figure 10,  $C_{\text{ref1}}$  被称为“电荷储能”，这是因为它运行为一个电荷库，ADC 从这个电荷库汲取电流，而缓冲放大器补充平均电荷，这样，可以很好地条件 ADC 基准引脚上的电压。

需要由外部电容器， $C_{\text{ref1}}$ ，传送给 ADC 电压基准引脚的静电荷  $\Delta Q$ ，在一次转换时间内， $T_{\text{throughput}}$ ，这个值与 ADC 基准引脚 ( $I_{\text{REF}}$ ) 汲取的电流数量成正比。

$$\Delta Q = I_{\text{REF}} \cdot T_{\text{throughput}} \quad (12)$$

参考缓冲器输出电压的变化不能超过 ADC 的  $\frac{1}{2}$  LSB (由位数量  $n$  和  $\pm V_{\text{REF}}$  的范围确定)，由以下等式给出：

$$\Delta V_{\text{ref}} \leq \left( \frac{1}{2} \right) \cdot \left( \frac{2V_{\text{REF}}}{2^n} \right) \quad (13)$$

因此，

$$\frac{I_{\text{REF}} \cdot T_{\text{throughput}}}{C_{\text{ref1}}} \leq \left( \frac{1}{2} \right) \cdot \left( \frac{2V_{\text{REF}}}{2^N} \right) \quad (14)$$

据此，电荷储能电容器， $C_{\text{ref1}}$ ，可计算为：

$$C_{ref1} \geq 2^n \cdot \left( \frac{I_{REF} \cdot T_{throughput}}{V_{REF}} \right) \quad (15)$$

### 2.6.1.3 缓冲放大器 + R<sub>ref1</sub>

Figure 10 中的缓冲放大器被要求在转换之间为 C<sub>ref1</sub> 再充电，以确保为 ADC 提供的电压被很好稳压。这是自在选择一个低功耗运算放大器来驱动基准引脚时考虑的

- (1) **增益带宽** – 这直接转换为转换之间为 C<sub>ref1</sub> 再充电的 OPA 功能。
- (2) **开环输出阻抗**— 当放大器带宽用尽时，它所具有的在闭环路中保持较低输出阻抗的能力将减少开环输出阻抗值。 这表现为具有大值 C<sub>ref1</sub> 的串联电阻器，从而形成一个可防止缓冲器输出稳定的时间常量。
- (3) **稳定性**— 大值电容负载会导致缓冲放大器的不稳定性。 即使这个不稳定性是一个很小的、低水平振荡，它也将很容易地出现在 ADC 的转换中，并且降低某些直流和交流技术规格。
- (4) **R<sub>ref1</sub>**— 这个电容器对于将 C<sub>ref1</sub> 从缓冲驱动器上隔离开来以帮助实现稳定性十分关键。 对这个电阻器的选择涉及稳定性、噪声过滤和电流负载调节之间的精细平衡。 这个电阻器太小的话，放大器很难稳定；然而，太大的话将限制缓冲器能够提供给 C<sub>ref1</sub> 的电流，并因此限制它在转换之间提供电荷的能力。 因此，由 R<sub>ref1</sub> 和 C<sub>ref1</sub> 形成的 R-C 时间常量 (τ) 必须具有某些限制以确保实现 V<sub>ref</sub> 稳定。 假设如下：

$$\tau = R_{ref1} \times C_{ref1} \leq \frac{1}{f_{sample}} \quad (16)$$

### 2.6.1.4 输入驱动器

在设计和优化 ADC 输入驱动器时，必须在功耗，ADC 采样速率，噪声，稳定时间和电荷桶过滤器之间再次做出平衡。 总的来说，如果 ADC 是一个 SAR，并且以一个较低的转换率进行采样，那么可使用一个低功耗驱动放大器，这是因为增加的采样时间将需要更多的稳定时间。

Figure 11 显示电压伴随 SAR 驱动器的常见配置。 诸如 Riso1, Riso2 的组件通过将放大器与电容电荷桶 (CF) 隔离来帮助实现稳定，而放大器周围的双反馈将闭环输出阻抗保持在低水平，从而最大限度地降低与 ADC 的内部电阻交互作用。

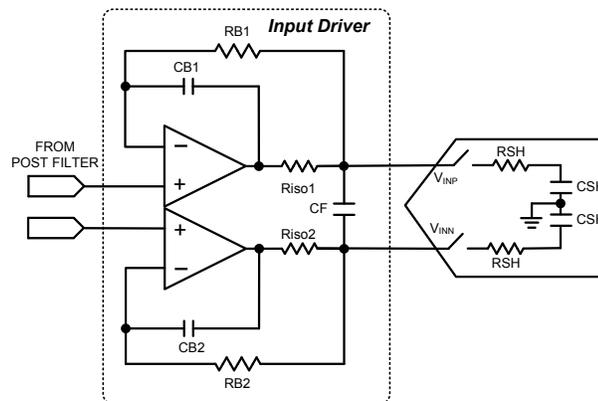


图 11: SAR ADC 输入驱动器

在输入上放置一个差分，RC 滤波器以滤除输入噪声，最大限度地减少混叠（也就是折返回通频带的频率谐波），并且作为针对 ADC 内部采样和保持电路的“飞轮”或电荷库（由 R<sub>SH</sub> 和 C<sub>SH</sub> 组成）。

$R_{iso1}$ ,  $R_{iso2}$  和  $C_F$  形成一个具有以下  $f_{filter}$  截至频率的低通滤波器:

$$f_{filter} = \frac{1}{2\pi \cdot 2R_{iso} C_F} \quad (17)$$

假定单个 ADC 转换期间由采样噪声的飞轮电容器 ( $C_F$ ) 上的压降表示为  $\Delta V_F$  保持这个压降所需的相应电荷  $\Delta Q_F$  数量给出如下:

$$\Delta V_F = \frac{\Delta Q_F}{C_F} \quad (18)$$

假定  $C_F$  上的压降不能大于其初始满量程输入值 ( $V_{fs}$ , 由电压基准决定) 的 5%, 建立了以下关系:

$$\Delta V_F = \frac{\Delta Q_F}{C_F} \leq .05V_{fs} \quad (19)$$

$$\frac{C_{SH} \cdot V_{REF}}{C_{FLT}} \leq \left(\frac{1}{20}\right)V_{fs} \quad (20)$$

$$C_{FLT} \geq 20 \cdot C_{SH} \quad (21)$$

## 2.7 后置增益 (INA) 低通滤波器

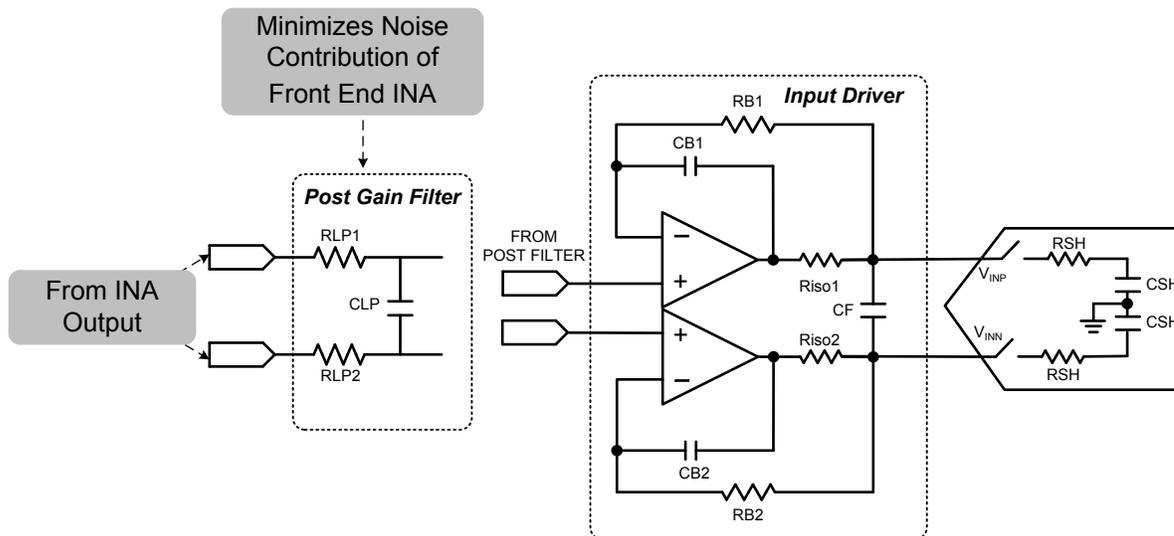


图 12: 后置增益滤波器

INA 增益级之后低通滤波器的用途是将前端 INA 电路的噪声 ( $e_{INA}$ ) 减小到一个水平, 此水平相对于 ADC 电路噪声 ( $e_{ADC}$ ) 在统计时可忽略不计。由于此噪声将为高斯噪声, 可再次采用和方根方法来计算总的 ECG 系统噪声,  $e_{ECG\_OUT}$ 。

$$e_{ECG\_OUT} = \sqrt{e_{INA}^2 + e_{ADC}^2} \quad (22)$$

因此, 如果  $e_{INA}$  至少比  $e_{ADC}$  小 3 倍, 那么 SAR ADC 块的总体噪声接近  $e_{ECG\_OUT}$ 。

$$e_{ADC} \geq 3 \cdot e_{INA} = e_{ECG\_OUT} \quad (23)$$

因此, 可使用以下等式来优化所需的已过滤 INA 噪声值 ( $e_{INA\_filtered}$ ), 其中  $f_{INA\_filtered}$  为截至频率:

$$f_{\text{INA\_filtered}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{LP1}} C_{\text{LP}}} \quad (24)$$

$$e_{\text{INA\_filtered}} = e_{\text{INA}} \sqrt{\left(f_{\text{INA\_filtered}}\right) \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right)} \quad (25)$$

$$f_{\text{INA\_filtered}} = \frac{2}{\pi} \cdot \left(\frac{e_{\text{INA\_filtered}}}{e_{\text{INA}}}\right)^2 \quad (26)$$

等式 25 是一个可被重复计算的递归函数，从前端 INA 生成实现 RMS 噪声目标值所需的截至频率。此外，一个算出  $f_{\text{INA\_filtered}}$  的更加简单的方法是通过使用 TINA-TI™ SPICE 进行噪声模拟。请见图表。。。

### 3 组件选择

总的目标是用离散组件设计最低功耗、最高精度 ECG 数据采集系统。在正常运行模式期间，Vref 驱动器和输入驱动器的功耗将超过 ADC 的功耗。由于这些块将成为占主导的电源，采取以下步骤来实现 Table 1 中突出显示的功耗目标：

- (1) 从 SLAU514x 中设计的超低功耗数据采集模块开始。在这个设计中，ADS8881 因其出色的分辨率（18 位）和功耗（55μW @ 10ksps）而被选中。这个模块测得的总体功耗为 400μW，这个值为前端 INA 预留了另外 50μW 的功耗。
- (2) 使用 Table 3 作为选择 INA 时关键考虑的参考，以下表格列出了可考虑在这个设计中使用的某些备选器件：

表 4： 针对 ECG INA 前端的放大器备选表

器件	电源 (μA)	选定? Y/N
OPA2333	34	是 - 提供最佳噪声、精度的电源
OPA2336	40	无 - 闪烁噪声过高
INA333	50	无，单端输出，需要用于基准引脚和电平位移的额外运算放大器
INA321	40	无，单端输出，需要用于基准引脚和电平位移的额外运算放大器，噪声过高

- (3) ECG 系统内的供电分区

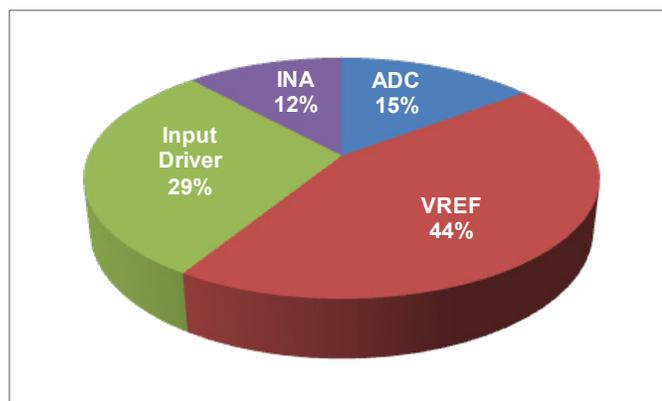


图 13： ECG 设计模块的总体电流分配

### 3.1 低通滤波和输入保护电阻

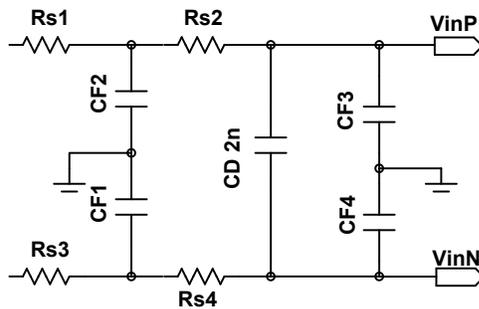


图 14: 针对 ECG 前端的输入滤波和保护

使用等式 (1 - 3), 所选的 RS1, RS2, RS3 和 RS4 的值, 可计算出由共模组件组成的输入低通滤波器。由于 ECG 带宽大约为 200Hz, 根据等式 1, 低通截止频率不应低于 2kHz 以使滤波器不对频带内 ECG 信号产生影响。此外, 等式 3 显示由 RS1, RS2 和 CD 形成的差分滤波器  $f_D$  将, 我们可以为 CF1, CF2, CF3, CF4 指定 100pF 的标准值, 这给出了以下结果:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{s1}R_{s2}C_{F1}C_{F2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{50k\Omega \cdot 50k\Omega \cdot 100pF \cdot 100pF}} = 32kHz \quad (27)$$

所以, 当共模滤波器截止频率被设定为 32kHz 时, 差分截止频率 ( $f_D$ ) 现在可设定如下:

$$f_D = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_{s1} + R_{s2})C_D}} = \frac{f_c}{10} = 3.2kHz \quad (28)$$

算出  $C_D$  产生以下结果:

$$C_D = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_{s1} + R_{s2})f_D}} = 2nF \quad (29)$$

### 3.2 仪表放大器

为了最大限度地减少漂移、噪声以及功耗，OPA333 被选为构造 INA 的放大器。在 Table 5 中列出了使用这个 INA 拓扑结构的优缺点。

表 5: OPA2333 INA 的优势 / 缺点汇总

要求	OPA2333 “Tran-Z” 配置的优势
高输入阻抗	* 优势: 输入偏置电流 = 200pA, 并且将在输入上引起最小电压偏移误差
输入电流噪声	* 优势: 由输入电流噪声引起的总体噪声是最小的
电压噪声	* 优势: 噪声密度 = 50nV/√Hz, 1/f 噪声 = 1.1 μVpp
CMRR 与频率	* 优势: 对于单放大器, 在 60Hz 时为 90dB
阻性增益匹配	缺点: 需要用于增益匹配的离散电阻器
电压偏移漂移	* 优势: 0.05 μV/°C
单电源运算	* 优势: 提供具有轨到轨输入输出 (I/O) 的 3.3V 运行
低功率	* 优势: 静态电流 = 每通道 17 μA
输入类型	* 优势: 针对 EMI/RFI 抗扰度的优化, 请见注释 <a href="#">SBOZ004A</a>
输出类型	* 优势: 使用差分输出结构可改进 ADC 输入上的共模噪声抑制

### 3.3 右腿驱动放大器

分析 RLD 放大器的最有效方法是通过使用 TINA-TI™ SPICE。要进行分析, 请确定频率,  $f_c$ , 以及波特曲线图上开环增益 (AOL) 和反馈因子 ( $1/\beta$ ) 交叉点上的闭合速率。

不要忘了, 要确保一个两极系统的稳定性, 以下条件必须为真:

$$\text{Stable} = \text{AOL}_{f_c} - \left( \frac{1}{\beta} \right)_{f_c} \leq -20 \frac{\text{dB}}{\text{dec}} \quad (30)$$

要测试稳定性, 相对使用 Figure 15 中模拟电路的 AOL 曲线, 对 RLD 驱动器放大器 ( $1/\beta$ ) 的外部环路进行分析。这些结果显示  $f_{cl} = 50\text{kHz}$  时, AOL 与  $1/\beta$  曲线在  $-40\text{dB/dec}$  的位置相交。因此, RLD 放大器需要一个补偿反馈路径来使  $1/\beta$  曲线的向上斜坡变平。

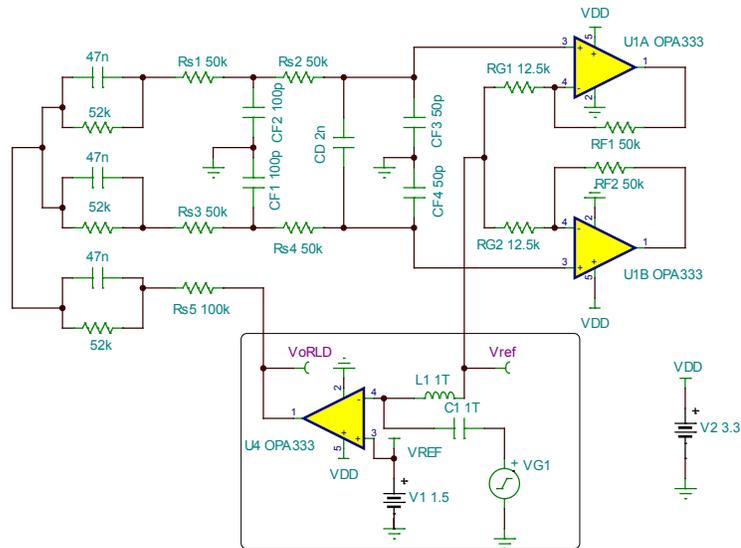


图 15: 右腿驱动 (无补偿) 模拟电路

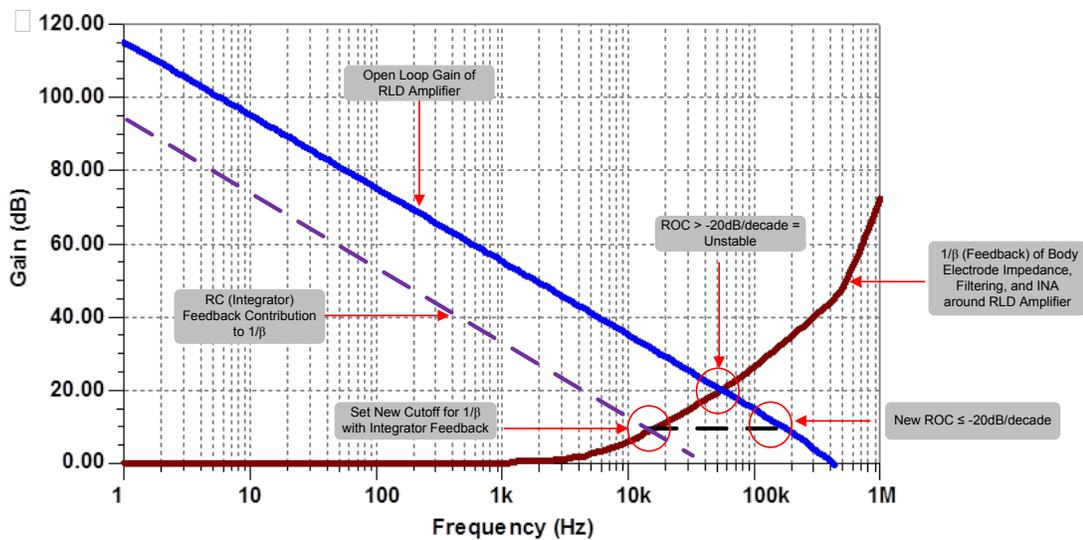


图 16: AOL 与显示不稳定性的 1/Beta 之间关系的曲线图

Figure 16 中的虚线显示将由放置在 RLD 放大器中的一个串联  $R_{R1}$  和  $C_{R1}$  实现的响应 (请见 Figure 17)。如图所示, 为了使这个系统稳定, 有必要确保被添加的补偿路径支配反馈网络, 这样, 它能够在  $-20\text{dB/dec}$  或更低的地方与 AOL 曲线相交。确保  $f_c$  与 AOL 曲线的距离至少为半个十倍频程。这么做的原因是为了实现过程变化, 此过程变化能够快速削弱在交叉时使曲线变平所需的频率裕度。因此, 为补偿路径选择的角频率 ( $f_{RLD}$ ) 为  $8\text{kHz}$ 。选择一个  $10\text{k}\Omega$  和  $2\text{nF}$  的标准值得出以下结果:

$$f_{RLD} = \frac{1}{2\pi R_{R1} C_{RR1}} = 8\text{kHz} \quad (31)$$

在下面的 图表 17 显示了补偿电路模拟:

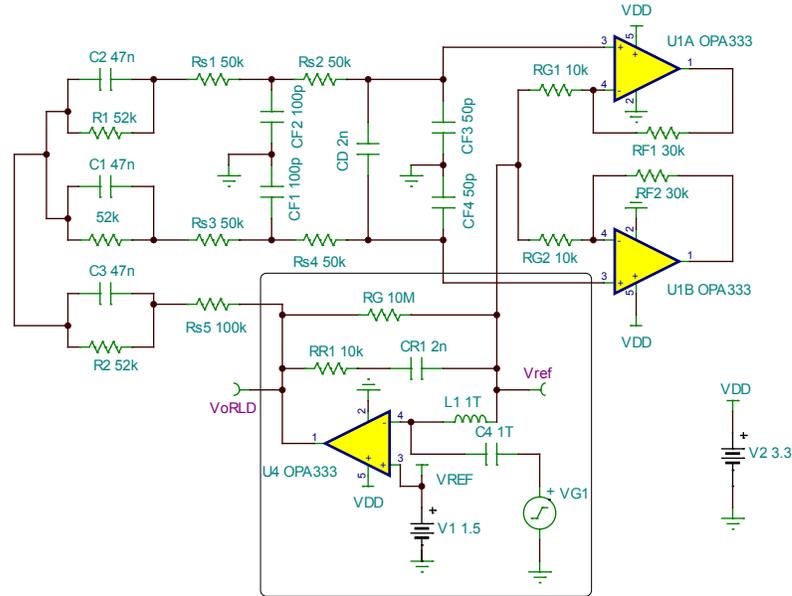


图 17: 具有稳定性补偿的 RLD 模拟电路

最后, Figure 18 确认 RR1 和 CR1 影响  $1/\beta$  曲线来产生一个小于  $-20\text{dB}/\text{dec}$  的闭合速率和一个稳定反馈环路。

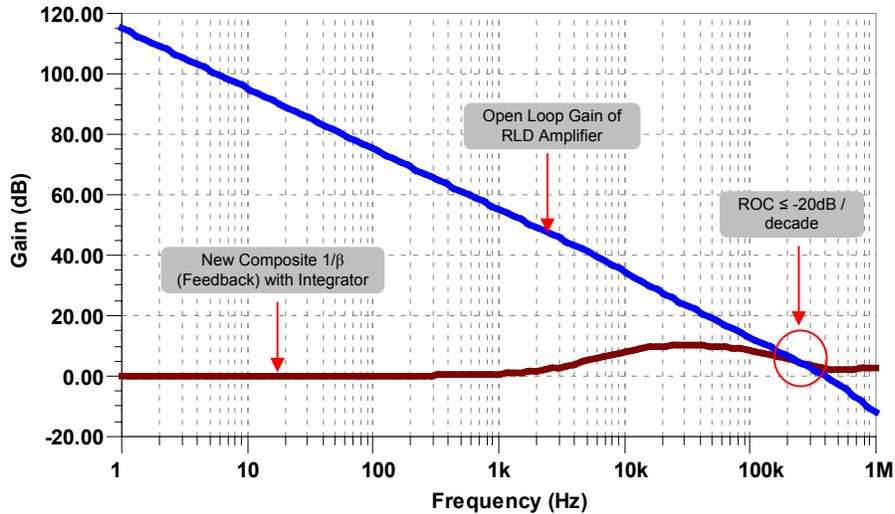


图 18: AOL 与显示不稳定性的  $1/\text{Beta}$  之间关系的曲线图

### 3.4 $V_{REF}$ 驱动器 + 输入驱动器 + ADC (超低功耗 SAR ADC 模块)

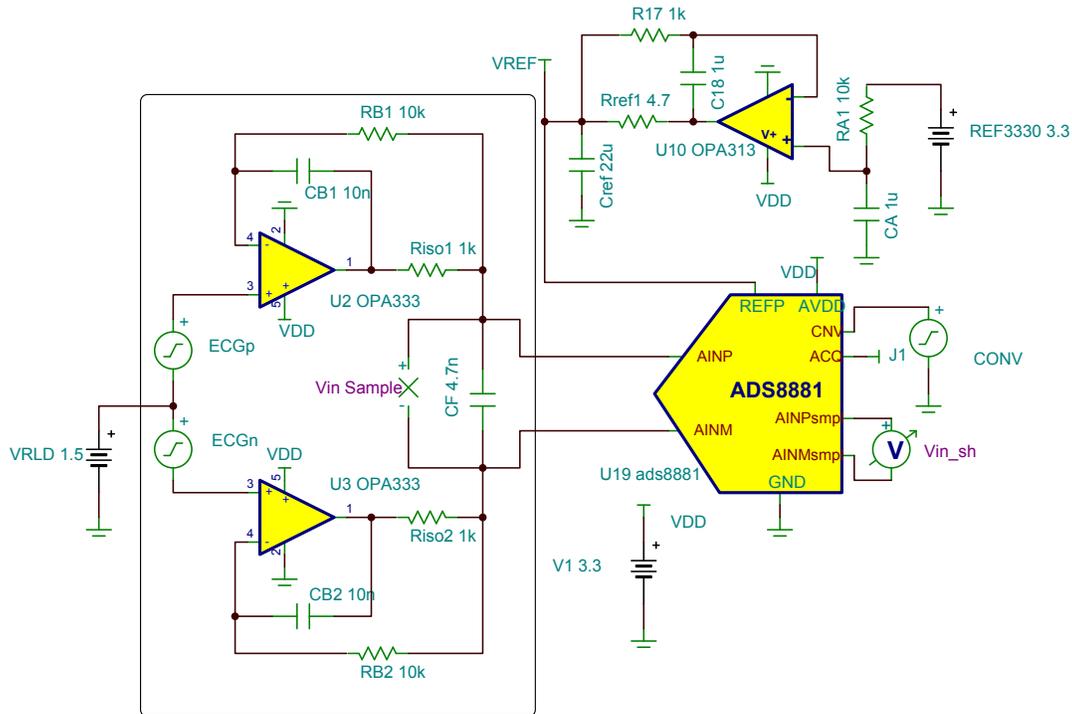


图 19: 输入驱动器配置

Table 6 给出了取自 SLAU514 中的概要，其中给出了为输入驱动器挑选组件的详细过程：

表 6: 输入驱动器的关键组件选择提示

参数	注释
$V_{in}$ 范围	从 REF3330 = 3V 中建立 $V_{in}$ 范围。 给出 100mV 的输入净空来确保 OPA2333 输入驱动器的电压永远不会饱和。 因此， $3V - 1000mV = 2.9V$ 。
飞轮电容器 ( $C_F$ )	使用 ADS8881 采样保持电容器的值， $C_{SH} = 59pF$ ，并且等式 17: $C_F = 20 \times C_{SH} = 20 \times 59pF \geq 1.2nF$ 。
$C_F$ 值	为实现最佳噪声抑制，选择最接近的标准值: $C_F = 4.7nF$ 。 另外一个能够改进噪声抑制的值为 10nF，但是对于 COG，电容器的价格会是个问题。
$C_F$ 类型 * 重要 *	<b>选择一个比 X7R 高很多的 COG。</b> X7R 在 FFT 中产生杂散谐波，这是因为它的 C 值随着施加电压的变化而变化。
滤波电阻 (Riso1, Riso2)	针对输出阻抗匹配，选择 1k $\Omega$ 电阻值，10k $\Omega$ 电阻值会由于 CDAC 再充电造成的受限负载调节而降低 THD 性能，而 100k $\Omega$ 电阻值会由于稳定性问题而产生。 <b>Riso1 = Riso2 = 1k<math>\Omega</math>。</b>
$R_{iso}$ 值	
OPA2333 的反馈滤波器	从与 $R_{SH}$ 相互作用 (请见 Figure 11: SAR ADC Input Driver)，并且导致经采样输入信号的衰减的角度选择 <b><math>R_{B1} = R_{B2} = 10k\Omega</math></b> ，并且 <b><math>C_{B1} = C_{B2} = 10nF</math></b> ，以保持 $R_{iso1}$ ， $R_{iso2}$ 。

### 3.5 $V_{REF}$ 驱动器

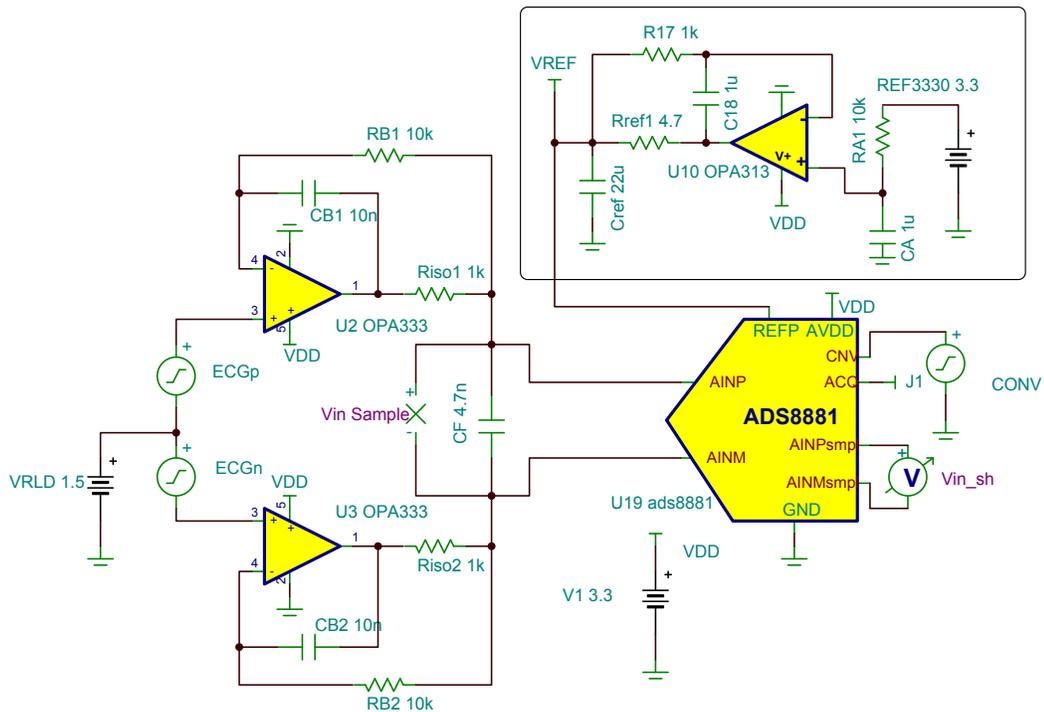


图 20: 参考驱动器配置

Table 7 给出了取自 SLAU514 中的概要，其中给出了为输入驱动器挑选组件的详细过程：

表 7: 关键设计组件和参数汇总

参数	注释
电压基准选择	从 SLAU514 的第 20 页表格 5 中选择 <b>REF3330</b> (REF3325 的 3.0V 版本) 系列，其原因是超低功耗 ( $I_q = 5\mu A$ ) 和 RMS 闪烁噪声 (噪声 $PP / 6.6 = 10\mu VRMS$ )，低于 ADS8881 的 RMS 噪底 ( $35\mu VRMS$ )。此外，3V 意味着更大的输入范围和经改进的 SNR。
基准滤波器 ( $R_{A1}$ 和 $C_{A1}$ )	确保产生的噪声为 ADC RMS 噪声的 1/3。选择 $R_{A1} = 10k\Omega$ 并且 $C_{A1} = 1\mu F$ 设定 $f_{cr} = 16Hz$
电荷储能电容器 ( $C_{ref1}$ )	参考等式 13，假定 ADS8881 的采样率为 10ksps， $C_{ref1} = 22\mu F$ 。进入 ADC 基准引脚的平均输入电流可从 ADS8881 模拟模型获得。
基准驱动器选择	选择 <b>OPA313</b> 作为运算放大器，此放大器功耗低，但是具有足够的带宽 (1MHz) 为 $C_{ref1}$ 再充电，并且具有足够的电容负载驱动 (高达 1nF 的稳定值) 转换为较少的串联隔离电阻 ( $R_{ref1}$ )。
基准驱动器隔离电阻 ( $R_{ref1}$ )	使用等式 14，我们使用 $f_{sample} = 10ksps$ ， $C_{ref1} = 22\mu F$ 来计算出 $R_{ref1} \geq 4\Omega$ 。选择 <b>4.7Ω</b> 的最接近标准值。

### 3.6 后置增益 (INA) 低通滤波器

INA 增益级之后的这个简单、一阶低通滤波器的主要用途是将噪声减少到相对于 ADC 驱动器、输入驱动器和参考驱动器电路噪声可被忽略的水平。 为了实现这一目的，有必要再次使用等式 21-25。 在下面的 Table 8 中给出了一个概要。

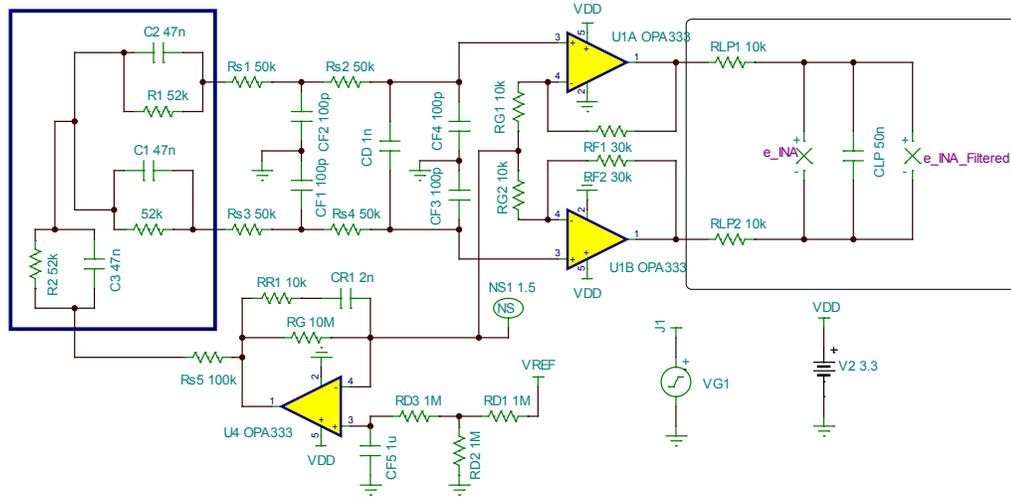


图 21: 后置增益滤波器组件选择图

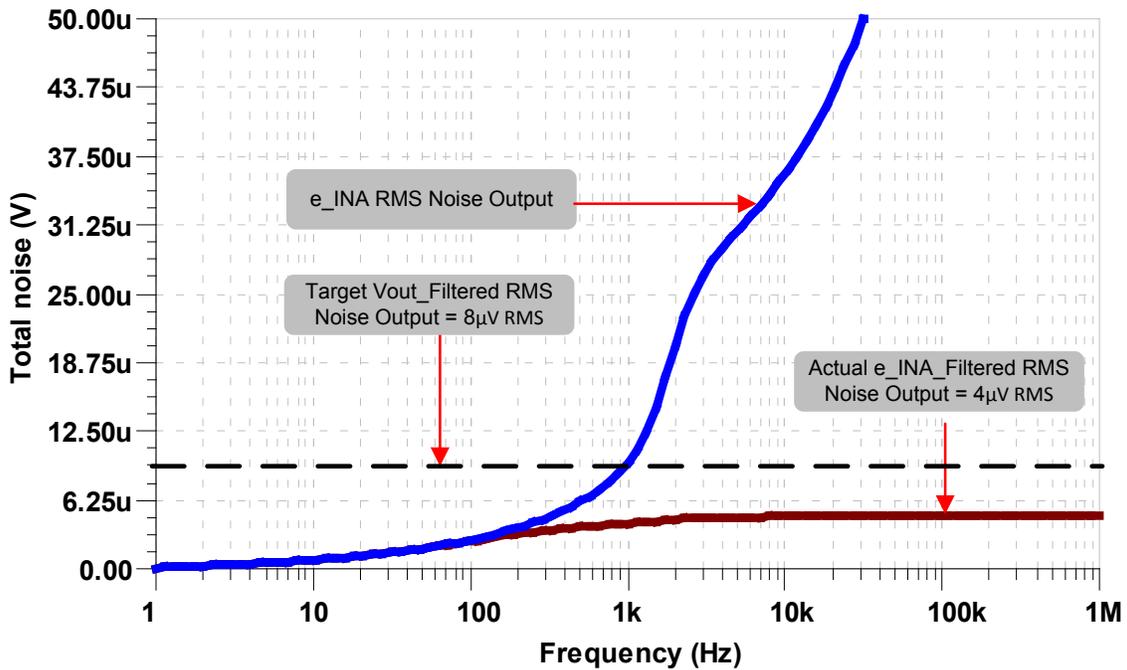


图 22: INA 的经过滤 RMS 噪声曲线图

表 8: 针对后置增益低通滤波器的组件选择表

参数	注释
确定 INA 前端的经滤波 RMS 值 ( $e_{\text{INA\_filtered}}$ )	使用等式 21 (INA 噪声和 ADC 驱动器噪声的和方根); 使用等式 22 算出 $e_{\text{INA\_filtered}} = e_{\text{ADC}} / 3 = 25 \mu \text{VRMS} / 3 = 8 \mu \text{VRMS}$
使用 TINA SPICE 参数扫描来确定 $R_{\text{LP1}}$ , $R_{\text{LP2}}$ 和 $C_{\text{LP}}$	选择 $R_{\text{LP1}} = R_{\text{LP2}} = 10\text{k}\Omega$ 并且使用 TINA SPICE 算出 $C_{\text{LP}}$ 来产生 $e_{\text{INA\_filtered}} \leq 8 \mu \text{VRMS}$ (请见 Figure 22) $C_{\text{LP}} = 50\text{nF}$ 产生针对设计裕度的 $e_{\text{INA\_filtered}} = 4 \mu \text{VRMS}$

## 4 仿真

### 4.1 建立 ECG 瞬态模拟

要创建一个 ECG 信号源, 首先选择一个交流电压源, 并且选择将为“分段线性”的信号类型。

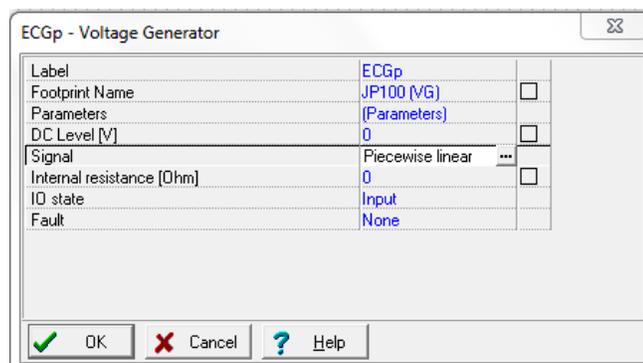


图 23: 步骤 1: 创建 ECG 电压源

下一步，在试算表中创建所需的 ECG 信号，并且通过单击分段线性源上的 3 个点来复制粘贴到源中。使用以下的值作为起始点：

```

一直重复
0 0
0.008 0.000015
0.016 0.00004
0.024 0.000055
0.032 0.00007
0.04 0.000075
0.048 0.00007
0.056 0.000055
0.064 0.00004
0.072 0.000025
0.08 0.00001
0.088 0
0.096 0
0.104 0
0.112 0
0.12 0
0.128 0
0.136 0
0.144 0
0.152 0
0.16 0
0.17 -0.000015
0.18 -0.00003
0.19 -0.000045
0.215 0.000075
0.23 -0.00015
0.245 0
0.385 0
0.403 0.000015
0.421 0.00005
0.439 0.00008
0.457 0.000095
0.475 0.0001
0.493 0.000095
0.511 0.00008
0.529 0.00005
0.547 0.000015
0.565 0
0.605 0
0.615 0.0000075
0.625 0.000015
0.635 0.0000075
0.645 0
0.725 0
重复终止
    
```

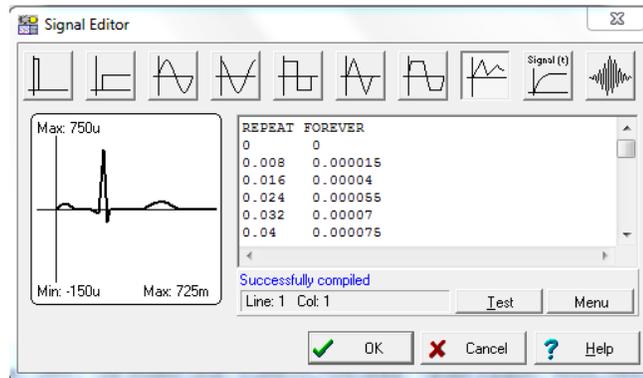


图 24: 步骤 2: 创建 ECG 电源源

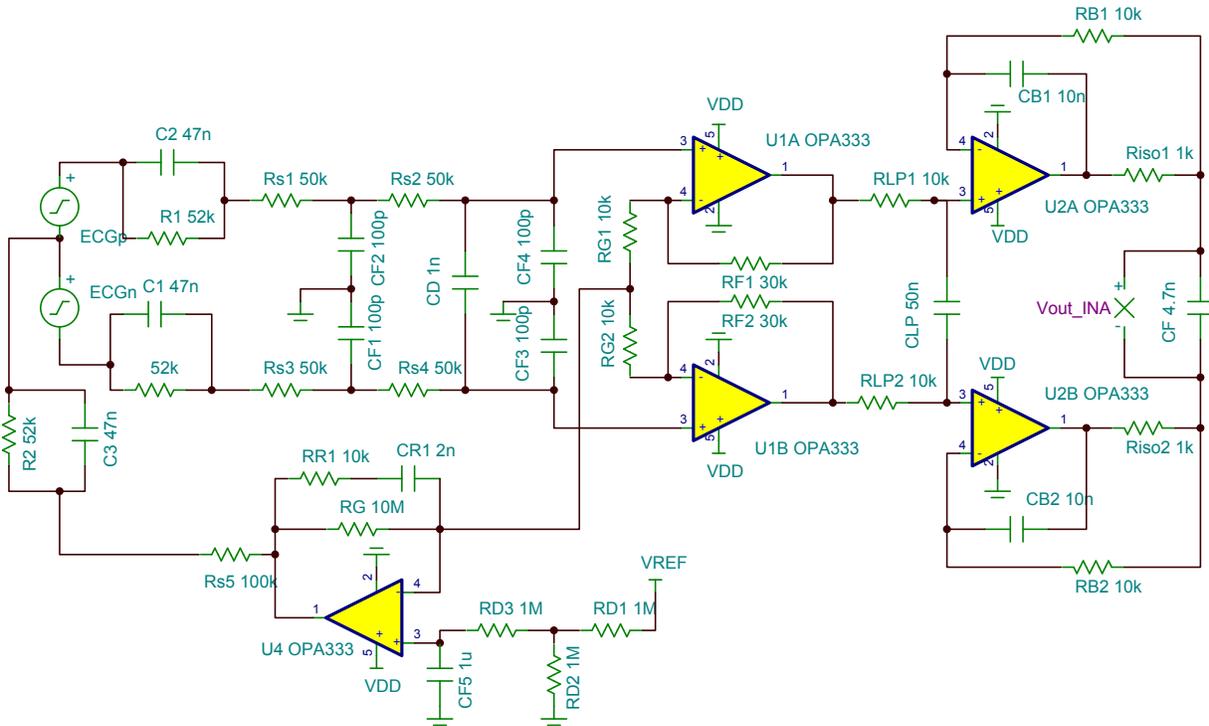


图 25: 瞬态 ECG 模拟电路

最终，在这里有一个对 ECG 信号的瞬态检查：

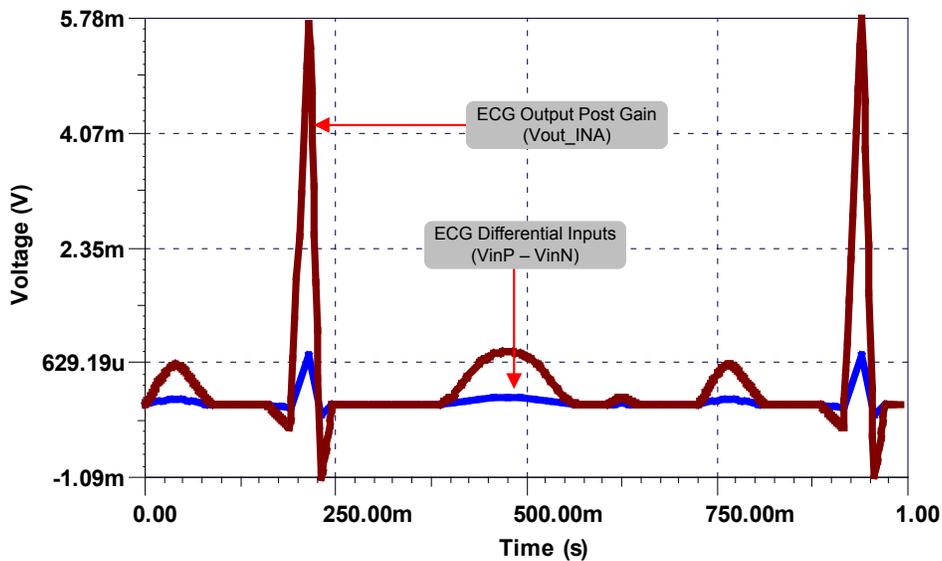


图 26: ECG 输出，前置和后置增益

### 4.2 模拟共模抑制比（只适用于前端）与频率间的关系

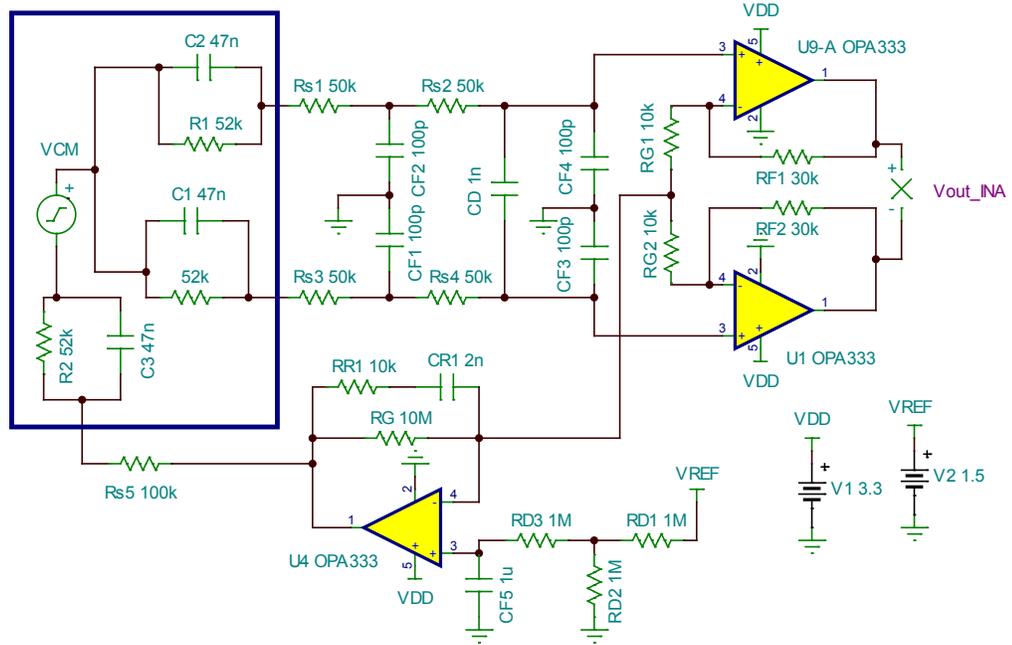


图 27: CMRR 与频率模拟电路间的关系

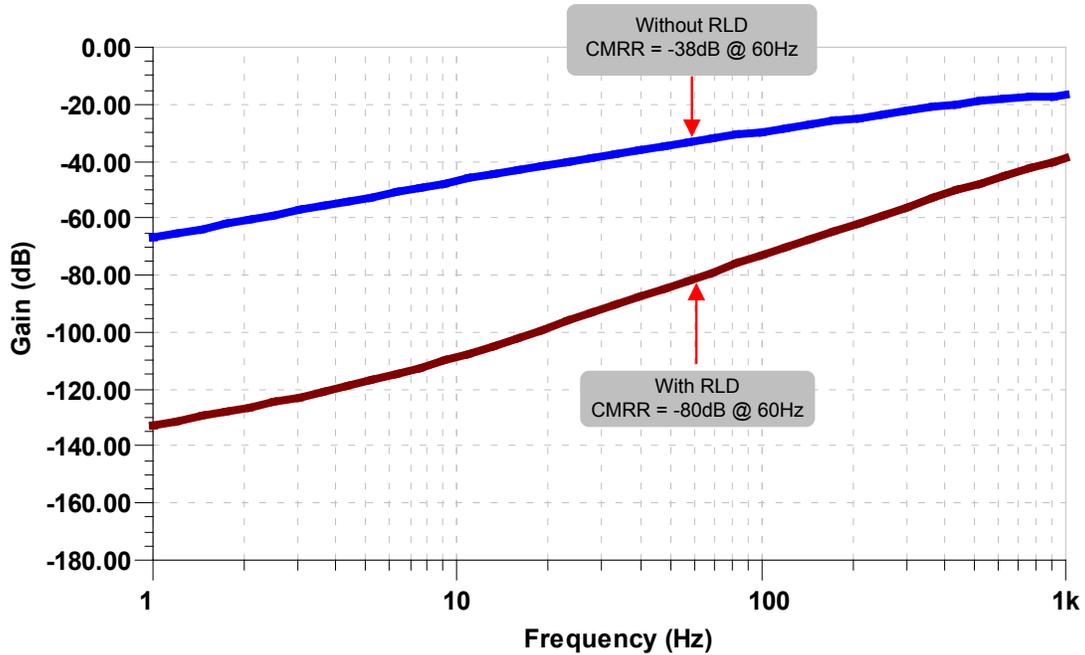


图 28: CMRR 曲线图，具有或没有右腿驱动

表 9: 模拟结果和注释的汇总表

模拟参数	注释
功耗 (mW)	使用与 VDD 串联的电流探针, 使用 ADC 在 10ksps 时的额定功率 = $55 \mu W$ , $P_o = 550 \mu W$
共模抑制比 (dB) (CMRR @ 60Hz)	借助理想电阻, CMRR = -80dB

## 5 印刷电路板 (PCB) 设计 / 布局布线

在设计这个 ECG 系统的 PCB 布局布线时需要考虑 5 个关键点:

- (1) 必须最大限度地缩短来自经缓冲、电压基准 (OPA313, U10) 的迹线, 以最大限度地减少会导致不稳定性的迹线电感。
- (2) 将输入驱动电路 (OPA2333, U2) 尽可能地放置在靠近输入的位置上, 以最大限度地减少环路面积, 从而实现最佳的布局布线来抑制 EMI/RFI
- (3) 最大限度地减小输入 RC 滤波器的环路面积 (靠近在一起), 并且尽可能地靠近输入 INA (OPA2333, U1) 以最大限度地减小 EMI/RFI 敏感度。
- (4) 请确保来自 ECG 信号源 (也就是人体) 的迹线是对称的, 并且没有任何尖锐的拐角。
- (5) 如果可能的话, 将 INA (OPA2333, U1) 上总和节点下方的接地层保持开路状态。在这个节点上增加的电容会导致不稳定性

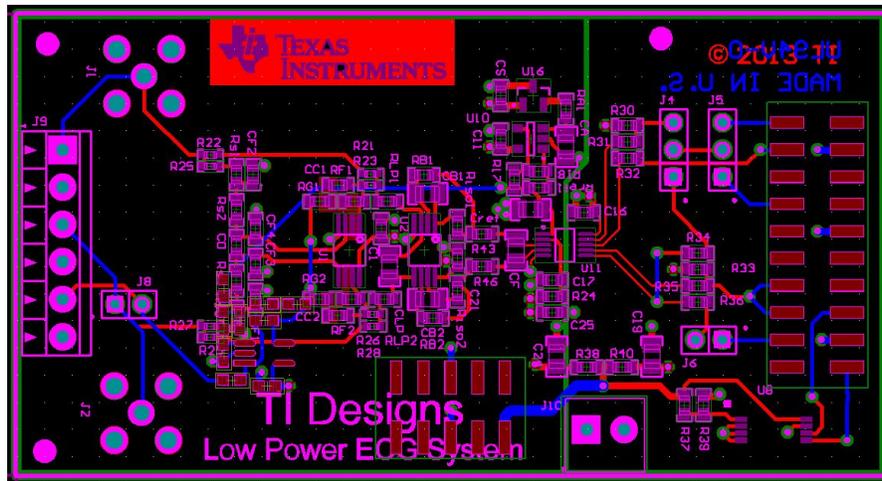


图 29: PCB 布局布线

## 6 验证 & 测得的性能

测量 ECG 系统性能需要非常精确的信号源、时钟发生器和针对连贯采样的同步测量。所有测得的数据取自 Figure 30 中图示的设置。

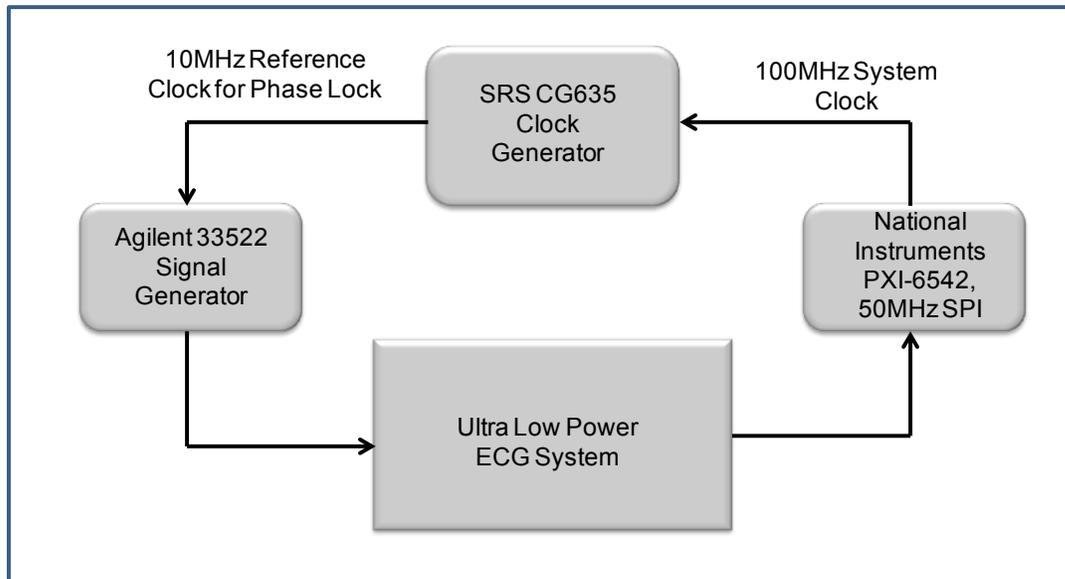


图 30: 针对 ECG 低功耗系统的高精度测量

### 6.1 针对 RMS 噪声的直流柱状图测试

通过将输入与所连接的右腿驱动放大器短接在一起测试直流 RMS 噪声。平均输出模式 (MOC) 代表直流偏移, 而标准差给出了噪声的代码扩展。然后, 通过与 ADC 的 LSB ( $22\mu\text{V}$ ) 相乘来将这些量转换为 VRMS。Figure 31 中显示的直流柱状图和 Table 10 中显示的测得值的汇总表。

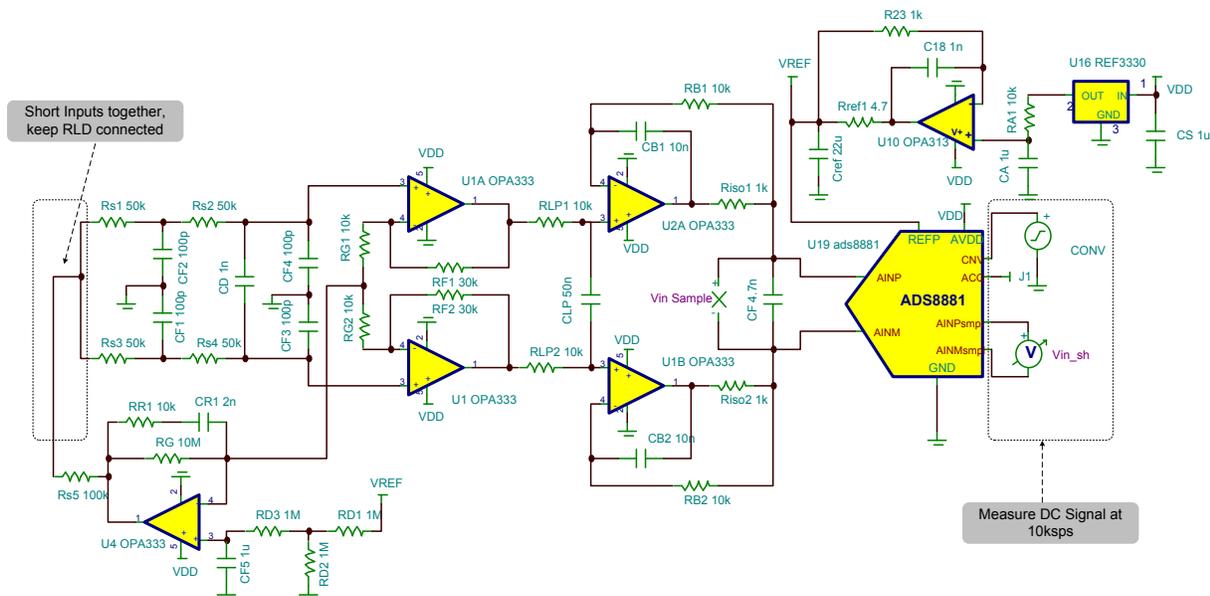


图 31: 具有中量程偏压 (1.5V) 的直流柱状图测试电路

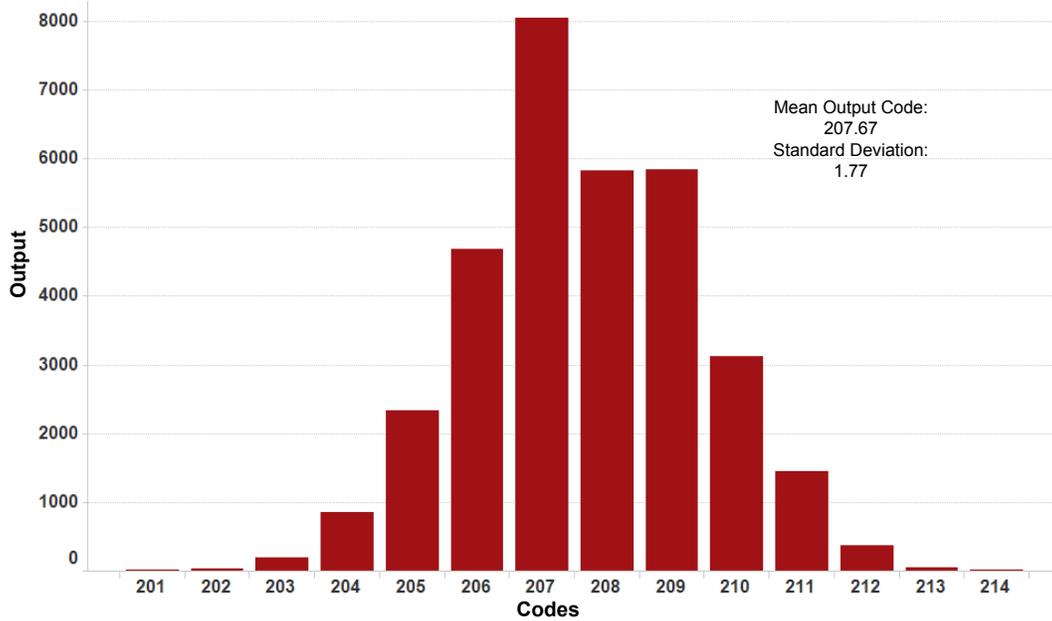


图 32: RLD 偏压 = 1.5V 时 (中量程), 显示直流柱状图的测量数据

ADS8881 (18 位) 的 ADC LSB 计算如下:

$$ADC_{LSB} = \frac{2 \cdot V_{REF}}{2^n - 1} = \frac{6V}{2^{18} - 1} = 22.8\mu V \quad (32)$$

将平均输出代码 (MOC) 转换为 VRMS:

$$V_{Offset} = MOC \cdot ADC_{LSB} \quad (33)$$

将标准差转换为 VRMS:

$$e_{RMS} = \sigma \cdot ADC_{LSB} \quad (34)$$

将  $V_{offset}$  转换为输入引入偏移 ( $V_{OS\_Input}$ ):

$$V_{OS\_Input} = \frac{V_{Offset}}{Gain} \quad (35)$$

已验证结果的汇总请见 Table 10:

表 10: 直流偏移和噪声结果汇总

参数	单位	目标值	测量值	仿真值
平均输出代码 (MOC)	*	*	207	*
输出偏移电压	V	*	4.55mV	*
RMS 噪声 (直流)	$\mu$ VRMS	40	38.7	*
输入等效噪声 (直流)	$\mu$ VRMS	11.5	9.68	4

### 6.2 100Hz 时的 SNR 测试

使用等式 8，测得的 SNR 可被用来计算 100Hz 时的 RMS 噪声：

$$SNR(dB) = 20 \log_{10} \left( \frac{3V/\sqrt{2}}{e_{ADC}} \right) \tag{36}$$

使用等式 9，可计算出 100Hz 时 ADC 的 RMS 噪声：

$$e_{ADC} = \frac{3V}{\sqrt{2} \cdot \left( 10^{92/20} \right)} = 52\mu V \tag{37}$$

表 11： 噪声测试结果汇总

参数	单位	目标值	测量值	仿真值
RMS 噪声 (100Hz)	μ VRMS	60	52	*
输入等效噪声 (100Hz)	μ VRMS	15	13	10
信噪比 (SNR @ 100Hz)	dB	90	89.9	*

### 6.3 RLD 连接时的 CMRR 测试 (60Hz)

通过将 1Vpp, 60Hz 共模输入信号与差分输入短接在一起 (Figure 33) 并且在 10ksps 时采样 ADS8881 来测量 CMRR。CMRR 的测试电路显示在图表 33 中 - 请注意输入源按照与 RLD 放大器插入

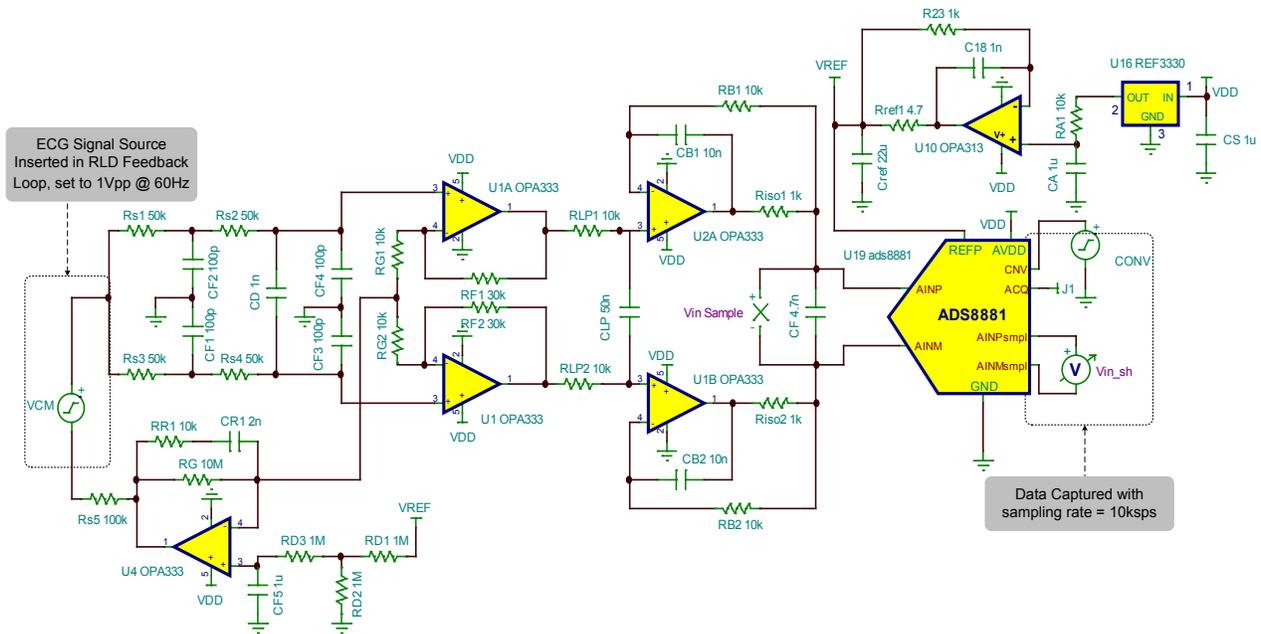


图 33： RLD 连接时的 CMRR 测试电路

Figure 34 中的柱状图显示使用图表 33 中的测试电路所测得的代码扩展。  $\sigma_{RMS}$  的“标准差”量被用来计算输入引入偏移电压 (VOS) (被用来计算 CMRR) 的变化。

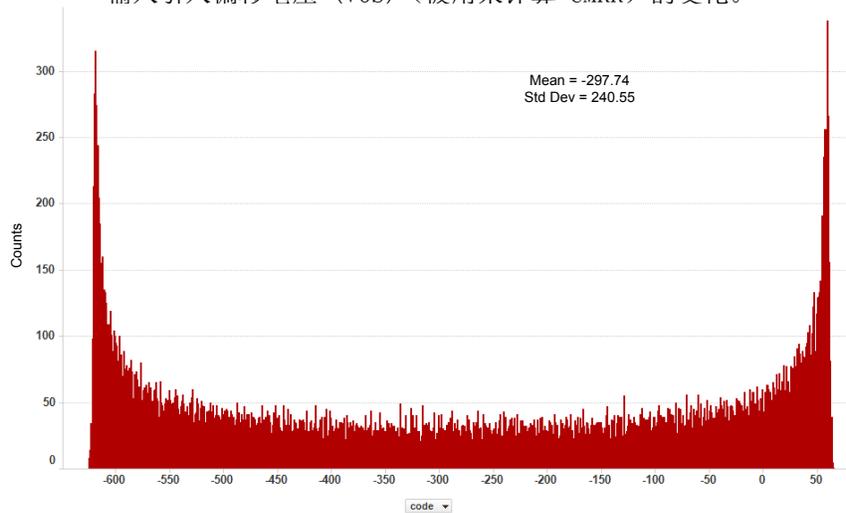


图 34: RLD 驱动连接时, 1V<sub>pp</sub>, 60Hz 的代码扩展

由增益拆分的偏移电压变化产生输入引入 (RMS) 偏移电压:

$$\Delta V_{OS} = \frac{\sigma_{RMS}}{Gain} = \frac{(240.55) \cdot 22.8\mu V}{4} = 1.37mV \quad (38)$$

峰值到峰值输入信号必须被转换为 VRMS:

$$\Delta V_{CM}(RMS) = \frac{V_{in\_pp}}{2\sqrt{2}} = \frac{1V_{pp}}{2\sqrt{2}} = .3535V \quad (39)$$

现在, CMRR 可被计算为:

$$CMRR_{60Hz}(dB) = -20\log_{10}\left(\frac{\Delta V_{CM}}{\Delta V_{OS}}\right) \quad (40)$$

$$CMRR_{60Hz}(dB) = -48.2dB \quad (41)$$

### 6.4 无 RLD 连接时的 CMRR 测试 (60Hz)

为了定性，CMRR 也如 Figure 35 中显示的那样在 RLD 断开时被测试：

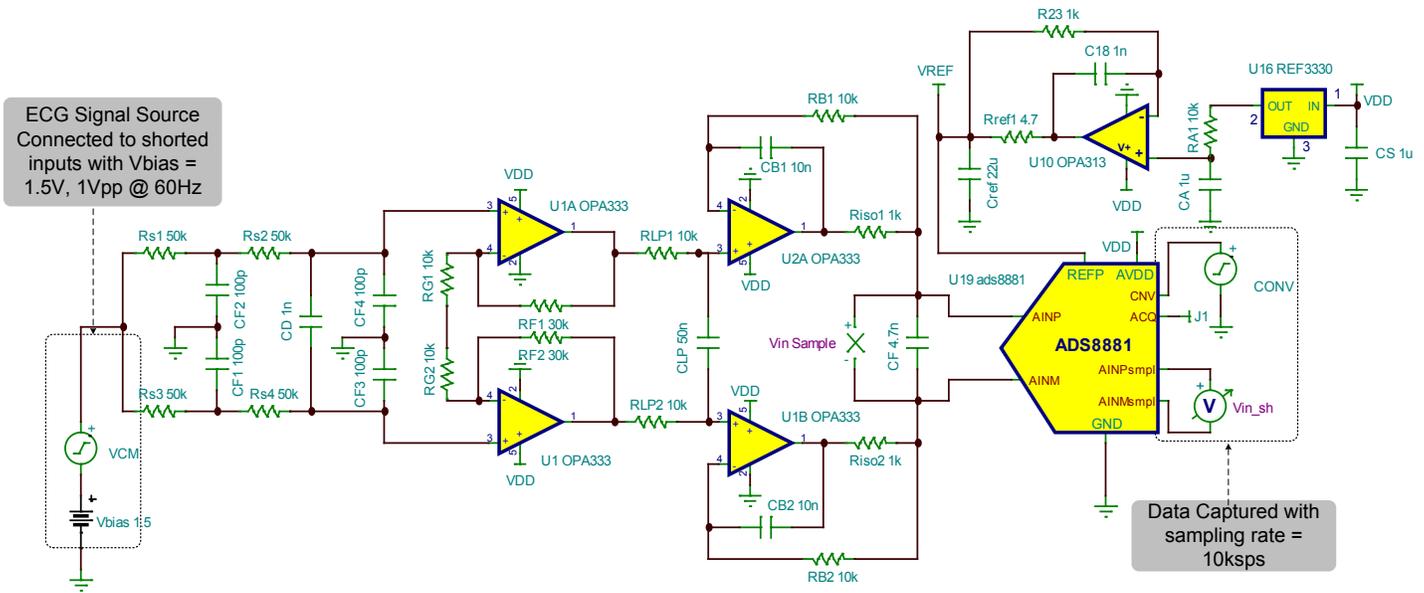


图 35: 无 RLD 时的 CMRR 测试电路

得出的柱状图甚至显示一个更大的标准差，表示 CMRR 进一步降级（请见 Figure 36）。

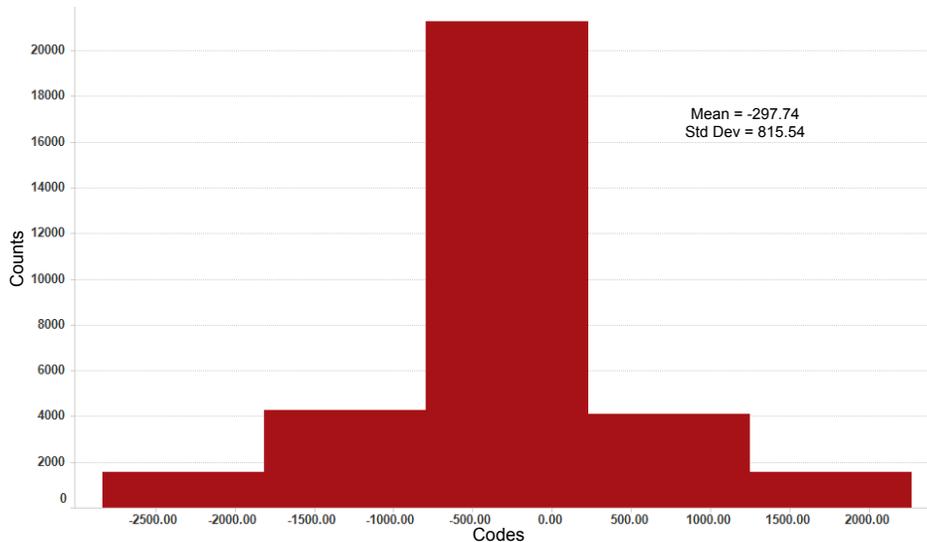


图 36: 无 RLD 时 CMRR 测试 (1Vpp @ 60Hz) 的代码扩展

$$CMRR_{60Hz}(\text{dB}) = -37.62\text{dB}$$

(42)

### 6.5 CMRR 测试的改进

在这个设计中，全部计算并未将差分输出 INA 的前端增益中使用的离散电阻器的耐受值考虑在内。实际上，由于共模中的变化，离散耐受值会增加可观数量的误差，可通过以下分析看到这些误差：

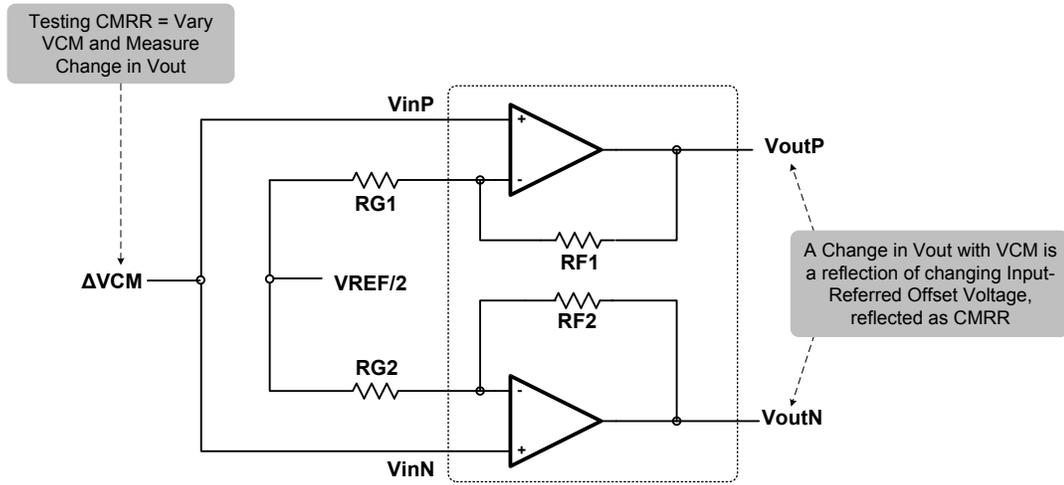


图 37: 显示电阻器匹配的前端 INA 经简化图

根据 图表 37，其中一个单端放大器的传递函数显示如下：

$$V_{outP} = (\Delta V_{cm} - V_{REF/2}) \cdot \frac{R_{F1}}{R_{G1}} + \Delta V_{cm} \quad (43)$$

$$V_{outN} = (\Delta V_{cm} - V_{REF/2}) \cdot \frac{R_{F2}}{R_{G2}} + \Delta V_{cm} \quad (44)$$

如果  $R_{F1} = R_{F2}$  并且  $R_{G1} = R_{G2}$ ，那么全部 CMRR 误差将为 2 个放大器的固有 CMRR 结果。分析不匹配误差效应的最简单方法是通过一个 TINA-TI™ SPICE 中的蒙特卡洛分析。图表 xx 显示执行 CMRR 模拟的测试电路；每个电阻器的初始耐受值被设定为 1%，群体尺寸 1000，并且将具有一个高斯分布。

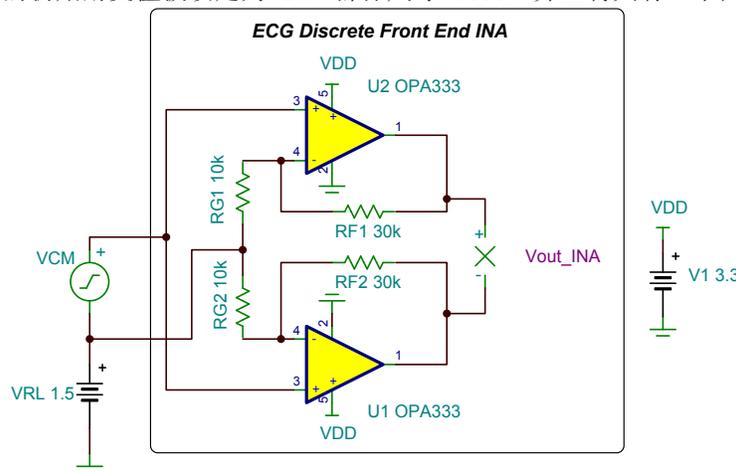


图 38: CMRR 电阻器不匹配仿真电路

从 Figure 39 中可以很明显的看出，在这些电阻器中，即使 1% 的不匹配也会极大地降低 CMRR 的性能，在这个情况下的平均值为 -29.9dB！这个不匹配是大多数 CMRR 损耗的成因；因此，如果使用了耐受值经改进的电阻器，将会对整个 ECG 信号链路的 CMRR 产生巨大影响。

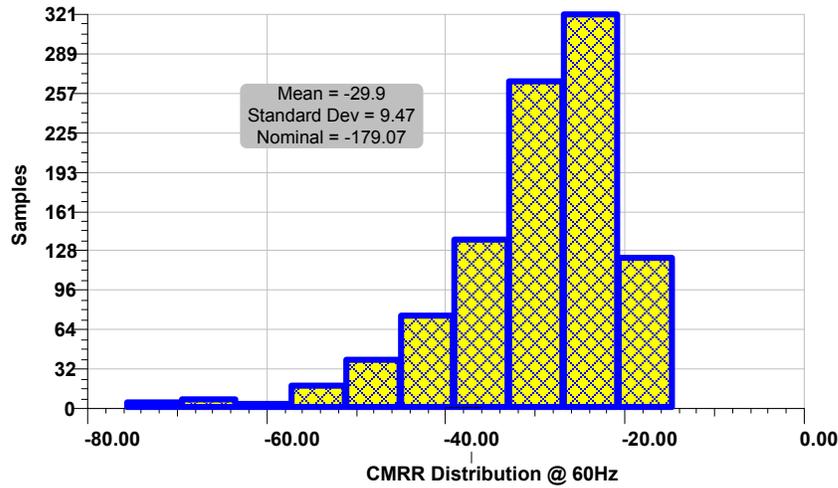


图 39: 针对  $R_{F1}$ ,  $R_{F2}$ ,  $R_{G1}$ ,  $R_{G2}$  的 1% 电阻器耐受值蒙特卡洛分析

会对 CMRR 产生巨大影响的一个简单修改是将  $R_{F1}$ ,  $R_{F2}$ ,  $R_{G1}$  和  $R_{G2}$  的耐受值从 1% 减少到 .01%。可在 Figure 40 中看到使用 .01% 耐受值时全新的 CMRR 分布。借助于这个电阻耐受值的改进，实现 -70dB 的 CMRR 目标值变得更加现实。Table 12 汇总了具有不同增益设置电阻器耐受值的 CMRR。

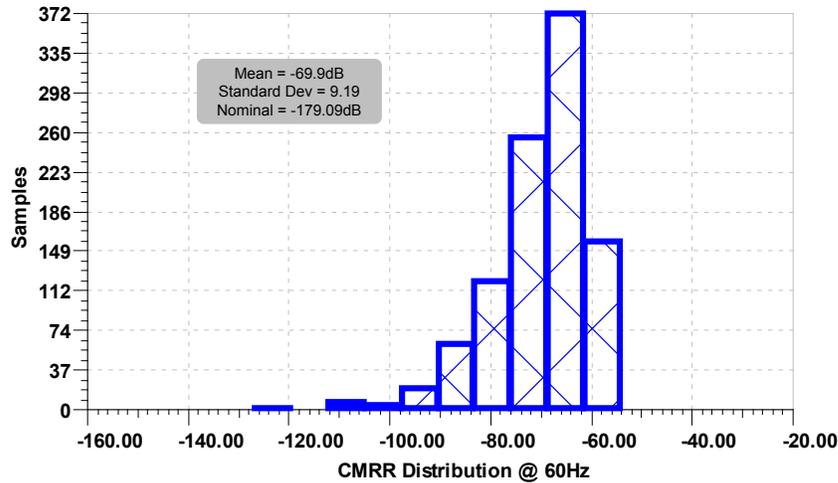


图 40: 针对  $R_{F1}$ ,  $R_{F2}$ ,  $R_{G1}$ ,  $R_{G2}$  的 .01% 电阻耐受值的蒙特卡洛分析。

在将 1% 电阻替换为具有“完美”匹配电阻后，在 Figure 33 中的电路中使用一个 1Vpp, 60Hz 信号来测试 CMRR。由于噪声减少了很多，为了提取 SNR，有必要使用 FFT（显示为 -SNR，这表示共模输入信号内的实际功率小于噪底）来回算 CMRR。

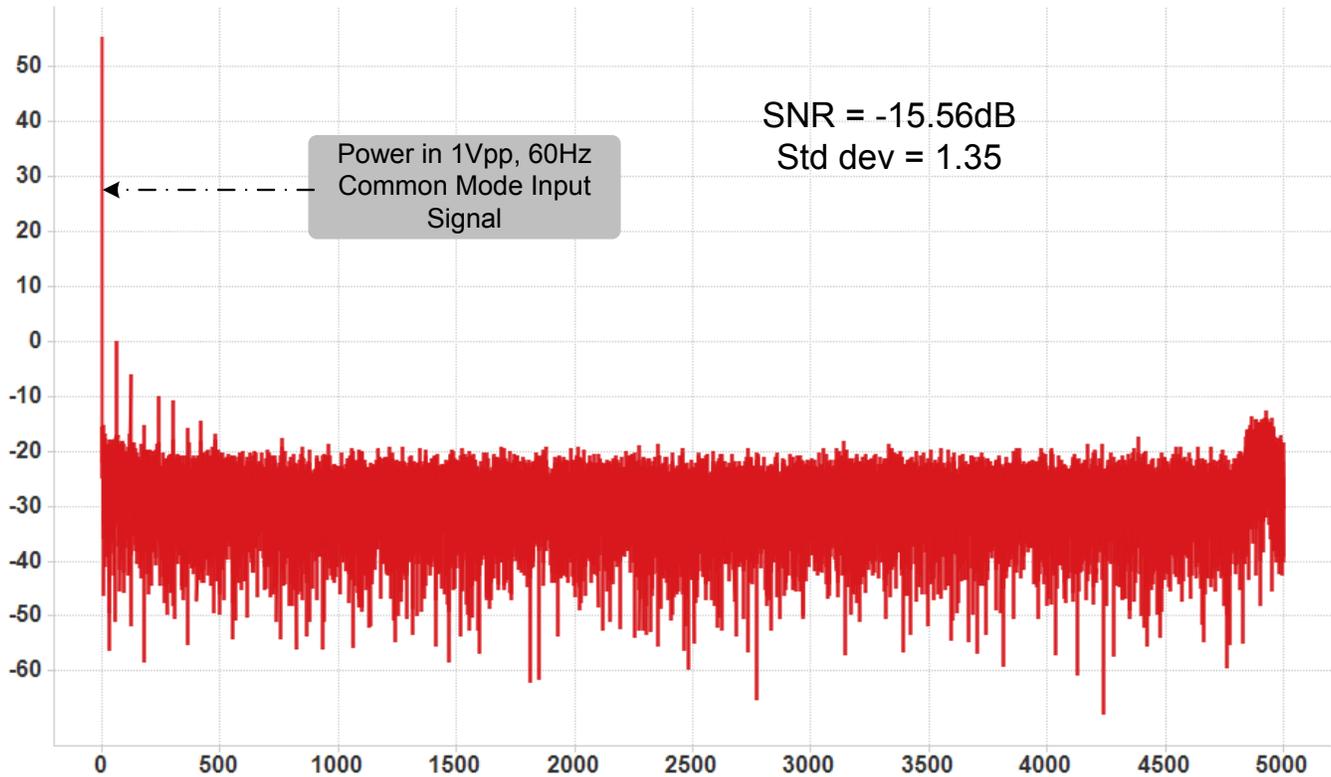


图 41: 显示 1Vpp, 60Hz 共模噪声功率的 FFT

通过使用 Figure 41 中的标准差, 等式 34, 已经由等式 32 得出的  $LSB = 22.8\mu V$ , RMS 噪底可被计算为:

$$e_{RMS} = \sigma \cdot ADC_{LSB} = 1.35 \cdot 22.8\mu V = 30.9\mu VRMS \quad (45)$$

使用等式 45 中获得的  $e_{RMS}$  值, 可通过将这个值代入等式 36, 使用 SNR, 从 Figure 41 中提取实际的 RMS 噪声功率。

$$e_{RMS} = \sigma \cdot ADC_{LSB} = 1.35 \cdot 22.8\mu V = 30.9\mu VRMS \quad (46)$$

使用这个 RMS 噪声值, 以下等式被用来提取 RMS 内的信号量值:

$$SNR(dB) = 20 \log_{10} \left( \frac{\Delta VOS_{60Hz}}{e_{RMS}} \right) \quad (47)$$

重新排列等式 47, 并且参考输入 (也就是除以 4 (增益)):

$$\Delta VOS_{60Hz} = \frac{e_{RMS} \cdot \left( 10^{\frac{SNR(dB)}{20}} \right)}{Gain} = 1.28\mu VRMS \quad (48)$$

使用等式 46 和 48 的结果，现在可计算出 CMRR:

$$CMRR(dB) = 20\log_{10}\left(\frac{\Delta VOS_{60Hz}}{V_{in_{60Hz}}}\right) = -108dB \quad (49)$$

表 12: 具有差分增益电阻耐受值 CMRR 测量结果表

参数	单位	目标值	测量值	仿真值
CMRR (60Hz), 完美匹配	dB	-90	-108	-80
CMRR (60Hz), .01% 匹配	dB	-70	-67	-69
CMRR (60Hz), 1% 匹配	dB	*	-48.2	-35

## 7 修改:

### 7.1 单片 INA 选项

可以使整个设计变得更简答的电路修改是为诸如 INA333 的前端选择一个离散单片 INA。 这样的器件在制造时内部具有高精度经调整电阻器，所以，需要的外部组件只有  $R_{G1}$  和  $R_{G2}$ 。 使用这个 INA 的代价是此器件将差分输入信号转换为单端信号，这意味着输出容易受到外部噪声耦合的影响，而在差分配置中，可以很容易地抑制这个外部噪声耦合。 最后，INA333 需要一个基准缓冲器来将单端输出偏移至中量程。

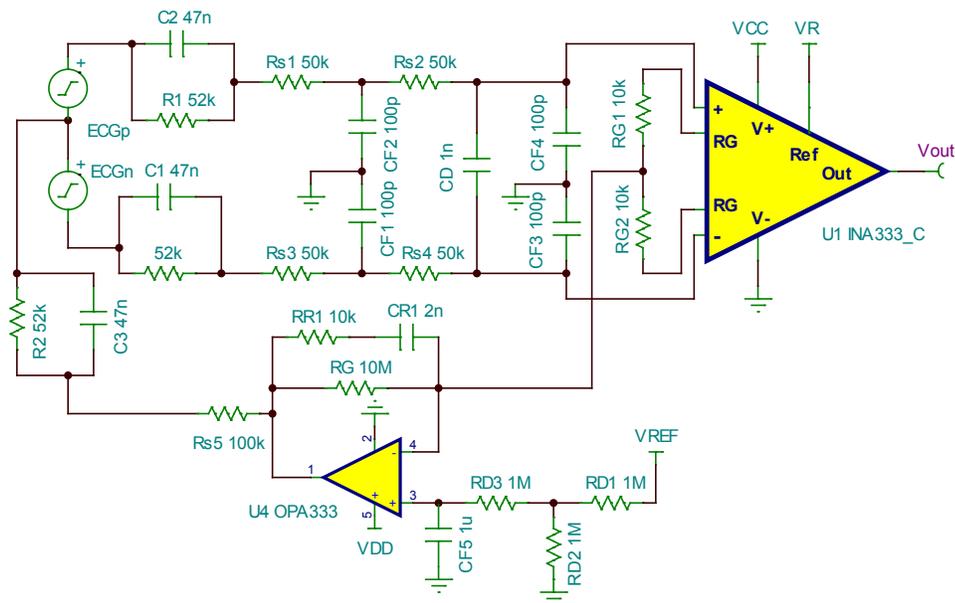


图 42: 经修改的具有 INA333 的 ECG 前端

## 7.2 集成、多通道 ECG 数据采集系统 (DAS) 选项

此离散方法提供了根据一组固定的系统要求定制功耗、采样和过滤的功能。一个可以极大简化 ECG 数据采集系统设计的替代方法是使用 ADS1292。ADS129x 系列器件提供一个集成前端可编程增益放大器 (PGA)，RL 驱动放大器，内部测试功能，导联断线检测和一个 24 位数据转换器。Table 13 列出了 ADS129x 系列的配置选项：

表 13: ECG DAS 器件列表

器件	分辨率 (位)	ECG DAS 器件列表	输入通道数	功耗 (典型值) (mW)
ADS1291	24	8kSPS	1	0.35
ADS1292	24	8kSPS	2	0.7
ADS1294	24	32kSPS	4	3
ADS1293	24	25.6kSPS	3	0.9
ADS1296	24	32kSPS	6	5.3
ADS1296R	24	32kSPS	6	5.3
ADS1298	24	32kSPS	8	6
ADS1298R	24	32kSPS	8	6
ADS1299	24	15kSPS	8	40
ADS1191	16	8kSPS	1	0.335
ADS1192	16	8kSPS	2	0.67
ADS1194	16	8kSPS	4	3
ADS1196	16	8kSPS	6	3.6
ADS1198	16	8kSPS	8	4.3

对于诸如 ECG 的低功耗高精度系统，功耗始终是首要考虑因素。下面列出了某些可在低功耗、单电源数据采集系统中使用的选项。

表 14: 针对 ECG 系统的低功耗低压降稳压器 (LDO)

器件	I <sub>q</sub> (μA)	I <sub>out</sub> (mA)	V <sub>in</sub> (V)	封装	特性
TPS797xx	1.2	50	1.8–5.5	5SC70	电源正常输出， 低压降 (105mV)
LP5900	25	150	2.2–5.5	4DSBGA, 6WSON	低噪声 (6.5uVRMS)，低压降 (80mV) 在线路/负载范围内 2% 精度
TPS780/2	0.5	150	2.2–5.5	5SOT-23, 6SON	在线路/负载/温度范围内 3% 精度 2mm x 2mm 封装，双级输出电压
LP5907	12	250	2.2–5.5	4DSBGA, 4X2SON, 5SOT-23	1mm x 1mm 封装，低噪声 (< 10uVRMS)， 低压降 (120mV)，线路/负载范围内 2% 精度
TPS727xx	7.9	250	2.0–5.5	6SON, 4DSBGA	线路/负载/温度范围内 2% 精度 低压降 (163mV)，出色的负载瞬态性能

## 8 关于作者

Matthew Hann 目前是德州仪器 (TI) 高精度模拟产品商业部门内高精度 SAR ADC 团队的产品线经理。Matt 的职业生涯开始于 1998 年的 Burr Brown，作为模拟产品测试工程师，他在 8 年时间里专注于高精度运算放大器、仪表放大器、分流监视器和功率放大器测试解决方案。在之后的 5 年时间里，Matt 作为模拟产品应用工程师，专注于前端仪表，功率放大器驱动器，温度感测，4–20mA 发射器，热控制环路和医疗用仪表应用。

## 9 致谢 & 参考文献

A. Kay, 运算放大器噪声 分析和减少噪声的技巧和提示 Elsevier, 2012 年

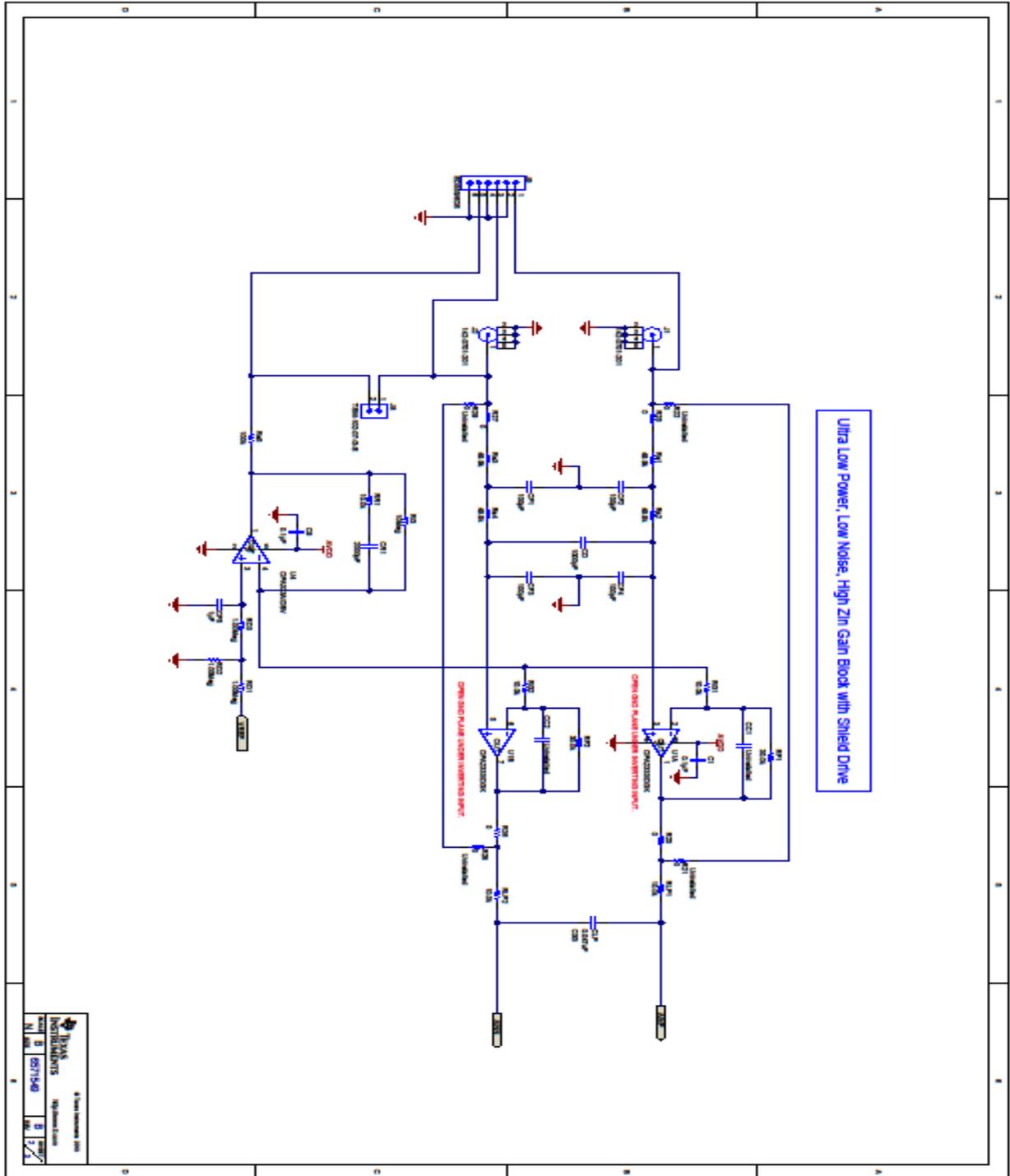
Green, Tim, 运算放大器稳定性 1-11 部分, 2008 年 11 月, 获得方法如下: [http://www.engenius.net/site/zones/acquisitionZONE/technical\\_notes/acqt\\_050712](http://www.engenius.net/site/zones/acquisitionZONE/technical_notes/acqt_050712)

Brown, John 和 Joseph Carr. 生物医学设备技术介绍 Prentice Hall Inc. 新泽西 1981 年, 1993 年

Dubin, Dale. EKG 的快速阐述。Cover Publishing Company. 麦尔兹堡. 2000 年.

感谢 Ordonez, Rafael 在测量方面提供的大量帮助





## A. 2 物料清单

Drawing Type		BILL OF MATERIALS				
Drawing Title		EVM, TI DESIGNS FORLOW POWER ECG SYSTEM				
Drawing Number		6571549				
Revision		B				
Data Class		TI INTERNAL DATA				
Engineer		TI SAR ADC ENGR				
Released By		B McKay				
Release date		05/30/2013				
NOTE: ASTERISK(*) NEXT TO PART MANUFACTURER'S NAME DENOTES POSSIBLE LONG LEAD TIME ITEM.						
ITEM	QTY	MFG	MFG PART#	REF DES	DESCRIPTION	VALUE or FUNCTION
		<b>TBD by TI (TURNKEY)</b>				
	REF	TBD by TI	6571549B	-	ASSEMBLY	-
	REF	-	6571549B	-	SCHEMATIC	-
	1	TBD by TI	6571549B	-	FABRICATION	-
	REF	-	6571549B	-	ARTWORK	-
1	2	Emerson Network Power	142-0701-201	J1, J2	Connector, TH, SMA	
2	1	Samtec, Inc.	SSW-105-22-F-D-VS-K	J7	Connector, Header, 10-Pos (10x2), Receptacle, 100x100-mil Pitch	
3	1	Samtec, Inc.	SSW-110-22-F-D-VS-K	J3	Connector, Receptacle, 100mil, 10x2, Gold plated, SMD	
4	1	On-Shore Technology, Inc.	ED555/6DS	J9	Terminal Block, 6A, 3.5mm Pitch, 6-Pos, TH	
5	2	Samtec, Inc.	TSW-103-07-G-S	J4, J5	Header, TH, 100mil, 3x1, Gold plated, 230 mil above insulator	
6	2	Samtec, Inc.	TSW-102-07-G-S	J6, J8	Header, TH, 100mil, 2x1, Gold plated, 230 mil above insulator	
7	1	On-Shore Technology, Inc.	ED555/2DS	J10	Terminal Block, 6A, 3.5mm Pitch, 2-Pos, TH	
8	1	Kemet	C0805C473J3GACTU	CLP	CAP, 0.047uF, 0805, C0G	
9	1	Kemet	C0603C102J5GAC	CD	CAP, CERM, 1000pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	
10	2	MuRata	GRM2195C1H103JA01D	CB1, CB2	CAP, CERM, 0.01uF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0805	
11	1	TDK	C2012X5R0J226M	Cref	CAP, CERM, 22uF, 6.3V, +/-20%, X5R, 0805	
12	2	Kemet	C0805C106K8PACTU	C19, C24	CAP, CERM, 10uF, 10V, +/-10%, X5R, 0805	
13	1	TDK	C2012C0G1E472J	CF	CAP, CERM, 4700pF, 25V, +/-5%, C0G/NP0, 0805	
14	1	Taiyo Yuden	EMK212B7105KG-T	CA	CAP, CERM, 1uF, 16V, +/-10%, X7R, 0805	
15	1	TDK	C1608C0G1H102J	C17	CAP, CERM, 1000pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	
16	1	Vishay-Dale	CRCW06031R00FKEA	R24	RES, 10.0 ohm, 1%, 0.1W, 0603	
17	1	Vishay-Dale	CRCW0603100KFKEA	Rs5	RES, 100k ohm, 1%, 0.1W, 0603	
18	1	Vishay-Dale	CRCW060310M0JNEA	RG	RES, 10Meg ohm, 5%, 0.1W, 0603	
19	4	TDK	C1608X7R1C105K	C16, C25, CF5, CS	CAP, CERM, 1uF, 16V, +/-10%, X7R, 0603	
20	2	Vishay-Dale	CRCW06031R00FKEA	R38, Rref1	RES, 1.00 ohm, 1%, 0.1W, 0603	
21	3	Vishay-Dale	CRCW06031K00FKEA	R30, Riso1, Riso2	RES, 1.00k ohm, 1%, 0.1W, 0603	
22	3	Vishay-Dale	CRCW06031M00FKEA	RD1, RD2, RD3	RES, 1.00Meg ohm, 1%, 0.1W, 0603	
23	9	Vishay-Dale	CRCW060310K0FKEA	R33, RA1, RB1, RB2, RG1, RG2, RLP1, RLP2, RR1	RES, 10.0k ohm, 1%, 0.1W, 0603	
24	4	Vishay-Dale	CRCW060349K9FKEA	Rs1, Rs2, Rs3, Rs4	RES, 49.9k ohm, 1%, 0.1W, 0603	
25	5	Vishay-Dale	CRCW0603000Z0EA	R18, R35, R40, R43, R46	RES, 0 ohm, 5%, 0.1W, 0603	
26	5	Vishay-Dale	CRCW060347R0JNEA	R31, R32, R34, R36, R39	RES, 47 ohm, 5%, 0.1W, 0603	
27	4	AVX	06035A101JAT2A	CF1, CF2, CF3, CF4	CAP, CERM, 100pF, 50V, +/-5%, C0G/NP0, 0603	
28	4	Panasonic	ERJ-2GE0R00X	R23, R25, R26, R27	RES, 0 ohm, 5%, 0.063W, 0402	
29	2	Yageo America	RC0603FR-0730KL	RF1, RF2	RES, 30.0k ohm, 1%, 0.1W, 0603	
30	1	Texas Instruments	OPA313	U10	1-MHz, Micro-Power, Low-Noise, RRIO, 1.8-V CMOS OP AMP	
31	1	Texas Instruments	ADS8588	U11	18-bit 1MSPS SAR ADC	
32	1	Analog Devices	REF3330	U16	3.0V, 3.9uA, SC70-3, 30ppm/°C Drift VOLTAGE REFERENCE	
33	6	Kemet	C0603C104K5RACTU	C1, C9, C11, C21, CC1, CC2	CAP, CERM, 0.1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0603, CAP, CERM, 0.1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0603, CAP, CERM, 0.1uF, 50V, +/-10%, X7R, 0603, Uninstalled, Uninstalled	
34	1	MuRata	GRM188R71H202KA01D	CR1	CAP, CERM, 2000pF, 50V, +/-10%, X7R, 0603	
35	8	N/A, N/A, N/A, Vishay-Dale, N/A, N/A, N/A, N/A	N/A	FID1, FID2, FID3, R17, R21, R22, R28, R29	Fiducial mark. There is nothing to buy or mount., Fiducial mark. There is nothing to buy or mount., RES, 0 ohm, 5%, 0.1W, 0603, Uninstalled, Uninstalled, Uninstalled	
36	2	TI	OPA2333IDGK	U1, U2	IC, 1.8V, microPOWER Op Amp Zero-Drift Series	
37	1	TI	OPA333AIDBV	U4	IC, 1.8V, microPower, CMOS Op Amp, Zero-Drift Series	
38	1	Microchip	24xx256-J/ST	U8	IC, 256K CMOS Serial EEPROM	

## 针对 TI 参考设计的重要声明

德州仪器公司 ("TI") 参考设计只用于帮助设计人员 ("客户") 开发包含 TI 半导体产品的系统 (在这里也指"组件")。客户理解并同意他们对设计客户系统和产品中的独立分析、评估和判断负责。

TI 参考设计已经使用标准实验室条件和工程实践创建。TI 未采取任何测试, 除非那些在已发布文档中针对一个特定参考设计所专门描述的测试。TI 也许会对它的参考设计进行修正、提高、改进和其它改变。

客户被授权使用具有每个特定参考设计中确认的 TI 组件的 TI 参考设计, 并且在他们的终端产品开发中修改参考设计。然而, 在这里不授予任何其它 TI 知识产权的直接或隐含, 默许或其它方式的许可, 和任何第三方技术或知识产权的许可, 其中包括但不限于任何专利权、版权、屏蔽作品权、或者与采用了 TI 产品或服务的任何集成、机器或工艺相关的知识产权。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

TI 参考设计"按原样"提供。对于参考设计或者包括精度和完整性在内的直接、隐含或者法律规定的参考设计的使用, TI 不作出任何保证或声明。TI 不对任何隐含的适销性、针对特定用途的适用性、平静受益权、无干扰享有权, 以及与 TI 参考设计或其使用相关的任何第三方知识产权的非侵权作出任何保证。TI 不对任何与 TI 参考设计中提供的产品组合相关的或基于这些产品组合的第三方侵权声明负责, 并且不应为客户提供辩护或赔偿。不论是何原因造成任何实际的、特殊的、意外的、相应发生的或间接的损坏, 并且不论 TI 是否已经告知了 TI 参考设计的任何使用或 TI 参考设计的客户使用所造成的此类损坏的可能性, TI 都不应对此负责。

TI 保留根据 JESD46 最新标准, 对所提供的半导体产品和服务进行更正、增强、改进或其它更改的权限, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的 TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种产品的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

对于 TI 数据手册、数据表或参考设计中的 TI 信息, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任。第三方信息可能受到其它限制条件的制约。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在客户的安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。借助于这样的组件, TI 的目标是帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或"增强型塑料"的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的组件。客户认可并同意, 对还未指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 将不承担任何责任。

## 重要声明

德州仪器(TI) 及其下属子公司有权根据 JESD46 最新标准, 对所提供的产品和服务进行更正、修改、增强、改进或其它更改, 并有权根据 JESD48 最新标准中止提供任何产品和服务。客户在下订单前应获取最新的相关信息, 并验证这些信息是否完整且是最新的。所有产品的销售都遵循在订单确认时所提供的TI 销售条款与条件。

TI 保证其所销售的组件的性能符合产品销售时 TI 半导体产品销售条件与条款的适用规范。仅在 TI 保证的范围内, 且 TI 认为有必要时才会使用测试或其它质量控制技术。除非适用法律做出了硬性规定, 否则没有必要对每种组件的所有参数进行测试。

TI 对应用帮助或客户产品设计不承担任何义务。客户应对其使用 TI 组件的产品和应用自行负责。为尽量减小与客户产品和应用相关的风险, 客户应提供充分的设计与操作安全措施。

TI 不对任何 TI 专利权、版权、屏蔽作品权或其它与使用了 TI 组件或服务的组合设备、机器或流程相关的 TI 知识产权中授予的直接或隐含权作出任何保证或解释。TI 所发布的与第三方产品或服务有关的信息, 不能构成从 TI 获得使用这些产品或服务的许可、授权、或认可。使用此类信息可能需要获得第三方的专利权或其它知识产权方面的许可, 或是 TI 的专利权或其它知识产权方面的许可。

对于 TI 的产品手册或数据表中 TI 信息的重要部分, 仅在没有对内容进行任何篡改且带有相关授权、条件、限制和声明的情况下才允许进行复制。TI 对此类篡改过的文件不承担任何责任或义务。复制第三方的信息可能需要服从额外的限制条件。

在转售 TI 组件或服务时, 如果对该组件或服务参数的陈述与 TI 标明的参数相比存在差异或虚假成分, 则会失去相关 TI 组件或服务的所有明示或暗示授权, 且这是不正当的、欺诈性商业行为。TI 对任何此类虚假陈述均不承担任何责任或义务。

客户认可并同意, 尽管任何应用相关信息或支持仍可能由 TI 提供, 但他们将独力负责满足与其产品及其应用中使用的 TI 产品相关的所有法律、法规和安全相关要求。客户声明并同意, 他们具备制定与实施安全措施所需的全部专业技术和知识, 可预见故障的危险后果、监测故障及其后果、降低有可能造成人身伤害的故障的发生机率并采取适当的补救措施。客户将全额赔偿因在此类安全关键应用中使用任何 TI 组件而对 TI 及其代理造成的任何损失。

在某些场合中, 为了推进安全相关应用有可能对 TI 组件进行特别的促销。TI 的目标是利用此类组件帮助客户设计和创立其特有的可满足适用的功能安全性标准和要求的终端产品解决方案。尽管如此, 此类组件仍然服从这些条款。

TI 组件未获得用于 FDA Class III (或类似的生命攸关医疗设备) 的授权许可, 除非各方授权官员已经达成了专门管控此类使用的特别协议。

只有那些 TI 特别注明属于军用等级或“增强型塑料”的 TI 组件才是设计或专门用于军事/航空应用或环境的。购买者认可并同意, 对并非指定面向军事或航空航天用途的 TI 组件进行军事或航空航天方面的应用, 其风险由客户单独承担, 并且由客户独力负责满足与此类使用相关的所有法律和法规要求。

TI 已明确指定符合 ISO/TS16949 要求的产品, 这些产品主要用于汽车。在任何情况下, 因使用非指定产品而无法达到 ISO/TS16949 要求, TI 不承担任何责任。

产品	应用
数字音频	<a href="http://www.ti.com.cn/audio">www.ti.com.cn/audio</a> 通信与电信 <a href="http://www.ti.com.cn/telecom">www.ti.com.cn/telecom</a>
放大器和线性器件	<a href="http://www.ti.com.cn/amplifiers">www.ti.com.cn/amplifiers</a> 计算机及周边 <a href="http://www.ti.com.cn/computer">www.ti.com.cn/computer</a>
数据转换器	<a href="http://www.ti.com.cn/dataconverters">www.ti.com.cn/dataconverters</a> 消费电子 <a href="http://www.ti.com.cn/consumer-apps">www.ti.com.cn/consumer-apps</a>
DLP® 产品	<a href="http://www.dlp.com">www.dlp.com</a> 能源 <a href="http://www.ti.com.cn/energy">www.ti.com.cn/energy</a>
DSP - 数字信号处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/dsp">www.ti.com.cn/dsp</a> 工业应用 <a href="http://www.ti.com.cn/industrial">www.ti.com.cn/industrial</a>
时钟和计时器	<a href="http://www.ti.com.cn/clockandtimers">www.ti.com.cn/clockandtimers</a> 医疗电子 <a href="http://www.ti.com.cn/medical">www.ti.com.cn/medical</a>
接口	<a href="http://www.ti.com.cn/interface">www.ti.com.cn/interface</a> 安防应用 <a href="http://www.ti.com.cn/security">www.ti.com.cn/security</a>
逻辑	<a href="http://www.ti.com.cn/logic">www.ti.com.cn/logic</a> 汽车电子 <a href="http://www.ti.com.cn/automotive">www.ti.com.cn/automotive</a>
电源管理	<a href="http://www.ti.com.cn/power">www.ti.com.cn/power</a> 视频和影像 <a href="http://www.ti.com.cn/video">www.ti.com.cn/video</a>
微控制器 (MCU)	<a href="http://www.ti.com.cn/microcontrollers">www.ti.com.cn/microcontrollers</a>
RFID 系统	<a href="http://www.ti.com.cn/rfidsys">www.ti.com.cn/rfidsys</a>
OMAP应用处理器	<a href="http://www.ti.com.cn/omap">www.ti.com.cn/omap</a>
无线连通性	<a href="http://www.ti.com.cn/wirelessconnectivity">www.ti.com.cn/wirelessconnectivity</a> 德州仪器在线技术支持社区 <a href="http://www.deyisupport.com">www.deyisupport.com</a>

邮寄地址: 上海市浦东新区世纪大道1568号, 中建大厦32楼邮政编码: 200122  
Copyright © 2014, 德州仪器半导体技术(上海)有限公司