

均方根 - 直流转换器使测量工作轻松自如

无论波形如何，均方根 - 直流转换器都能计算信号的真均方根值。
可在各种测量电路内作为构建模块使用。

作者：Bob Clarke、Mark Fazio 和 Dave Scott

简介

均方根 - 直流转换器提供直流输出，大小等于交流或波动直流输入的均方根值。ADI 公司提供五款均方根 - 直流转换器：AD536A、AD636、AD637、AD736 和 AD737。AD536A、AD636 和 AD637 的工作原理和应用在《均方根 - 直流转换应用指南》第二版中有详细说明。

但该指南中未提及较新的 AD736 和 AD737 均方根 - 直流转换器。本应用笔记旨在补充该指南，讨论 AD736 和 AD737 的工作原理及应用，另外还包含有关提高精度及缩短 AD637 建立时间的信息。

文章分以下五个主要部分：均方根 - 直流转换器如何工作、如何选择均方根 - 直流转换器、AD736 和 AD737 的工作原理、AD736 和 AD737 的应用、AD637 的应用。有关均方根 - 直流转换器的其他信息来源包括《均方根 - 直流转换应用指南》第二版、《非线性电路手册》第二版以及 AD536A、AD636、AD637、AD736 和 AD737 数据手册；以上资源均可从 ADI 公司获得。

为什么要使用均方根 - 直流转换器？

早期万用表使用简单的整流器和求平均值电路进行交流测量。这些仪表经过校准后可读取均方根值，但仅适用于单一波形，且必须是正弦波。与求平均值电路相比，无论波形如何，均方根直流转换器都能测量输入信号的均方根值。

不同波形具有不同的波峰因数，波峰因数定义为峰值信号幅度与均方根幅度的比值，即：波峰因数 = V_{PEAK}/V_{RMS} 。许多常见波形，例如正弦波和三角波，具有相对较低 (≤ 2) 的波峰因数。而诸如低占空比脉冲序列和 SCR 波形的其他波形则具有高波峰因数。

要用求平均值电路获得精确结果，用户必须预先知道波形并应用校正系数。均方根 - 直流转换器可为各种波峰因数提供精确结果。AD637 可处理高达 10 的波峰因数，且附加误差不大于 1%；AD736 和 AD737 可处理高达 5 的波峰因数。表 1 比较了各种波形的真均方根值与平均响应电路引起的测量误差。

均方根 - 直流转换器如何工作

本文讨论的均方根 - 直流转换器针对电压均方根值解隐式方程。下文将显示从均方根电压定义到隐式方程的推导过程，然后解释隐式方程在单芯片均方根 - 直流转换器中的实现方法。

电压均方根值定义如下：

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [V(t)^2] dt} \quad (1)$$

其中是 V_{RMS} 均方根值，T 是测量持续时间，V(t) 是瞬时电压，与时间成函数关系但不一定具有周期性。

等式两边平方后得到：

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t)^2] dt \quad (2)$$

积分可按移动均值计算近似值：

$$Avg [V(t)^2] = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t)^2] dt \quad (3)$$

然后将方程 2 简化为：

$$V_{RMS}^2 = Avg [V(t)^2] \quad (4)$$

表 1. 测量常见波形时由平均响应电路引起的误差

波形类型 (1 V 峰值幅度)	波峰因数 (V_{PEAK}/V_{RMS})	真均方根值	经校准以读取正弦波均方根值的平均响应电路读数	平均响应电路读数误差百分比*
非失真正弦波	1.414 ($\sqrt{2}$)	0.707 V	0.707 V	0%
幅度对称方波	1.00 (精确值)	1.00 V	1.11 V	+ 11.0%
三角波	1.732 ($\sqrt{3}$)	0.577 V	0.555 V	-4%
高斯噪声 (98% 峰值 < 1 V)	3	0.333	0.266	-20.2%
单极脉冲序列示例	2	0.5 V	0.25 V	-50%
	10	0.1 V	0.01 V	-90%
SCR 波形				
50% 占空比	2	0.495 V	0.354 V	-28%
25% 占空比	4.7	0.212 V	0.150 V	-30%

$$\text{读数误差百分比} = \frac{\text{平均响应值} - \text{真均方根值}}{\text{真均方根值}} \times 100\%$$

等式两边除以 V_{RMS} 得到：

$$V_{RMS} = \frac{\text{Avg}[V(t)^2]}{V_{RMS}} \quad (5)$$

该表达式为 V_{RMS} 隐式函数求解提供了基础，并且是 ADI 单芯片均方根 - 直流转换器系列所采用的技术。

注意，等式 4 两边取平方根得到：

$$V_{RMS} = \sqrt{\text{Avg}[V(t)^2]} \quad (6)$$

这是表达函数均方根值的另一方法。

从实用角度讲，隐式均方根算法具有出色的动态范围，优于显式算法（连续求输入信号的平方、平均值及平方根）。使用显式法时，对 100:1 (0.1 V 至 10 V) 的瞬时输入，平方器输出将在 10,000:1 的动态范围 (1 mV 至 10 V) 内变化。用于显式法的输入平方器误差将大于 1 mV，因此误差很大程度上取决于信号电平，使得总体动态范围小于 100:1。

图 1 显示的是均方根 - 直流转换的隐式法。该电路实质上是解方程 5 的模拟计算机。ADI 公司的 AD536A、AD636、AD637、AD736 和 AD737 均使用了该电路的变化形式。

输入级是单位增益缓冲器，在 AD536A、AD636 和 AD637 中是非专用器件，而在 AD736 和 AD737 中是专用器件。此处“非专用”一词表示输入和输出连接均可利用；用户可以选择使用该缓冲器作为转换器的高阻抗输入，在均方根 - 直流转换器自身的均值滤波器后构建有源滤波器，或者直接保持未连接状态。

输入缓冲器后接绝对值电路（即精密全波整流器）。绝对值电路输出驱动平方器 / 除法器。平方器 / 除法器计算输入信号的平方并除以输出信号，得出平方电路的平均输出。通过闭合除法器周围的环路，对方程 5 连续求解。

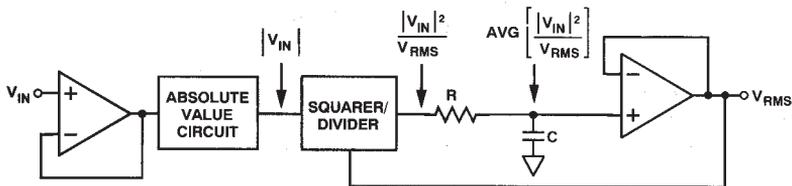


图 1. 用于 AD536A、AD636、AD637、AD736 和 AD737 的隐式均方根 - 直流转换法

如何选择均方根 - 直流转换器

所谓选择均方根 - 直流转换器，就是挑选性能最符合应用要求的产品。遗憾的是，我们并没有适合所有情况的万能转换器，因此必须在精度、带宽、功耗、输入信号电平、波峰因数及建立时间等因素之间进行权衡。

AD637 接受高达 7 V 均方根值的输入电压，是 ADI 公司精度最高、带宽最宽的均方根 - 直流转换器。对于 1 V 均方根输入，其 -3 dB 带宽为 8 MHz。它具有在 60 dB 范围内与输入信号对数成正比的辅助 dB 输出，且具有省电特性，可以将其静态电流从 3 mA 降至 450 μ A。

AD736 和 AD737 则针对便携式仪表应用进行了优化，其静态电流小于 200 μ A，接受从 0 mV 至 200 mV 均方根值的信号电平；如下文中所述，可以添加外部衰减器以覆盖其他信号范围。AD737 还具有省电输入特性，用户在便携式应用中可将其静态电流从 160 μ A 降至 40

μ A。表 II 总结了 AD637、AD736 和 AD737 的上述规格。AD637 是一款全面型器件，实现了精度、动态范围、波峰因数和建立时间的完美组合。另外正如表 III 所示，它还具有最宽的带宽。

如果应用要求高精度并且能够对信号电平的急剧变化做出快速响应，也应选择 AD637。AD637 的建立时间与信号电平无关，而对于给定的求平均值电容值，AD736 和 AD737 的建立时间则与信号电平有关：信号电平低则时间较长，信号电平高则时间较短。

尽管 AD736 和 AD737 带宽较小，对于低电平信号 (<10mV) 的性能却优于 AD637，且功耗更低。(本应用笔记稍后将说明如何通过使用外部前置放大器改进 AD637 对于低电平信号 (<20 mV) 的性能。) 也可将其用作通用器件，取代求平均值转换器和精密整流器等运算放大器电路。AD737 和 AD637 两者均具有省电特性。

表 II. 均方根 - 直流转换器选型指南

型号	转换精度 \pm mV \pm % 读数	最大功耗	连续输入 (V_{RMS})	\leq 1% 附加误差的波峰因数	相对建立时间	备注
AD637J	± 1 mV $\pm 0.5\%$	3mA@ ± 15 V	7@ $V_S = \pm 15$	≤ 10	快速	最高精度 最大带宽 精密应用
AD637K	± 0.5 mV $\pm 0.2\%$	3 mA @ ± 15 V	7 @ $V_S = \pm 15$	≤ 10		
AD736A/J	± 0.5 mV $\pm 0.5\%$	0.2 mA @ ± 5 V	1 @ $V_S = \pm 5$	≤ 3	慢速	低成本 低功耗 输出缓冲器
AD736B/K	± 0.3 mV $\pm 0.3\%$	0.2 mA @ ± 5 V	1 @ $V_S = \pm 5$	≤ 3		
AD737A/J	± 0.4 mV $\pm 0.5\%$	0.16 mA @ ± 5 V	1 @ $V_S = \pm 5$	≤ 3	慢速	低成本 最低功耗 无输出缓冲器
AD737B/K	± 0.2 mV $\pm 0.3\%$	0.16 mA@ ± 5 V	1 @ $V_S = \pm 5$	≤ 3		

表 III. 均方根 - 直流转换器带宽与精度的关系

1% 附加误差的带宽 (kHz)	AD637	AD736		AD737	
		引脚 1	引脚 2	引脚 1	引脚 2
$V_{IN} = 1$ mV	NA	1 kHz	1 kHz	1 kHz	1 kHz
$V_{IN} = 10$ mV	NA	6 kHz	6 kHz	6 kHz	6 kHz
$V_{IN} = 20$ mV	11 kHz	NA	NA	NA	NA
$V_{IN} = 200$ mV	66 kHz	90 kHz	33 kHz	90 kHz	33 kHz
3 dB 带宽 (kHz)					
$V_{IN} = 1$ mV	NA	5 kHz	5 kHz	5 kHz	5 kHz
$V_{IN} = 10$ mV	NA	55 kHz	55 kHz	55 kHz	55 kHz
$V_{IN} = 20$ mV	150 kHz 1000 kHz	NA	NA	NA	NA
$V_{IN} = 200$ mV		460 kHz	190 kHz	460 kHz	190 kHz

AD736 和 AD737 的工作原理

为了更好地了解 AD736 如何工作，先考虑 AD736 数据手册中绘制的简化框图（图 2），然后在图 3 中用求平均值电容 (C_{AV}) 和滤波器电容 (C_F) 重新绘制，使信号流更为清楚。

AD736 和 AD737 的输入通过一个作为单位增益缓冲器连接的 FET 输入运算放大器提供。此放大器既允许高阻抗抗缓冲输入（引脚 2），也允许提供较宽动态范围的低阻抗抗输入（引脚 1）。高阻抗抗输入采用低输入偏置电流，非常适合用于高阻抗输入衰减器。

缓冲器的输出驱动一个全波整流器或绝对值电路，全波整流器或绝对值电路进而驱动二象限平方器 / 除法器。平方器 / 除法器的输出驱动作为电流电压转换器连接的反相运算放大器的求和节点。通过引脚 3 可以访问此节点，将一个滤波器电容与 $8\text{ k}\Omega$ 反馈电阻并联连接，以构成一个单极低通滤波器。

AD737（图 4 和图 5）的设计和功与 AD736 类似，只不过 AD737 为降低功耗省略了输出缓冲器，且具有省电特性，使功耗进一步降低。AD737 的输出级是简单的开集 NPN 晶体管，使用 $8\text{ k}\Omega$ 负载电阻。

它通过此电阻吸收电流，从而产生输出电压。AD736 和 AD737 的外部求平均值电容 (C_{AV}) 连接在引脚 4 ($-V_S$) 与引脚 5 (C_{AV}) 之间，使 C_{AV} 跨接在均方根内核中的晶体管的基极 - 发射极结点上。这意味着与求平均值电容并联的电阻是二极管电阻，因此与信号电平相关。最终所得的时间常数与均方根值成反比。

因为外部求平均值电容 C_{AV} 在均方根计算期间“保持”着整流输入信号，所以其值将直接影响测量精度，特别是在低频时。（ C_{AV} 值越大，误差越小。）另外，因为求平均值电容跨接在平方器 / 除法器（其电阻随信号电平变化）中的基极 - 发射极结点上，所以求平均值时间常数将随着输入信号减弱而线性增加。

这样，随着输入电平降低，非理想求平均值引起的误差将减小，而电路建立至新均方根值所需的时间则会延长。因此，输入电平较低时，电路的性能较佳（因为求平均值时间延长），但由于电容放电时间更长，测量之间的等待时间增加。这就需要在计算精度与建立时间之间进行权衡。该主题在《均方根 - 直流转换应用指南》第二版中详细论述。

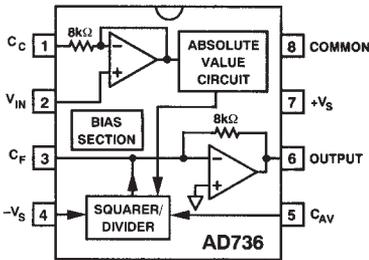


图 2. AD736 的简化框图

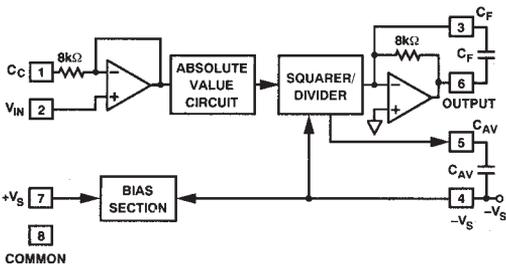


图 3. AD736 的重绘简化框图

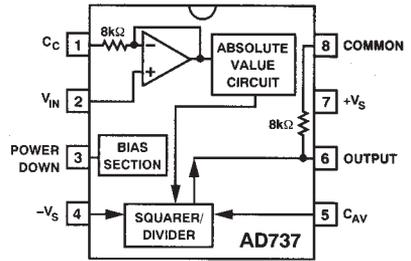


图 4. AD737 的简化框图

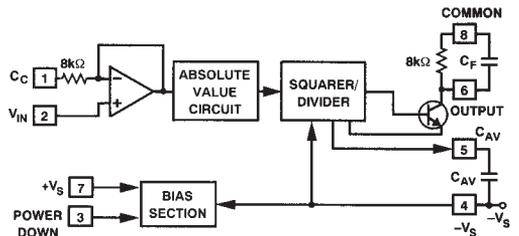


图 5. AD737 的重绘简化框图

直流误差、输出纹波和求平均值误差

图 6 所示为采用正弦波输入的 AD736 和 AD737 的典型输出波形。 $V_{OUT} = \text{rms}(V_{IN})$ 的理想输出永远都无法获得, 相反, 输出中会同时包含直流误差和交流纹波分量。

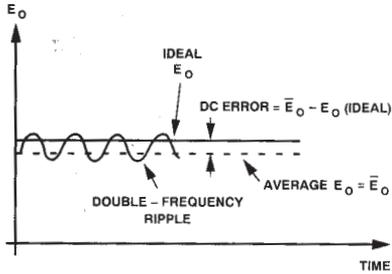


图 6. AD736 和 AD737 对正弦波输入电压的输出波形

直流误差是输出信号平均值 (已通过滤波移除输出纹波) 与理想直流输出间的差异。因此, 直流误差分量仅取决于求平均值电容值, 即使可利用大 C_F 值移除纹波, 后置滤波 (即使用极大 C_F) 也无法减少此误差。

大多数情况下, 选择电容 C_{AV} 和 C_F 值时需要考虑直流与交流误差分量两者的组合大小。该组合误差称为“求

平均值误差”, 代表测量的最大不确定性, 等于输出纹波峰值加上直流误差。

随着输入频率增加, 直流和交流误差分量均迅速降低: 如果输入频率增倍, 直流误差和纹波则分别降至原始值的 1/2 和 1/4, 很快将变得微不足道。表 IV 列出了几种常见应用的实际 C_{AV} 值和 C_F 值。图 7 所示为 AD736 和 AD737 在不同 C_{AV} 值情况下的附加误差与波峰因数关系曲线。

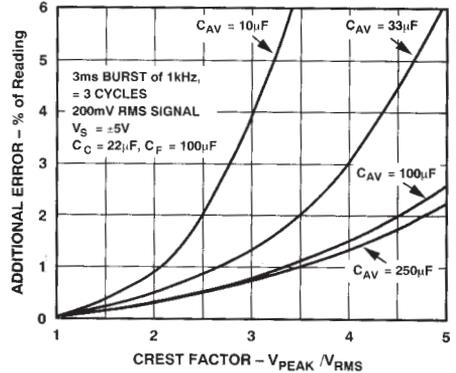


图 7. AD736 和 AD737 在不同 C_{AV} 值情况下的附加误差与波峰因数关系曲线

表 IV. AD736 和 AD737 的实际 C_{AV} 、 C_F 值

应用	均方根输入电平	低频截止频率 (-3 dB)	最大波峰因数	C_{AV}	C_F	1% 建立时间 *
通用均方根计算	0 V-1 V	20 Hz	5	150 μF	10 μF	360 ms
		200 Hz	5	15 μF	1 μF	36 ms
	0-200 mV	20 Hz	5	33 μF	10 μF	360 ms
		200 Hz	5	3.3 μF	1 μF	36 ms
通用平均响应	0 V-1 V	20 Hz		无	33 μF	1.2 秒
		200 Hz		无	3.3 μF	120 ms
	0 mV-200 mV	20 Hz		无	33 μF	1.2 秒
		200 Hz		无	3.3 μF	120 ms
SCR 波形测量	0 mV-200 mV	50 Hz	5	100 μF	33 μF	1.2 秒
		60 Hz	5	82 μF	27 μF	1.0 秒
	0 mV-100 mV	50 Hz	5	50 μF	33 μF	1.2 秒
		60 Hz	5	47 μF	27 μF	1.0 秒
音频应用 语音 音乐	0 mV-200 mV	300 Hz	3	1.5 μF	0.5 μF	18 ms
	0 mV-100 mV	20 Hz	10	100 μF	68 μF	2.4 秒

* 建立时间对应于所列的均方根输入电平范围, 输入信号从零开始增大。输入幅度减小, 输入所需的建立时间更长。

AD737 建立时间计算

当 AD736 或 AD737 的输入电平幅度减弱时，可以用图 8 所示曲线近似计算所需的建立时间。均方根转换器所需的总建立时间等于从该图获取的两个建立时间的差值：初始建立时间减去最终建立时间。

试举一例，考虑下列条件：求平均值电容为 $33\ \mu\text{F}$ ，初始均方根输入电平为 $100\ \text{mV}$ ，最终（降低后的）输入电平为 $1\ \text{mV}$ 。从图 8 中可以看到，初始建立时间（ $100\ \text{mV}$ 线与 $33\ \mu\text{F}$ 线的交点）约为 $80\ \text{ms}$ ；对应于新的或最终输入电平 $1\ \text{mV}$ 的建立时间约为 $8\ \text{秒}$ 。因此，电路建立至新值所需的净时间将主要取决于最终建立时间。

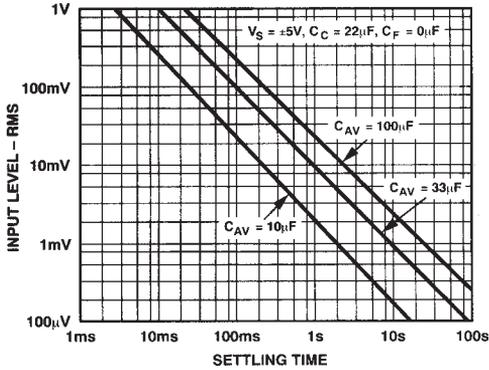


图 8. AD736 和 AD737 在不同 C_{AV} 值情况下的建立时间与均方根输入电平关系曲线

AD736 和 AD737 的应用

AD736 用作精密整流器

构建精密整流器需要两个运算放大器、两个二极管及若干匹配电阻。有一种简单的方法可以取代所有这些器件并节省电路板空间，那就是用均方根 / 直流转换器。只需去掉求平均值电容并断开反馈连接，利用转换器的内部精密整流器（图 9），便可得到本身内置匹配二极管的单芯片精密整流器。

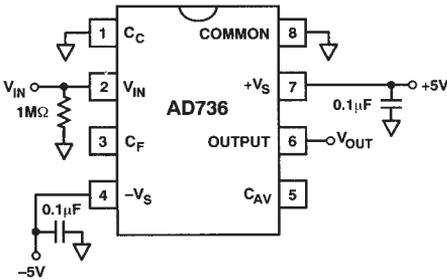


图 9. AD736 作为精密整流器连接

关于精密整流器需要注意：输入波形发生零交越时，运算放大器必须立即开启一个二极管，关闭另一个二极管。因此，精密整流器的带宽总是远远小于运算放大器增益带宽积、开环增益及压摆率所需的带宽。就此而言，用于均方根 - 直流转换器的单芯片精密整流器远远优于分立式精密整流器，图 10 照片中显示的便是 AD736 作为精密整流器的性能。

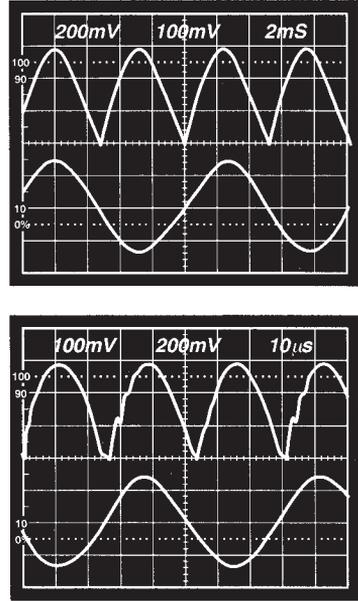


图 10. AD736 作为精密整流器在 $1\ \text{kHz}$ (上图) 和 $19\ \text{kHz}$ (下图) 时的性能

扩展 AD736 和 AD737 的满量程输入范围

AD736 和 AD737 具有高阻抗输入（引脚 2），因而可以利用简单的电阻性衰减器（图 11）来扩展其输入范围。在不进行输入衰减时，AD736 和 AD737 可以精确测量波峰因数为 1 至 3、最大 $200\ \text{mV}$ 均方根值的输入信号。

外部衰减器只是将满量程输入降至 AD736 或 AD737 的 $200\ \text{mV}$ 均方根值输入范围。例如，对于最大 $7\ \text{V}$ 均方根值输入（ $10\ \text{V}$ 峰值），衰减器应当为 $35:1$ (7.2) 的分压器。转换器的读数应当按所用的衰减系数来调整缩放。也可以通过转换器的低阻抗输入（引脚 1）使用外部衰减器，如下文图 13 所示。

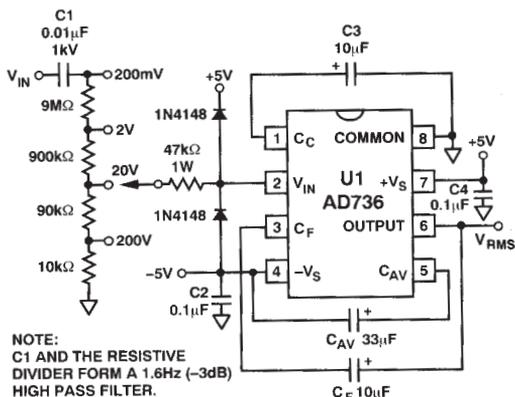


图 11. 利用外部输入衰减器可以扩展 AD736 和 AD737 的测量范围。图中显示的是 AD736，但该技术也适用于 AD737。

AD736 的单电源供电

在双电源供电中，AD736 输出（引脚 6）为 0 V，位于供电轨中间。而在单电源供电中，输出为 $1/2 V_{CC}$ 。但通过添加单电源运算放大器作为差分放大器，可以构建输出以接地电压为基准的单电源电路，真正实现“0 V 电源 0 V 输出”。对于这种电路，当 $V_{IN} = 0$ 时 $V_{RMS} = 0$ ，当 $V_{IN} = 200$ mV 均方根值时 V_R 为直流。

在此电路中，由单个 9 V 正电源为 AD736 供电。电阻 R7 和 R8 形成跨越 9 V 电池的分压器，从而在 $1/2 V_{CC}$ 或 4.5 V 下建立局部“接地”轨。AD736 的“公共”引脚（其 22 MΩ 输入偏置电阻）及 U2 反相输入（通过 R4 和 R5）全部连接至该供电轨。AD736 的静态输出电压以公共引脚为基准，为 4.5 V。

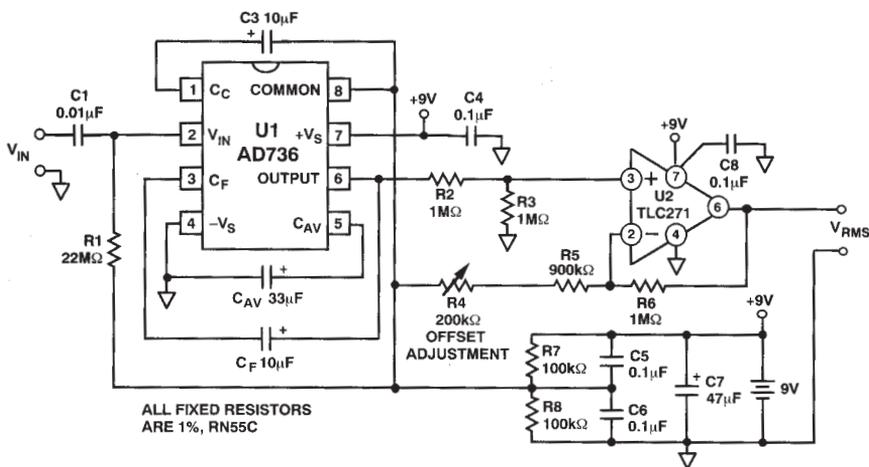


图 12. 利用单电源运算放大器对 AD736 输出进行电平转换，可以构建真正的单电源电路，对 0 V 输入供应 0 V 输出。

单电源运算放大器 U2 作为单位增益差分放大器连接。大值反馈电阻 (R2 至 R5) 用于将 4.5 V 供电轨负载降至最低。U2 放大 4.5 V 局部接地与 AD736 输出（对 0 V 均方根输入也为 4.5 V）间的差异。随着 AD736 的均方根输入从 0 mV 增加至 200 mV，AD736 输出从 4.5 V 增加至 4.7 V。U2 输出即 AD736 输出与 4.5 V 之间的差异，或 0 mV 至 200 mV 直流范围。

电路剩余部分以如下方式工作：AD736 输入进行交流耦合；R1 为 BIFET 运算放大器的输入偏置电流（通常为 $1 \mu\text{A}$ ）提供流动路径。由于偏置电流流经 R1 的 22 MΩ 电阻而引起的失调电压可以忽略不计。连接在 U1 引脚 1 与 8 之间的 C3 ($10 \mu\text{F}$) 提供 2 Hz 的低频截止频率；也可利用下式选择其他截止频率值：

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7)$$

其中 f 是 -3 dB 频率，单位为 Hz，C 单位为法拉，为 3.1416，R 对于 AD736 固定在 $8 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ 。

求平均值电容 C_{AV} 连接在 U1 引脚 4 与 5 之间，为 $33 \mu\text{F}$ 。可选 $10 \mu\text{F}$ 滤波器电容 C_F 与跨越输出缓冲器的 $8 \text{ k}\Omega$ 反馈电阻并联连接，形成截止频率为 2 Hz 的单级低通滤波器。

可以使用以下表达式计算 C_F 值：

$$f = \frac{1}{2\pi RC_F} \quad (8)$$

其中 f 是 -3 dB 频率，单位为 Hz， C_F 单位为法拉，为 3.1416，R 对于 AD736 固定在 $8 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ 。由于 R 固定，表达式也可变为：

$$f = \frac{20 \text{ Hz}}{C_F (\mu\text{F})} \quad (9)$$

AD737 的单电源供电

使用 AD737 也可构建“真正的”单电源电路，即对 0 V 输入供应 0 V 输出。请注意，图 13 中的电路显示了三种设计技术：AD737 如何用单电源工作，如何使用与 AD737 低阻抗输入串联的电阻衰减器，以及如何使用单电源运算放大器将 AD737 的输出电流转换为电压。

输入衰减器 (R1 和 R2) 与输出运算放大器 (U2) 的组合让电路可针对 0 V 均方根至 2 V_{RMS} 满量程输入提供 0 V 直流至 2 V 直流输出。也可将此电阻衰减器用于 AD736。采用 9 V 电源时，电路在 10 mV 均方根输入下的功耗仅为 192 μA，在 2 V 均方根输入下的功耗为 240 μA。

在电路输入端，与引脚 1 串联的额外电阻 (此处由 R1 和 R2 之和组成) 用作衰减器。可以使用以下表达式计算该电阻值：

$$R_{IN} = \frac{8 \text{ k}\Omega \times V_{FS}}{0.2 \text{ V}} - 8 \text{ k}\Omega \quad (10)$$

其中 R_{IN} 是串联输入电阻值，V_{FS} 是所需的满量程输入电压。对此处使用的 2 V 满量程输入电压：

$$R_{IN} = \frac{8 \text{ k}\Omega \times 2 \text{ V}}{0.2 \text{ V}} - 8 \text{ k}\Omega \quad (11)$$

从上式得出 R_{IN} = 72 kΩ。对于 10 V 满量程输入电压，R_{IN} 等于 392 kΩ。由于 AD737 (及 AD736) 制造工艺使用薄膜电阻，R_{IN} 的容差为 20%。因此，外部电阻 (R1 加上 R2) 必须是 72 kΩ ± 20%，以补偿内部电阻容差。

和 AD736 单电源电路内一样，AD737 采用单个 9 V 电池供电，跨越 9 V 电池的两个 100 kΩ 电阻 (R7 和 R8) 形成分压器，在 1/2 V_{CC} 或 4.5 V 下建立局部“接地”轨。单电源运算放大器 U2 用作电流电压转换器，产生 2 V 满量程输出。

AD737 的输出是开集 NPN 晶体管，通常通过 8 kΩ 电阻吸收电流，该 8 kΩ 电阻通过公共引脚接地。在此电路中，公共引脚悬空，AD737 从位于 U2 反相输入的节点吸收电流。为了在反相和同相节点保持相同电位，U2 增加了输出电压 (V_{RMS})，这会增加通过反馈电阻 R6 的电流。当通过 R6 的电流等于 AD737 吸收的电流时，该电路保持平衡。

输出级的增益可以通过增加反馈电阻 R6 的值来提高。C4 和 R6 的组合在此电路中形成后置滤波器，由于 R6 比 AD736 和 AD737 中的 8 kΩ 内部电阻大一个数量级，对于等量的滤波，该电路 C4 值可以小 10 倍 (即 T = C4R6 = C_F × 8 kΩ)。

用于差分电流或电压测量的三芯片数字仪表板

利用 AD22050 差分放大器、AD737 均方根 - 直流转换器和 ICL7136 单芯片 DMM，可以构建完整的三芯片数字仪表板，用于测量交流电流 (或电压) 均方根值。电路功耗极小：AD22050 的静态电流小于 300 μA，AD737 的静态电流小于 160 μA。

图 14 显示的便是这种电路。该电路对于 200 mV 满量程读数的传递函数为：

$$20 \times I_{IN} R_{SENSE} = 200 \text{ mV} \quad (12)$$

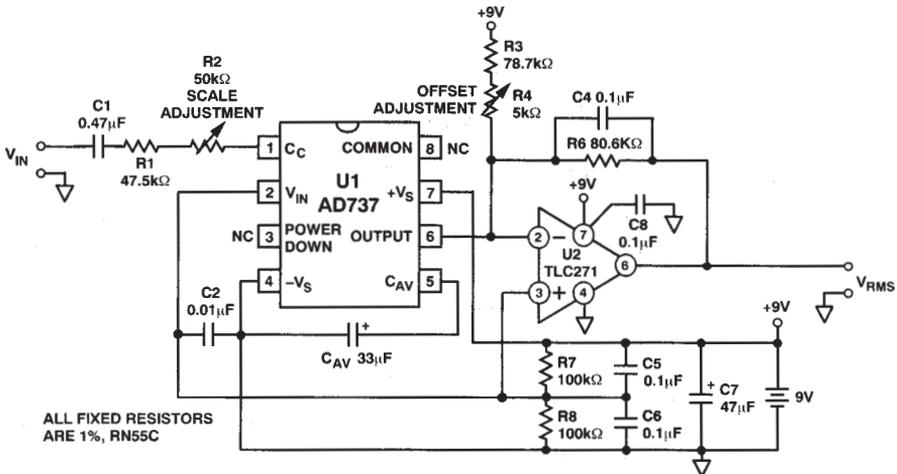


图 13. 也可使用 AD737 构建真正的单电源电路。请注意，该电路也显示了如何将输入衰减器用于 AD737 的低阻抗输入。

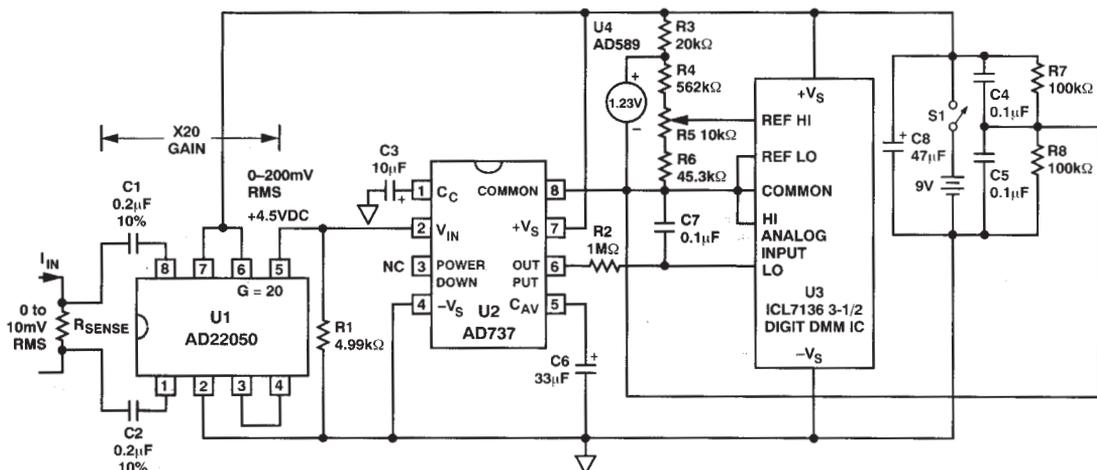


图 14. 利用 AD737 均方根 - 直流转换器、AD22050 差分放大器 and ICL7136 单芯片 DMM，可以构建真均方根低功耗数字仪表板。

其中 20 是 U1 的增益， I_{IN} 是输入电流，单位为安培， R_{SENSE} 是检测电阻值，单位为欧姆，200 mV 是 ICL7136 的满量程读数。对跨越 R_{SENSE} 的 10 mV 电压提供 100 mV 满量程读数的更方便表达式如下：

$$R_{SENSE} = \frac{5 \text{ mV}}{I_{IN}} \quad (13)$$

例如，为了使用 100 mV 满量程读数测量 100 mA 均方根值的满量程电流：

$$R_{SENSE} = \frac{5 \text{ mV}}{100 \text{ mA}} = 50 \text{ m}\Omega \quad (14)$$

电路工作方式如下：通过 R_{SENSE} 将输入电流转换为电压。输入放大器 U1 (AD22050) 是单电源差分放大器，可将输入信号放大 20 倍，AD22050 的增益可通过添加外部电阻来改变（如下页所示）。它的 -3 dB 带宽为 100 kHz，压摆率为 0.1 V/ μ s。请注意，C1 与 C2 之间的不匹配将降低该电路的 CMRR 性能。

将 AD22050 的引脚 7 连接至正电源会将引脚 5 处的零信号输出拉至 9 V 电源的 1/2，即 4.5 V。电阻 R7 和 R8 分离 AD737 的电源。AD737 将引脚 6 与 8 之间的差分输出供应至 3-1/2 位 DMM IC (ICL7136) 的 COMMON 和 LO 输入。（为简明起见，3-1/2 位显示器及其连接省略。）R2 和 C7 形成简单的 RC 滤波器。U3 的高输入阻抗使 C7 的值可以较小。U4 (AD589) 提供用于校准 U3 的外部 1.23 V 基准电压。为了校准该电路，调整 R5 以在 ICL7136 的 REF HI 与 REF LO 之间提供 100 mV 基准电压。

改变 AD22050 的输入增益

AD22050 由两级组成：输入前置放大器和输出缓冲器。AD22050 前置放大器从输入端引脚 1 和 8 至输出端引脚

3 的增益为 10 倍，输出缓冲器增益为 2 倍，总增益因此为 20 倍。许多应用需要大于或小于 20 倍的增益。这些情况均可通过添加一个外部电阻来轻松适应。请注意，这是因为输入缓冲器（位于引脚 A1）的输出电阻特意被提高至 100 k Ω \pm 1%。

增益可通过将电阻从缓冲放大器输出（引脚 5）连接至其同相输入（引脚 4）来提高，如图 15 所示。现在增益放大了 R/(R-100) 倍，其中 R 单位为 k Ω ；例如，R = 200 k Ω 时增益翻倍。通过这种方式，可轻松实现高达 160 倍的总增益。请注意，增益越来越多地取决于高增益下的电阻值精度。

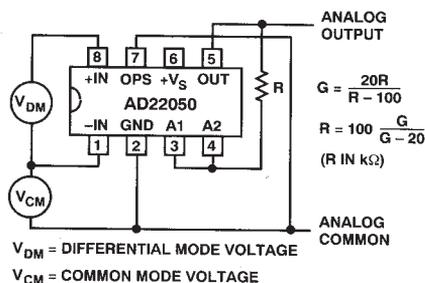


图 15. AD22050 的增益配置为大于 20

由于 AD22050 前置放大器的输出具有 100 k Ω (\pm 1%) 的输出电阻，从引脚 4 连接至地的外部电阻（图 16）将增益降低 R/(100+R) 倍，其中 R 单位仍为 k Ω 。然而将 AD22050 配置为低增益时，应注意不超出前置放大器的输出能力，因为增益为 10 倍的前置放大器可能先于 AD22050 的输出级达到饱和。

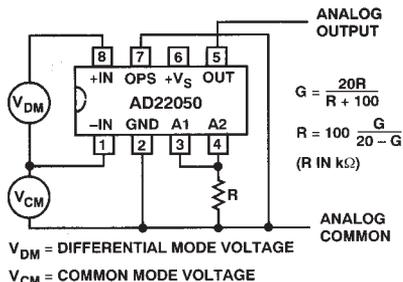


图 16. AD22050 的增益配置为小于 20

输出可调整的 AD736 单电源电路

也可将 AD22050 差分放大器用于 AD736, 构建一个 0 V 输入 / 0 V 输出电路。图 17 显示的便是这种电路。AD22050 以 20 倍的固定增益放大 COMMON 与 V_{OUT} 之间的差异, 从而将 0 mV 至 200 mV 输入范围转换为 0 V 至 4 V。AD22050 的输出可接近地的 20 mV, 因此读取精度为 1% 时, 该电路对于 100 mV 至 4 V 直流输出的可用范围为 10 mV 至 200 mV 交流均方根输入。读取误差小于 1 时, 该电路在 10 mV 均方根输入下的带宽为 40 Hz 至 6 kHz, 在 200 mV 均方根输入下则扩展至 36 kHz。

通过在 AD22050 的引脚 3 和 4 结点与地之间放置电容, 可以添加输出低通滤波器。该滤波器的 -3 dB 截止频率如下:

$$f = \frac{1}{2\pi C \times 100 \text{ k}\Omega} \quad (15)$$

其中 C 的单位为法拉。或者, $f = 1.59 \text{ Hz}/\mu\text{F}$ 。

使用 4 至 20 mA 发射器发送电流测量值

也可测量交流电流并在 4 至 20 mA 电流环路上发送测量结果。图 18 显示的是 AD22050、AD736 以及 4 至 20 mA 发射器 AD694, 配置成过程控制环路内使用的 0 至 10 mV 交流均方根输入、4 至 20 mA 输出电流测量子系统。

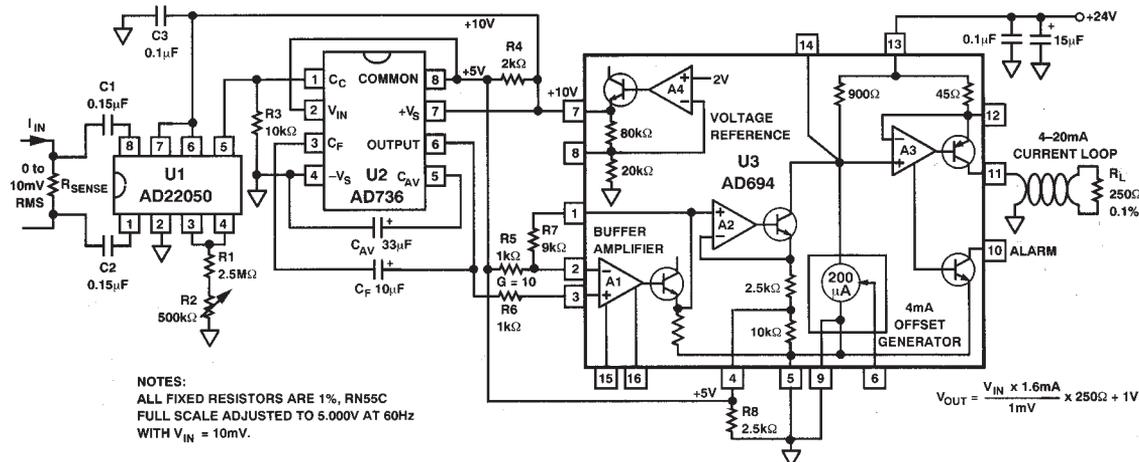


图 18. 利用 AD694 4 至 20 mA 电流环路接口 IC, 可以构建完整的远程监控系统, 仅用三个 IC 即可测量真均方根电流或电压。整个电路采用 +24 V 单电源供电。

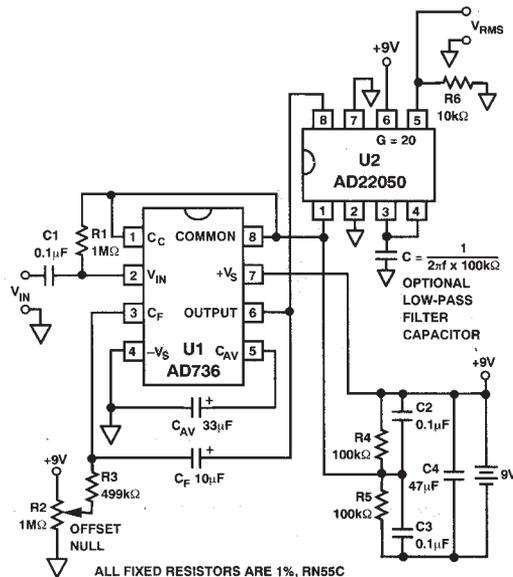


图 17. 可使用 AD736 和 AD22050 构建具有 20 倍增益和可选滤波的单电源电路。

该电路基于上述电路中所说的技术。例如, AD22050 提供一个差分输入、单端输出电流传感器。此处, AD22050 如上文一样在 20 倍增益下工作, 并驱动 AD736 的低阻抗输入 (8 kΩ, 引脚 1)。

AD22050 和 AD736 均具有低功耗特性, 因此可采用 AD694 引脚 7 基准输出所供应的 10 V 电压工作。AD694 采用 +24 V 单电源供电。由于该电路采用单电源供电, 必须将 AD736 的 COMMON (引脚 8) 输入偏置为 AD694 的 10 V 输出的 1/2, 即 5 V。这一点可以通过使用 R5 和 R9 在 AD694 的引脚 4 处建立分压器来实现, R5 和 R9 与 AD694 的内部 10 kΩ 电阻并联。

AD694 的缓冲放大器将 AD736 位于引脚 6 处的输出与该 5 V 供电轨之间的差异放大（对 0 mV 至 10 mV 均方根输入此差异范围为 0 mV 至 200 mV 直流电压），并从 AD694 输出 4 至 20 mA 电流。

R2 用于增益调整。R5 和 R7 将 AD694 放大器 A1 的增益设置为 10 倍。R7 匹配 R5，以防 A1 输入偏置电流产生偏移。该电路在 20 Hz 至 40 Hz 上的读取精度为 1.2%，40 Hz 至 1 kHz 上为 1%。它的 -3 dB 带宽为 33 kHz。

AD637 的应用

在本应用笔记的最后部分，我们将讨论如何提高 AD637 均方根 - 直流转换器执行低电平 (<100 mV_{RMS}) 测量的精度，同时缩短建立时间。

提高低电平测量精度

所有均方根 - 直流转换器在测量极低电平信号时均会遇到一个问题。这是由内部精密整流器（或绝对值电路）的压摆率限制造成的，该器件用于将双极性输入信号转换为单极性信号。

一种绕过该限制的方法是通过固定增益级放大信号，从而偏移输入信号的动态范围。图 19 中的电路使用 AD744 BiFET 运算放大器，该放大器被配置成 10 倍固定增益。选择 AD744 是因为它的低成本、13 MHz 的增益带宽积 ($G = 2$) 和 75 V/ μ s 的压摆率。在 75 V/ μ s 压摆率下，AD744 可在高达 1.2 MHz 的频率下放大 10 V 峰值或 7 V 均方根信号，摆脱了压摆率限制。

放大器具有 10 倍固定增益。1 M Ω 输入电阻供应 100 pA 最大输入偏置电流。由于增益定为 10 倍，且电路将与 AD637 直流耦合，需要使用外部失调整。为了尽量减少增益误差，R4 和 R5 经人工选择，将 U1 增益设置在 $G = 1 + (R4 + R5)/R6 = 10$ 。

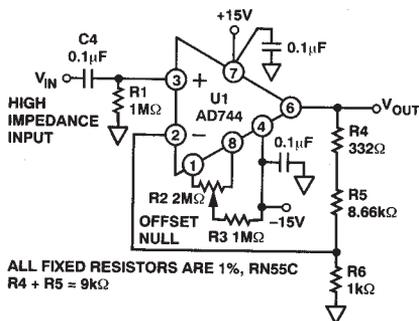


图 19. 添加外部前置放大器以提高 AD637 电路对低电平输入的精度。此处为 AD744 BiFET 运算放大器，放大器增益配置为 10 倍。

用于 AD637 的三极点纹波滤波器

设计任何均方根电路时常常要在建立时间及精度与最小输出纹波之间进行权衡。缩短建立时间的一种方法是尽可能使用小 C_{AV} 值，同时使用多级输出滤波器来减少残留纹波。图 20 显示了如何使用 AD637 的非专用单位增益缓冲器来构建具有恒定相位的 5 Hz、三极点贝塞尔滤波器。图 21 和 22 显示了滤波器的仿真结果。

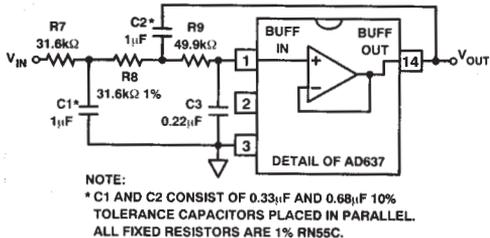


图 20. 可以使用 AD637 片内缓冲器构建三极点贝塞尔滤波器。

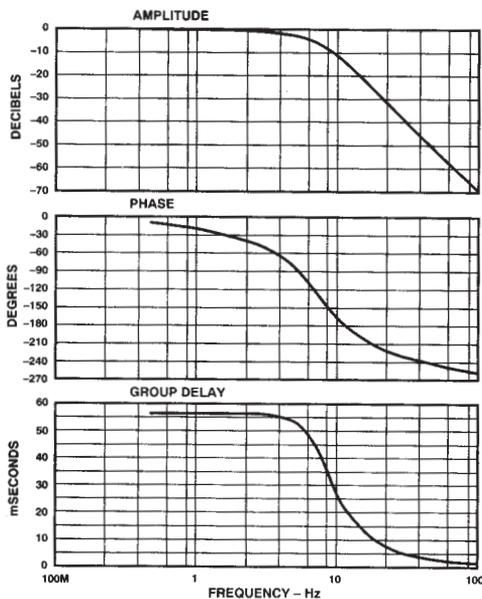


图 21. 这些仿真结果显示的是 AD637 纹波后置滤波器的幅度、相位和延迟。

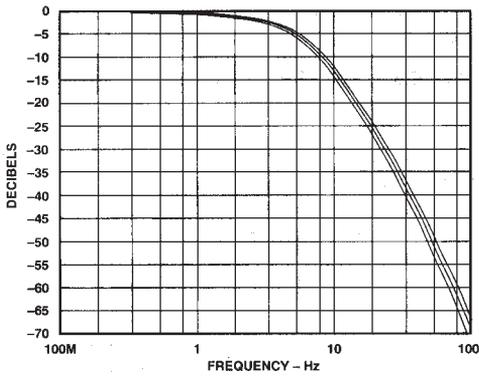


图 22. 改变 AD637 纹波后置滤波器元件值的结果

用于低电平 (<100 mV 均方根) 测量的高精度 AD637 电路
图 23 显示如何使用前置放大器和三极点纹波后置滤波器来提高 AD637 的精度。通过前置放大器, 以及在 1 kHz、 $V_{IN} = 10\text{ mV}$ 下进行失调归零, 对 40 Hz 至 20 kHz 范围内的频率, 电路在 5 mV 均方根至 500 mV 均方根输入范围内的误差小于读数的 0.5%。AD744 前置放大器本身的 1% 带宽 (使用 Fluke 931B 均方根差分电压表测量) 在 10 mV 输入下为 81 kHz。

参考文献

Kitchin, Charles, and Counts, Lew, *RMS-to-DC Conversion Application Guide, Second Edition*, Analog Devices, Inc., Norwood, MA, 1986.

Sheingold, Daniel H., Editor, *Nonlinear Circuits Handbook, Second Edition*, Analog Devices, Inc., Norwood, MA, 1976.

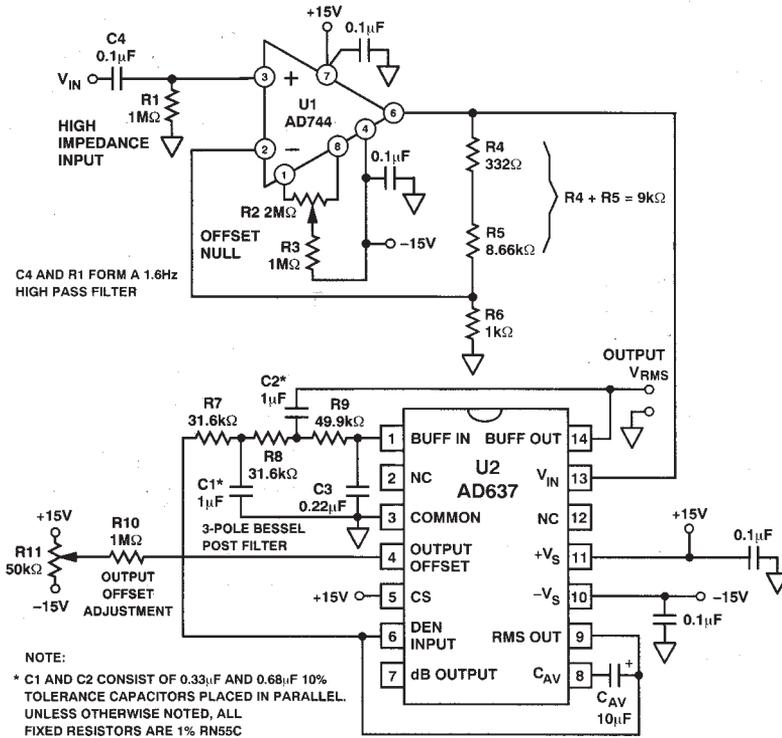


图 23. 通过组合前置放大器和三极点后置滤波器, 可以构建出精确测量低电平信号且步进输入建立时间极短的 AD637 电路。