

缓冲ADC系列消除了信号调理的复杂性

Joe Sousa、Andrew Thomas、Clement Wagner、Mark Thoren

工程师常常认为模数转换器输入端为高阻抗。在不进行转换时，直接采样SAR ADC输入端通常为高阻抗，但在采样开始时会产生电流的“尖峰”。平均而言，这种行为可以建模为一个粗略的非线性电阻，它与样本电容大小和采样率成反比，但必须能够在采集结束和转换开始之前立即完全建立信号链以响应这种误用。将信号链耦合到ADC是一种惯例，通常需要将理论和实验相结合。相

比之下，LTC2358系列多通道缓冲高压SAR ADC提供真正的高阻抗输入，在许多情况下简化或消除了信号调理的需要。当需要信号调理时，可以直接连接到LTC2358输入端，无需考虑其驱动开关电容的能力。下面的电路展示了一些利用LTC2358输入的特性的应用。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linear徽标和LTspice是ADI公司的注册商标，SoftSpan是ADI公司的商标。所有其他商标均属各自所有人所有。

电路采集

轻松驱动和过驱动.....	2
1. 具有16个皮安缓冲输入端的8个差分通道易于直接驱动.....	2
2. 任意长度的双绞线直接驱动LTC2358	3
3. 用有限电流过驱动模拟输入.....	4
4. 高压模拟电源引脚为开关友好.....	6
5. 在宽共模电压下放大传感器或电流信号	8
串扰.....	10
6. 通过输入电容和单端操作减少PC板串扰.....	10
范围.....	11
7. 衰减器扩展ADC输入范围.....	11
8. 外衰减器自动增益测距.....	12
9. 将输入范围翻倍到 $\pm 20V$ ($40V_{p-p}$)，将SNR增加到99dB.....	13
滤波器.....	14
10. 直接采用k Ω 阻抗驱动LTC2358的有源或无源滤波器	14
11. 灵活的输入简化了单双极电源的交流耦合.....	16
12. 有源或无源陷波滤波器不会降低直流参数.....	17
传感器.....	19
13. 温度测量消除了热敏电阻的自热.....	19
14. 偏置光电二极管直接驱动LTC2358.....	20
15. 具有微功率前置放大器的遥感器直接驱动LTC2358	20

轻松驱动和过驱动

1. 具有16个皮安缓冲输入端的8个差分通道易于直接驱动

每个通道同时在宽共模输入范围内采样其模拟输入引脚之间的电压差($V_{IN^+} - V_{IN^-}$), 同时通过ADC的共模抑制比(CMRR)衰减两个输入引脚上共有的干扰信号。宽共模输入范围加上高CMRR (200Hz时为128dB) 允许 IN^+/IN^- 模拟输入以任意关系相互摆动, 条件是每个引脚保持在($V_{EE} + 4V$)和($V_{CC} - 4V$)之间。LTC2358的这一特性使它能够接受各种信号摆幅, 包括传统的模拟输入信号类别, 如伪差分单极、伪差分真双极和全差分, 简化了信号链设计。图1显示了LTC2358的典型应用。对于扩展到 V_{EE} 的信号转换, 建议采用无缓冲LTC2348 ADC。

皮安输入CMOS缓冲器提供与ADC中的采样过程非常高的瞬态隔离。这意味着大多数传感器、信号调理放大器和阻

抗小于10kΩ的滤波器网络都能直接驱动无源3pF模拟输入电容。图2显示了每个差分模拟输入通道的等效电路。

内部单位增益缓冲器非常高的输入阻抗 (通常> 1000GΩ) 极大地降低了外部放大器的驱动要求, 并使得可以包括具有kΩ阻抗和任意慢时间常数的可选RC滤波器用于抗混叠或其他目的。微功率运算放大器具有有限的驱动能力, 也非常适合驱动高阻抗模拟输入。

如数据手册所建议, 对于大于10kΩ的源阻抗, 模拟输入端增加一个680pF (或更大) 电容器通过内部输入缓冲器减少反向暂态电压故障, 以保持LTC2358的直流精度。这个很小的毛刺也是电荷守恒的, 也就是说, 它是纯交流耦合的, 并且毛刺的总电荷为零, 没有直流分量。即使存在任意尖锐瞬变, 并且输入端被过驱动到 (但不超过) V_{CC} 和 V_{EE} 电源轨时, 也可保持皮安直流输入电流。

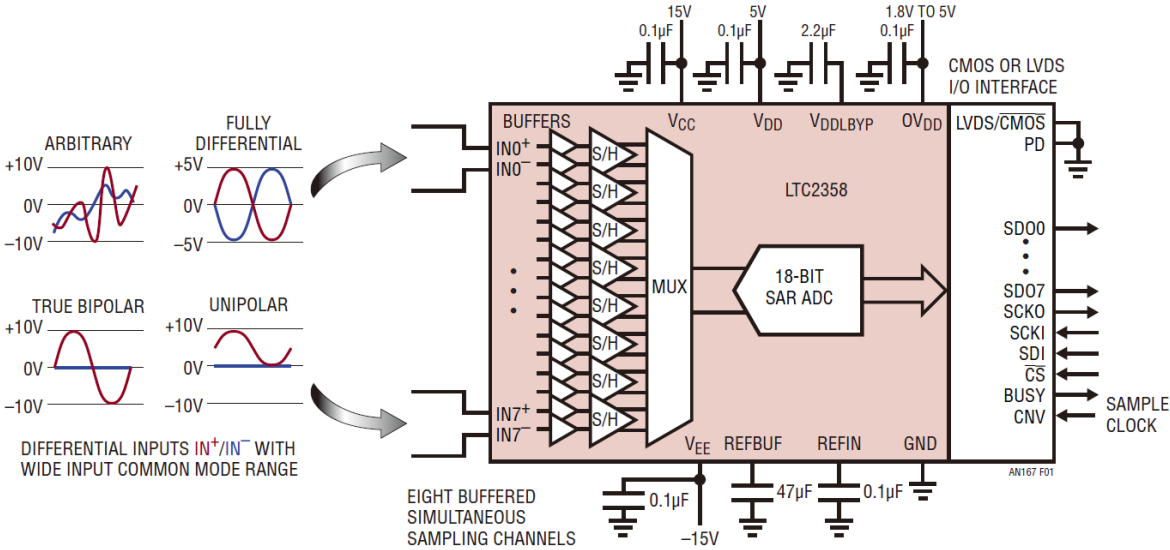


图1. 具有16个皮安缓冲输入端的8个差分通道易于直接驱动

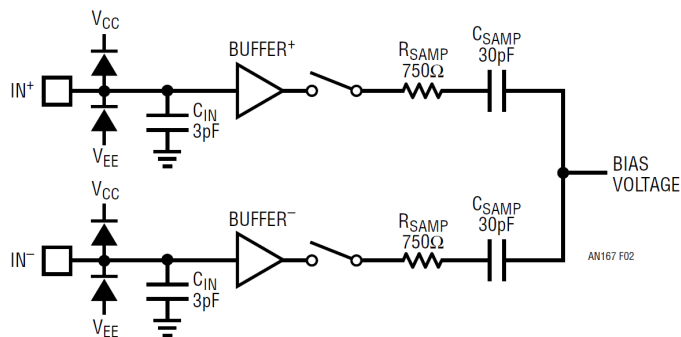


图2. 所示为单通道差分模拟输入等效电路

2. 任意长度的双绞线直接驱动LTC2358

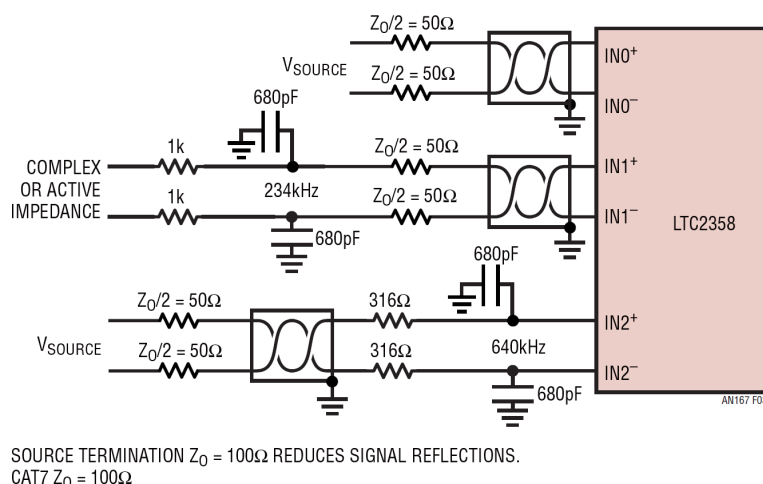
缓冲模拟输入的一个简单但非常有用的应用是能够从任意长度的双绞线对接受模拟信号。建议双绞线适当地端接在驱动源，以尽量减少潜在的电缆反射。双绞线特性阻抗通常在较低的100Ω范围内。例如，CAT7电缆有4个具有100Ω差分阻抗的单独屏蔽的双绞线。

CAT7电缆中双绞线之间的屏蔽水平可能随物理构造方式的不同而不同。例如，扁平带状CAT7电缆的内部电容串扰隔离能力差，仅为10dB左右，而通常的圆形截面CAT7电缆的电容串扰隔离能力至少为50dB。在这种情况下，电容串扰隔离是指双绞线的自电容与dB单元中双绞线之间的电容

之比。这种电容串扰在较高频率下以及源阻抗远高于电缆的特性阻抗时最相关。

如果源极是具有未知特性的复阻抗或有源阻抗，则建议在未知源阻抗和源极端接电阻之间增加一个隔离RC滤波器。RC滤波器（如图3在IN2所示的640kHz滤波器）也可以在ADC输入端使用，以减少可能被双绞线捕获的射频干扰。模拟输入没有自整流机制，可以将射频干扰转化为输入引脚处的杂散直流电平，从而使模拟输入对电磁干扰具有很强的鲁棒性。

图3所示的电路用15英尺CAT7电缆进行了验证，对偏置电压或线性没有明显的影响。



SOURCE TERMINATION $Z_0 = 100\Omega$ REDUCES SIGNAL REFLECTIONS.
CAT7 $Z_0 = 100\Omega$

图3. 任意长度的双绞线直接驱动LTC2358

3. 用有限电流过驱动模拟输入

在任何通道上驱动超过 V_{CC} 的模拟输入最多10mA不会影响其他通道上的转换结果。大约70%的过驱动电流将从 V_{CC} 引脚流出，其余的30%将从 V_{EE} 流出。从 V_{EE} 流出的电流将横跨 $V_{CC} - V_{EE}$ 压降产生热量，并且必须考虑500mW的总绝对最大功耗。驱动 V_{EE} 以下的模拟输入可能会破坏其他通道上的转换结果。LTC2358可以处理 V_{EE} 以下最高100mA或 V_{CC} 以上的输入电流，而无需闭锁。请记住，驱动 V_{CC} 以上或 V_{EE} 以下的输入可能会逆转驱动这些引脚的外部电源的正常电流，这可能会提高外部施加的电源电压。图4说明了高达 $\pm 40V$ 的2.49k外部电阻的过驱动响应。

根据系统需求，可以使用一系列输入过驱动电流限制电路，如图5所示。在正常转换范围内时，可使用高达10k的单外部电阻器来限制输入电流，同时保持LTC2358的交流和直流性能的透明度。例如，10k、1W输入电阻将输入电流限制在10mA以下和 $\pm 100V$ 的过驱动下。如果需要较少的过驱动功耗和更宽的输入电压，则限流耗尽模式N沟道MOSFET可以取代外部限流电阻。一对Microchip-Supertex的LND150耗尽模式N沟道MOSFET在相反方向串联，可将外部峰值过驱动电流降低到 $I_{DSS} = 3mA$ 的最大值，而容限达到 $\pm 400V$ 。Infineon也使像BSS126的耗尽模式N沟道MOSFET达到 I_{DSS}

$= 7mA$ 的最大值，容限达到600V。请参阅MOSFET制造商关于安全操作区域的规范。如果需要更低的过驱动电路损耗，则可以在N沟道MOSFET源和栅极之间连接额外的退化电阻，使峰值电流最大降至 $\pm 150\mu A$ 。

如前所述，超过 V_{CC} 的高达10mA的过驱动对其他通道的模拟结果没有影响。如果对于 V_{EE} 以下的过驱动需要相同的抗扰度，则可以在输入限流电路中添加二极管钳位以限制输入负摆。图5的IN3中所示的一个选择是使用标准的小信号硅二极管，如1N4148，与 V_{EE} 以上的2.5V绑定。当这些二极管在负过驱动条件下正向偏置时，模拟输入仍钳位至 $2.5V - 0.7V = 1.8V$ ，在 V_{EE} 以上。该选择利用了像1N4148这样的低漏硅二极管。小信号肖特基二极管（如SD101）直接从模拟输入连接以改进 V_{EE} ，但未完全消除从过驱动通道到其他通道的串扰效应，因此不推荐。肖特基二极管的高漏电流直接增加了模拟输入漏电流的性能，这就带来了更大的缺陷。

过驱动限流电路也可以与本笔记中其他部分所示的滤波器或电压范围缩放电路相结合，使相同的电阻元件可用于限制过驱动电流以及在正常转换范围内对模拟输入信号进行滤波或缩放。

图5所示的过驱动限流电路保持LTC2358的整体线性、增益和偏移性能。

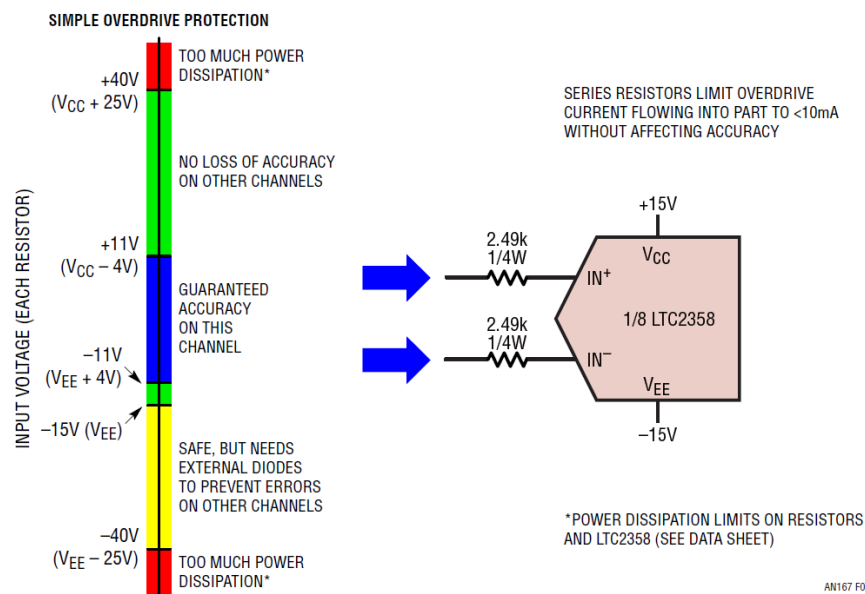


图4. 用输入限流电阻说明过驱动特性

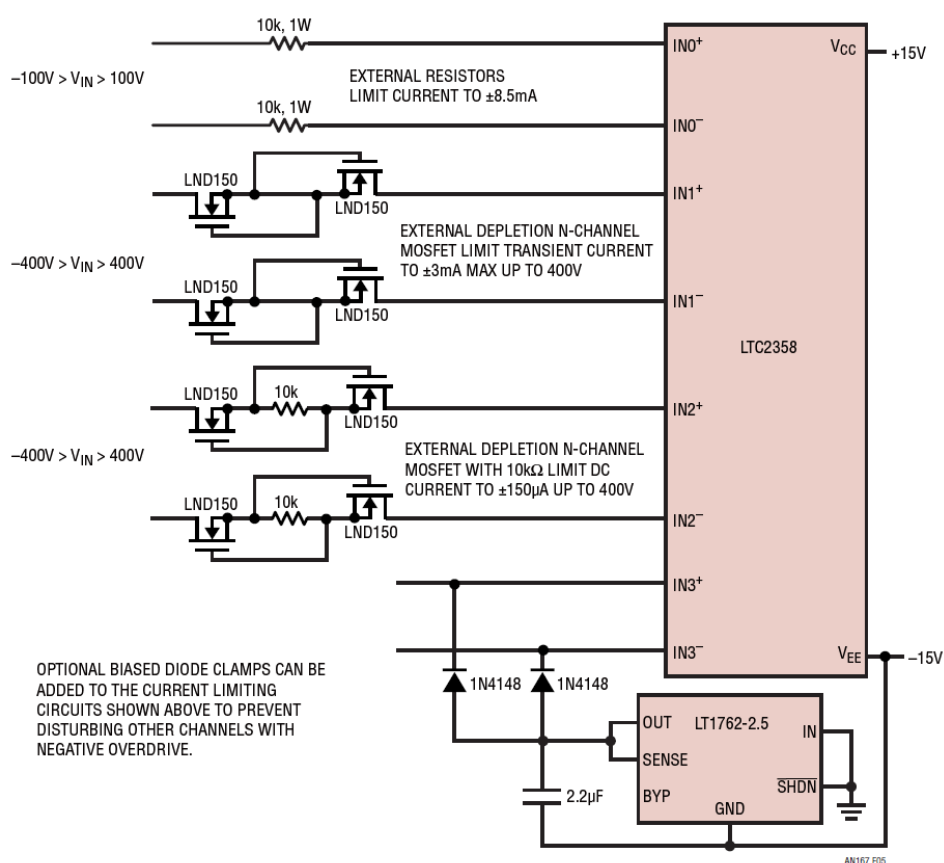


图5. 用有限电流过驱动模拟输入

4. 高压模拟电源引脚为开关友好

LTC2358 (V_{CC} 和 V_{EE}) 的高压电源在直流时的电源抑制比 (PSRR) 超过130dB, 工作电压范围很广。通过选择高压电源确定了绝对共模输入范围 ($V_{EE} + 4V$ 至 $V_{CC} - 4V$)。这些电源绕地偏置可能是不对称的, 并包括 V_{EE} 直接接地的能力。这种电源电压范围和高PSRR的多样性放宽了高压电源的精度要求, 并允许LTC2358在 V_{CC} 和 V_{EE} 上容忍电源纹波。

由于LTC2358的PSRR即使在较高频率 (在100kHz时为90dB) 下也很出色, 因此可以使用诸如LT3463的微功率开关DC/DC转换器, 从单个5V电源产生高压 V_{CC}/V_{EE} 电轨, 而不会给ADC输出注入噪声。单个5V电源同时驱动LTC2358的 V_{DD} 和LT3463的 V_{IN} , 从而简化了电源需求, 同时保持了较小的板占用空间。图6显示 $V_{DD} = OV_{DD} = 5V$ 、 $V_{CC} = 15V$ 和 $V_{EE} = -15V$ 时的推荐电路。请参阅LTC2358和LT3463数据手册中的其他电源电压配置。

为了避免来自电感的磁耦合干扰, LT3463及其相关组件应位于LTC2358的数字侧, 首选远离LTC2358。应使用局部供电旁路电容仔细规划布局, 避免从LT3463至LTC2358的耦

合开关瞬态电流。单一接地层非常适合LTC2358。不建议采用独立的模拟接地层和数字接地层。旁路电容必须同时置于LTC2358的 V_{DD} 引脚和LT3463的 V_{IN} 引脚处。

图7显示了在此单个5V供电电路中配置时LTC2358-18输出的FFT。在几kHz时, V_{CC} 和 V_{EE} 节点的纹波分别测得为 $\sim 80mV_{P-P}$ 和 $\sim 50mV_{P-P}$ 锯齿波, 但在FFT图上没有检测到谱峰, 与线性调节器供应 V_{CC} 和 V_{EE} 的等效电路相比, ADC的性能不受影响。

如果在系统的其他地方有一个开关模式电源, 它可以直接驱动 V_{CC} 和 V_{EE} , 或者通过一个简单的RC滤波器驱动。现有开关电源的纹波频率可能达到MHz范围。实验室实验表明, LTC2358能很好地抑制 V_{CC} 或 V_{EE} 、1MHz时的 $50mV_{P-P}$ 方波波纹, 在ADC输出谱中只留下 $6\mu V$ 的残余峰音。对于大多数应用来说, 这个 $6\mu V$ 的音可以忽略不计, 但是在 V_{CC} 和 V_{EE} 上使用简单的 $50\Omega/4.7\mu F$ RC滤波器可以完全消除它。在该供电旁路RC滤波器网络的 50Ω 电阻器上, 最大 $|I_{VCC}| < 9.8mA$ 和 $|I_{VEE}| < 9.8mA$ 的供电电流仅可造成小幅电压下降, 降到500mV以下。

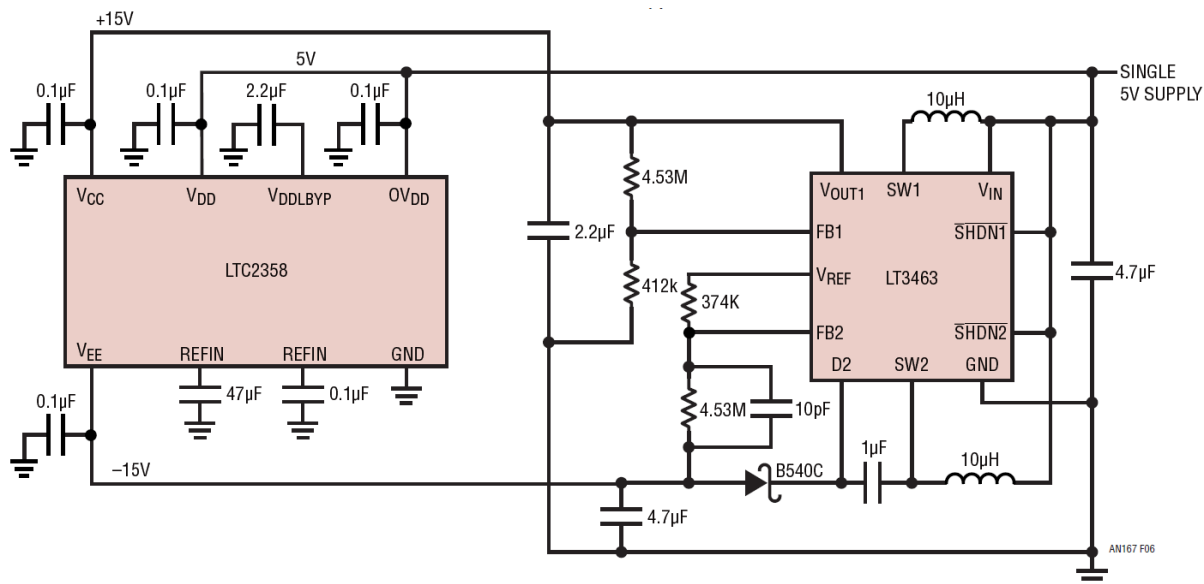


图6. 5V单电源供电

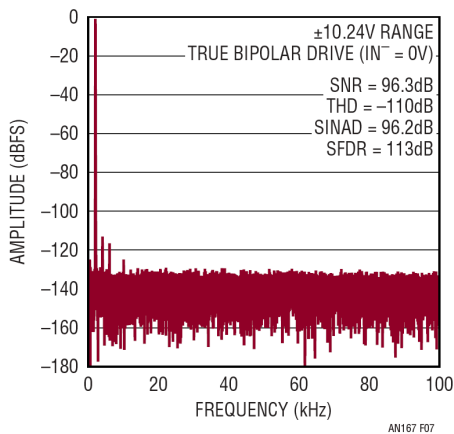


图7. 全交流性能由开关模式电源维持

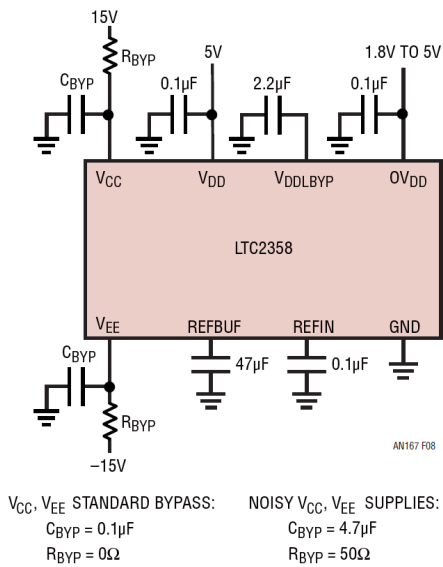


图8. 柔性旁路排除来自高噪音高压电源的所有纹波

5. 在宽共模电压下放大传感器或电流信号

LTC2358能够接受宽共模输入范围内的任意信号摆动和高CMRR可简化应用解决方案。在实际应用中，许多传感器在大共模信号的基础上产生差动电压。图9描述了使用LTC2358对这种类型的信号进行数字化的一种方式。放大级对所需的传感器信号提供约10V/V的差分增益，而干扰共模信号被ADC CMRR衰减。该电路采用ADC的 $\pm 5V$ SoftSpan™范围。ADC输入端可以向上摆至 $V_{CC} - 4V = 27V$ 或向下摆至 $V_{EE} + 4V = -3V$ 。请记住，ADC输入端的5V_{p-p}摆动消耗5V可用共模电压范围。可能使用 V_{CC} 和 V_{EE} 电压的任何其他组合，以适合最高为 $V_{CC} - V_{EE} = 38V$ ，且 $V_{CC} > 7.5V$ 和 $-16.5V <$

$V_{EE} < 0V$ 的特定应用。图10显示了该解决方案测得的CMRR性能，与最佳商用仪表放大器进行竞争。图11显示了该解决方案测得的交流性能。

采用高值反馈电阻，放大器增益可提高到100，使 $\pm 50mV$ 差分输入变为 $\pm 5V$ 摆动，驱动ADC在 $\pm 5V$ SoftSpan范围内的全动态范围。LTC2057HV斩波稳定运算放大器的最大偏移规格为4 μV ，这允许精确测量通过外部检测电阻的小电流。

图12显示了另一个应用电路，它使用LTC2358的两个通道，通过检测电阻在宽共模范围内同时检测电压和双向电流。还可以在检测电阻和LTC2358输入之间放置两个RC滤波器，以消除电源或其负载中的开关瞬变。

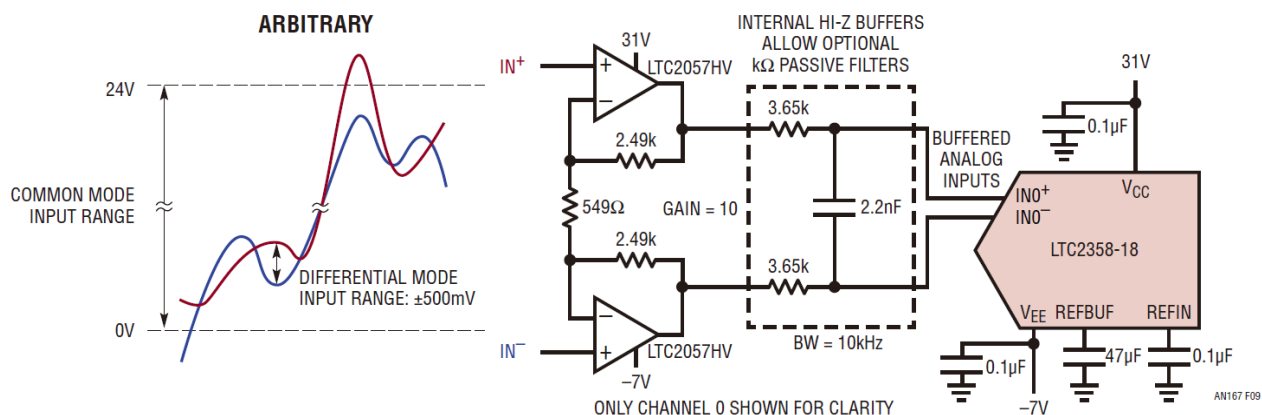


图9. 在宽共模范围内通过缓冲模拟输入放大增益为10的差分信号

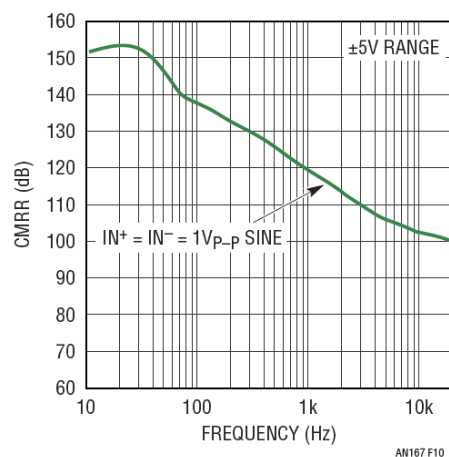
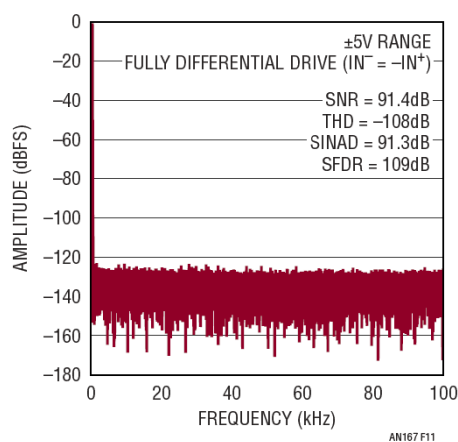
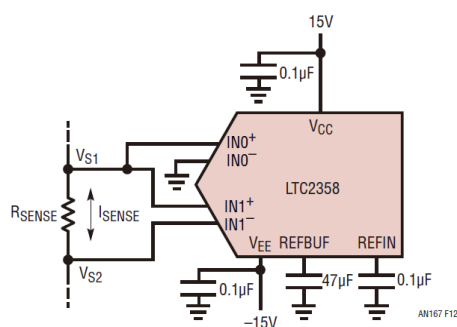


图10. CMRR与输入频率（图9所示的电路）

图11. $IN^+/IN^- = 450\text{mV}$ 200Hz全差分正弦, $0\text{V} \leq V_{CM} \leq 24\text{V}$, 32k点FFT, $f_{SAMPL} = 200\text{ksps}$ （图9所示的电路）

ONLY CHANNELS 0 AND 1 SHOWN FOR CLARITY

$$I_{SENSE} = \frac{V_{S1} - V_{S2}}{R_{SENSE}} \quad \begin{matrix} -10.24\text{V} \leq V_{S1} \leq 10.24\text{V} \\ -10.24\text{V} \leq V_{S2} \leq 10.24\text{V} \end{matrix}$$

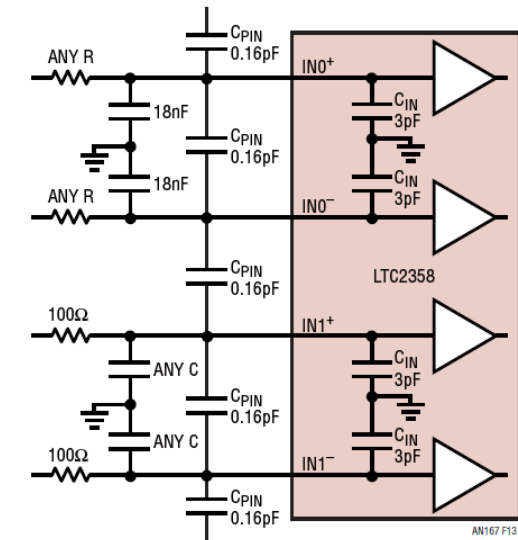
图12. 在宽共模范围内同时检测电压(IN0)和电流(IN1)

串扰

6. 通过输入电容和单端操作减少PC板串扰

LTC2358的专有电路可在活动通道之间实现异常内部串扰隔离（典型值为109dB）。模拟输入端的PC板布线应在导体层的上方和下方进行接地屏蔽，并相邻接地屏蔽，以尽量减少通道间的外部电容串扰。相邻封装引脚之间的电容为0.16pF。低源电阻和/或高源电容有助于减少外部电容耦合串扰。例如，模拟输入端的18nF电容将0.16pF相邻引脚感应电容耦合衰减100dB, 而不考虑源电阻, 如图13中的IN0所示。

低源阻抗还可减少外部布线串扰。图13中的通道IN1显示，100Ω（或更少）的源电阻可以独立于输入电容，用于获取高达100kHz的100dB串扰抑制。



PC TRACES LEADING TO INPUTS MUST BE SHIELDED.

IN0: CAPACITORS PROTECT HIGH IMPEDANCE CIRCUITS FROM 0.16pF PIN-TO-PIN CAPACITANCE. EXTERNAL CROSSTALK < -100dB WITH ANY SOURCE RESISTANCE.

IN1: SOURCE IMPEDANCE BELOW 100Ω REDUCES EXTERNAL CROSSTALK TO LESS THAN -100dB AT 100kHz FOR ANY VALUE OF INPUT FILTER CAPACITANCE.

图13. 输入电容和低源阻抗减少PC板串扰

在高频、高源电阻和无附加输入电容的情况下，相邻引脚之间的0.16pF电容构成一个大于26dB的电压衰减器，其输入电容为相邻通道的输入电容，包括3pF的内部电容和任意PCB输入走线电容。接着由源电阻和3pF内部输入电容进行进一步衰减，并朝低频方向改进6dB/倍频程，直至到达直流，从而实现109dB的全ADC串扰性能。在10k源电阻的情况下，10k源电阻和3pF输入电容在输入引脚处形成一个5MHz极点，该频点以下频率以6dB/倍频程斜率降低耦合。在100kHz时，引脚到引脚串扰抑制率算得为 $0.16\text{pF}/3\text{pF} \cdot 0.1\text{MHz}/5\text{MHz} = 0.001$ （-60dB）。

这些计算必须进行调整，以包括板输入走线之间的额外电容。单端输入驱动还享有额外的外部串扰隔离，因为每个其他输入引脚都是接地的，或者是由低阻抗直流源驱动的，并充当通道之间的屏蔽。请记住，每个输入线路连接必须与GND的所有方面完全屏蔽，一直到输入引脚。

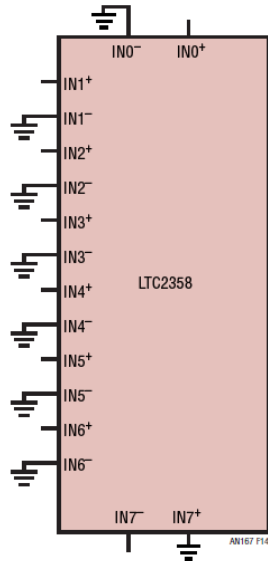


图14. 接地INx输入端作为外部屏蔽

范围

7. 衰减器扩展ADC输入范围

超过1000GΩ时，皮安模拟输入是外部精密衰减器的理想之选，可实现更高的电压输入范围。例如，LT5400系列的精密四电阻网络具有0.01%的匹配精度，可用于实现各种模拟输入范围，LT5400的最大工作电压为±75V。

图15中衰减器电路的阻抗低于10kΩ，这样可从小交流耦合瞬态完全建立LTC2358输入，该瞬态通过内部CMOS缓冲器反馈回采集周期开始时的通道输入。

1W电阻推荐用于离散衰减器，以最小化电阻自热，由于电阻的温度系数，这可能会改变电阻的电阻值。1W电阻额定值比通道IN2的90k电阻器上的100V输入产生的90mW功耗要大得多。

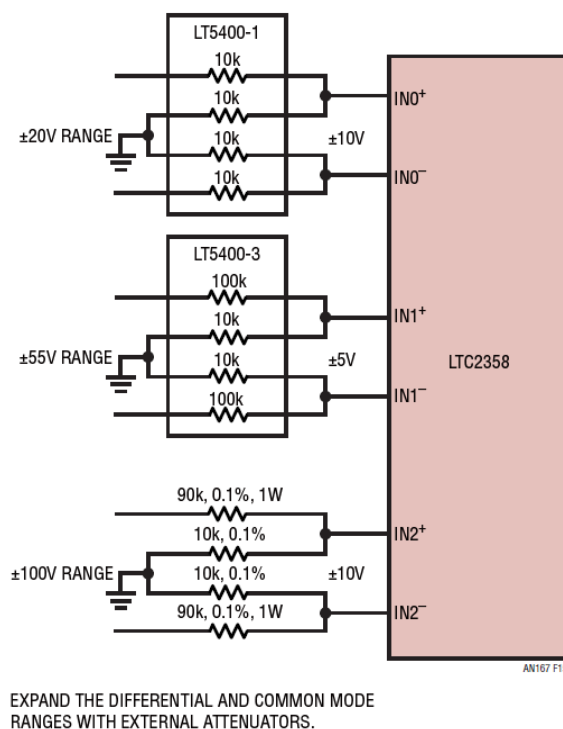


图15. 输入范围扩展器

8. 外衰减器自动增益范围

图16显示了一个高阻抗衰减器网络，用于测量 A_{IN} 的电压，最小负载为1.33M，三个可能的电压范围为0V至100V、0V至200V和0V至400V。三个通道同时采样衰减电压。然后，用户选择正确的范围作为数字通道输出端未包含所有范围的最小范围。如果通道都没有包含所有范围，还建议始终从IN0输出端选择100V的范围。这实现了一种自动增益范围。

当 A_{IN} 的电压升到250V， $A_{IN} = 400V$ 时，IN0⁺处的ESD保护二极管开始正向偏压，传导电流最高可达80 μ A。IN0⁺的这种过驱动对其他通道没有任何影响。有关过驱动模拟通道输入的更多信息，请参见第3节。

该网络的M Ω 阻抗是由非常低的模拟输入泄漏（通常为5pA）所造成的。该M Ω 阻抗被选择用于外部源的最小负载和0.1%衰减器输入电阻的最小功耗。模拟通道输入端的680pF滤波器电容在采集周期开始时抑制内部CMOS缓冲器馈通毛刺并滤除外部噪声。通道输入端的室温泄漏通常为5pA，仅在<200k Ω 衰减器输出端提供可忽略不计的1 μ V偏移量。请注意，在85 $^{\circ}$ C的温度下，漏电流随温度的升高呈指数上升趋势，最高达500pA。较低的阻抗网络降低了高温下漏电流的影响。或者，匹配同相通道输入端阻抗的电阻器也可以与接地反相通道输入端串联，以抵消一些由高温下升高的输入偏置电流引起的偏移电压。使用与有源驱动输入中使用的值相同的滤波电容短路掉这些电阻。

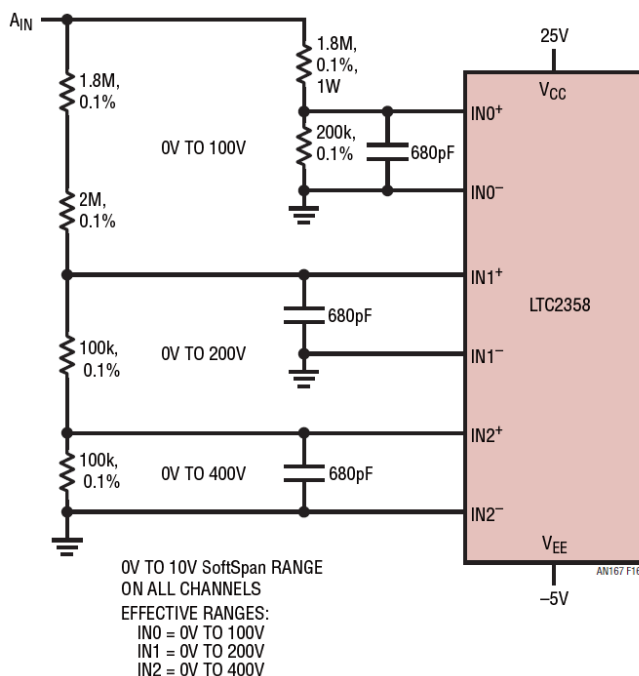


图16. 自动增益范围

9. 将输入范围翻倍到 $\pm 20\text{V}$ ($40\text{V}_{\text{p-p}}$)，将SNR增加到99dB

LTC2358极宽的共模范围（最大扩展到 $30\text{V}_{\text{p-p}}$ ，且 $V_{\text{CC}} - V_{\text{EE}} = 38\text{V}$ ），加上出色的共模抑制（最小100dB），使其可以任意驱动模拟输入而不会降低性能。例如，可以将任意两个通道串联起来，使输入范围增加一倍，并将SNR提高3dB。将两个通道的输出代码相加可产生一个净结果，并增加一个位的分辨率：如果使用LTC2358-16，则为17位；如果使用LTC2358-18，则为19位。同时采样使两个通道在CNV上升沿的采样时刻保持同步。电阻的精度不影响叠加组合的增益，因为由于电阻匹配误差而显示给一个通道的任何额外信号都会从堆栈中的另一个通道中精确地减去。 $10\text{k} + 10\text{k}$ 分压器失配的唯一影响是，近满量程的一个通道会在其他通道之前饱和。叠加组合的范围为 $\pm 20.48\text{V}_{\text{p-p}}$ ($1 - \text{VDE}$)。VDE是此公式中的分压器误差，例如，对于0.1%的分压器

误差， $\text{VDE} = 0.001$ 。当电压值达到理想叠加满量程的VDE范围内时，在一个通道饱和时，电压范围将有一半的增益斜率，直到在第二个通道饱和时总和输出完全饱和为止。在大多数应用中，由于叠加增益不受影响，并且与两个叠加通道的平均增益误差相同，因此衰减误差小对峰峰值叠加范围的缩短没有任何影响。

通过使用LTC6655-5外部5V基准源（低噪声、低漂移、高精度基准源）过驱动内部4.096V REFBUF引脚，还可以进一步扩展模拟输入范围。各通道的模拟输入范围按与基准源相同的比例从 $\pm 10.24\text{V}$ 扩大到 $\pm 12.5\text{V}$ 。借助LTC2358-18和外部5V基准源，叠加的 $\pm 25\text{V}$ 范围为 $\text{SNR} = 100\text{dB}$ 。请参阅LTC2358数据手册中的应用信息，获取连接LTC6655-5V作为外部基准源的说明。

通过用精密电阻替换图17中的 10k 电阻以及构建第8节所示的精密衰减器，可进一步扩大该电路的电压范围。

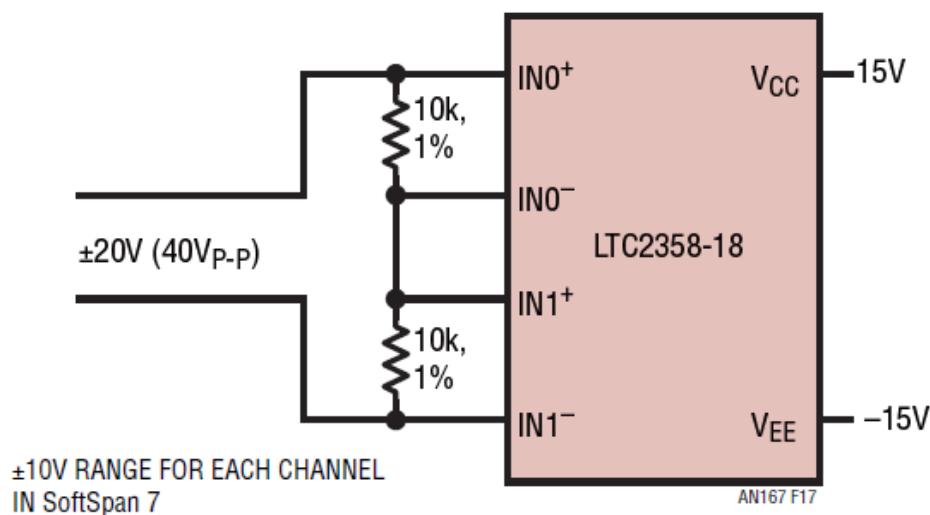


图17. 将输入范围翻倍到 $\pm 20\text{V}$ ($40\text{V}_{\text{p-p}}$)，将SNR增加到99dB

滤波器

10. 采用 $k\Omega$ 阻抗的有源或无源滤波器直接驱动 LTC2358

在ADC的模拟输入端之前，抗混叠和噪声滤波器是很常见的。LTC2358的极高输入阻抗($>1000G\Omega$)皮安模拟输入端可使用各种RC无源滤波器组合轻松驱动，这些组合经过优化可过滤模拟信号，而不是满足常规无缓冲ADC的严格驱动要求。

正如数据手册中所建议，模拟输入端的680pF电容或更大的电容可用于吸收采样过程中极小的交流瞬态，而采样过程在采集周期开始时通过内部缓冲器反馈。对于未在采集周期内建立的大于 $10k\Omega$ 的源阻抗，这保持了LTC2358的直流精度。这个很小的毛刺也是电荷守恒的，也就是说，它是纯交流耦合的，并且毛刺的总电荷为零，没有直流分量。外部电容便于实现简单的RC滤波器，该滤波器可减少来自被数字化的模拟信号的噪声。例如，可以使用 $R = 4.02k\Omega$ 和 $C = 1200pF$ 实现33kHz低通RC滤波器，如图18所示。其他带宽可以用更高或更低的R值来实现，同时让C保持在680pF或更高的电容。

如果MHz范围内的高频干扰特别棘手，在较高频率附加级联实极可以很好地抑制这种干扰。第二RC滤波器可具有较高的阻抗以减少第一RC滤波器上的负载。图19中的示例显示了33kHz时具有2k和2.4nF的第一RC极，以及66kHz时具有3.57k和680nF的第二RC极。负载效应将极推至23kHz和94kHz。这样，1MHz处的10mV干扰音在33kHz时仅用一极衰减30dB，在33kHz和66kHz用两极衰减53dB，仅为22 μV 。

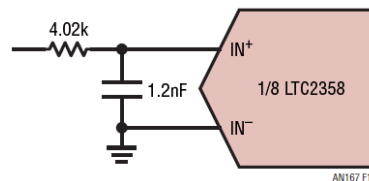


图18. 具有 $k\Omega$ 阻抗的单极33kHz RC滤波器

外部干扰频率接近ADC采样率或存在宽带传感器噪声时，高阶滤波器对清除信号最有效。图20比较了一个单极33kHz滤波器和一个三极33kHz Sallen-Key有源滤波器。有源滤波器更陡的频率响应非常有效地消除了10mV190kHz干扰源，也更有效地降低了100kHz以下的带内噪声。

有源滤波器的使用得力于LTC2358的缓冲输入。Sallen-Key有源滤波器电路中的LT1351运算放大器提供有源交流反馈以形成交流响应，同时远离直流信号路径。因此，运算放大器在断点附近应有良好的交流响应。运算放大器反馈大部分来自滤波器断点的附近，使得直流电压误差和来自运算放大器的低频电压噪声不进入信号路径。LT1351运算放大器的直流输入漏电流最大为50nA，在3.39k总滤波器电阻范围内下降不到170 μV 。

C0G陶瓷或薄膜电容的线性和精度推荐用于滤波器应用。X7R和X5R陶瓷电容容限差，电压系数大，会给信号路径带来非线性失真，因此应避免使用。

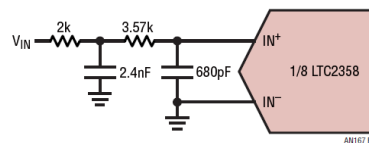
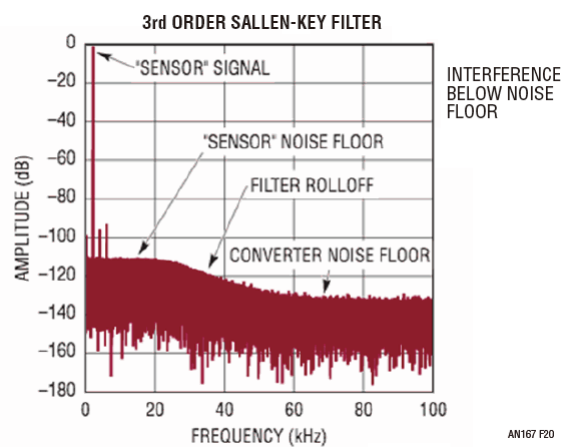
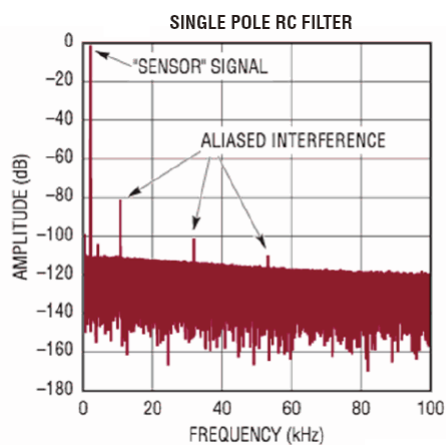
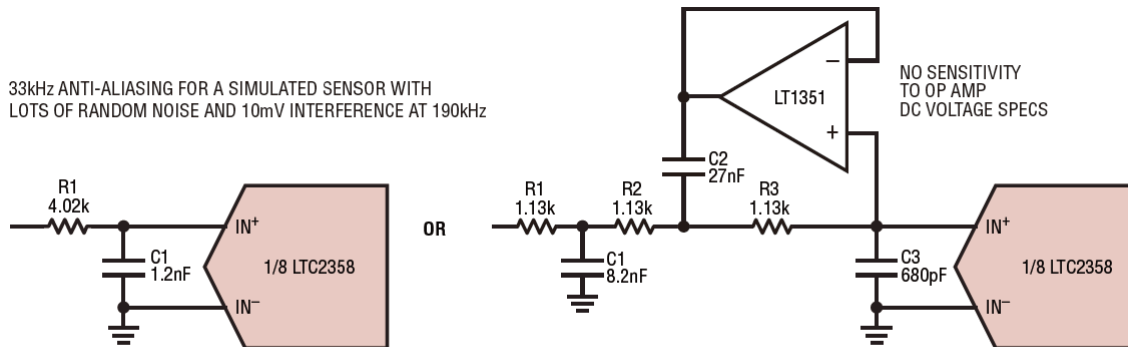


图19. 2极33kHz和66kHz RC滤波器可减少MHz干扰

33kHz ANTI-ALIASING FOR A SIMULATED SENSOR WITH
LOTS OF RANDOM NOISE AND 10mV INTERFERENCE AT 190kHz



AN167 P20

图20. 3极Sallen-Key低通滤波器可减少100kHz以上的噪声和干扰

11. 灵活的输入简化了单双极电源的交流耦合

极高的模拟输入阻抗使得典型CR高通滤波器可轻松产生交流耦合信号。例如，将 $V_{CC} = +15V$ 和 $V_{EE} = -15V$ 用作双极电源，具有接地回路100k电阻的 $0.1\mu F$ C0G或薄膜电容可实现16Hz交流耦合极。在85°C时，模拟输入偏置电流最大为500pA，产生不到50 μV 的模拟输入偏置。高阻抗CR网络可以权衡，从工作温度范围顶端的偏置电流换取更高的偏移电压。在85°C以下操作应用时，温度每降低10°C，模拟输入电流大约减少2.2倍。因此，在室温下CR阻抗可以高很多。附加电阻可与模拟输入串联，以与正负输入所产生的净电阻相匹配，抵消高温下增加的输入偏置电流的某些影响。

在单电源交流耦合应用中，通常需要合成中间电源节点以及分压器和大型电解电容，使之偏压，并返回典型的交流耦合CR网络电阻。图21中的交流耦合电路消除了这个中间电源节点。连接到 V_{IN}^+ 和RC网络的CR网络交流耦合从之前

的信号调理级或传感器（也可能由单个电源供电）中获取直流偏压。极宽的共模电压范围（从 $V_{CC} - 4V$ 扩大到 $V_{EE} + 4V$ ），以及极高的CMRR（200Hz时最小功率为100dB），使每个模拟通道的功能等效于设计用于处理带有差分分和/或共模元件的任意模拟输入信号的最先进的差分仪表放大器。每个通道的 V_{IN}^+ 和 V_{IN}^- 输入端可能在共模电压范围（ $V_{EE} + 4V$ 至 $V_{CC} - 4V$ ）内的任意位置浮动，而不会降低性能。这使得在没有中间电源偏置节点的单一电源系统中实现交流耦合成为可能。

C0G陶瓷或薄膜电容的线性和精度推荐用于滤波器应用。X7R和X5R陶瓷电容容限差，电压系数大，会给信号路径带来非线性失真，因此应避免使用。

上一笔记中所述的可选低通RC滤波器也可以放置在交流耦合网络和模拟输入端之间，以减少来自输入信号的噪声和干扰。

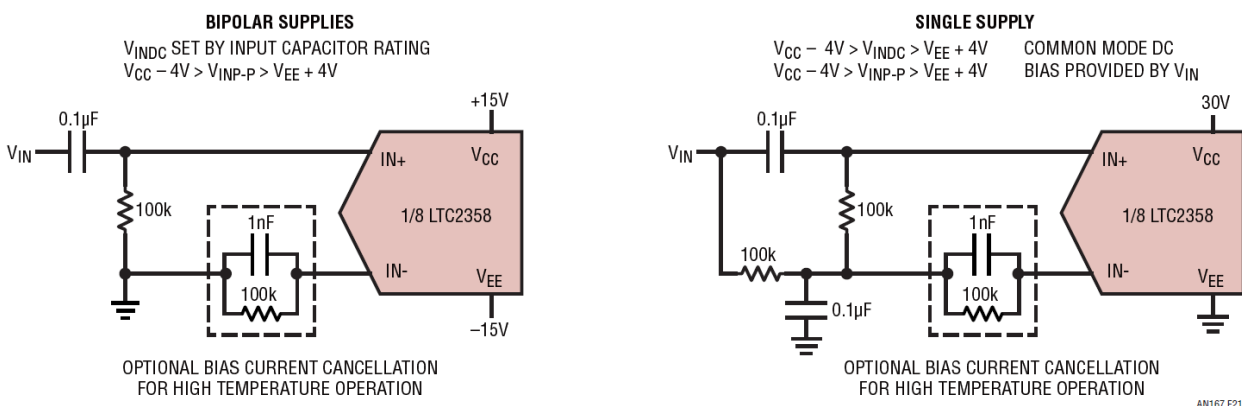


图21. 具有16Hz极的交流耦合

12. 有源或无源陷波滤波器不会降低直流参数

对模拟信号路径最常见的干扰源之一是50Hz或60Hz的电力线嗡嗡声。陷波滤波器可以在输入端用模拟电路实现，也可以通过输出数据流上的数字计算来实现。模拟陷波滤波器的最大优点是将传感器或信号源的大量嗡嗡声降低到不太消耗ADC输入范围的水平。随后，可以应用数字滤波器消除任何剩余的嗡嗡声。

极高的输入阻抗(>1000GΩ)皮安模拟输入端可以由典型无源双T陷波滤波器直接驱动，其调谐频率为 $Q = 0.25$ ，并且在10kΩ - 100kΩ范围内具有相对较高的阻抗。如果需要具有更高Q的更锐化的陷波，可以添加LT1352双通道运算放大器以使陷波锐化到 $Q = 2.5$ 。在图22所示的配置中，低功耗LT1352双通道运算放大器仅在无源陷波滤波器RC网络中提供交流反馈，大幅降低了对通道输入端的直流和交流精度的影响。把运算放大器放在一边，我们可以将这种拓扑视为微创有源陷波滤波器。运算放大器的直流偏移电压被完全抑制，因为运算放大器输出是交流耦合到信号路径的。对于远离陷波频率的频率，RC滤波器网络也逐渐抑制来自运算放大器的失真产物和噪声。第一运算放大器的输入偏置电流在滤波器网络中引起小幅偏移电压下降。

陷波滤波器通常对分量值敏感，以建立陷波频率，并在陷波处获得深度抑制。更窄的陷波设计中更高的Q值可提高这种灵敏度。为此，选择 $Q = 2.5$ 在陷波频率至少实现20dB抑制，在容差灵敏度和陷波深度之间权衡。用四个相同的电阻和四个相同的电容代替半值电阻和双值电容作为双T

网络的中心支路，有助于提高陷波频率的精度和深度。C0G陶瓷或薄膜电容的线性和精度推荐用于滤波器应用。X7R和X5R陶瓷电容容限差，电压系数大，会给信号路径带来非线性失真，因此应避免使用。

可以使用凌力尔特公司提供的免费仿真器LTspice[®]来帮助设计滤波器，如图23和24所示。

驱动LTC2358-18的无源和有源陷波滤波器的实验室结果显示如下：

- 无源陷波滤波器性能
 - 2kHz时：SNR = 95.6dB THD = -108dB
 - 61Hz时（由元件容差设定的实际谐振频率）抑制为-56dB
 - 60Hz时，抑制为-55dB
- LT1352双缓冲器的有源陷波滤波器性能
 - 2kHz时：SNR = 95.6dB THD = -108dB
 - 61Hz时（由元件容差设定的实际谐振频率）抑制为-42dB
 - 60Hz时，抑制为-35dB

图24中的LTspice模拟表明，有源滤波器陷波比无源滤波器陷波窄得多。这使得更多的通带免遭有源滤波器的干扰，但代价是可能因元件容差的陷波频率变化而降低目标频率的抑制，如上述实验室结果所证明。

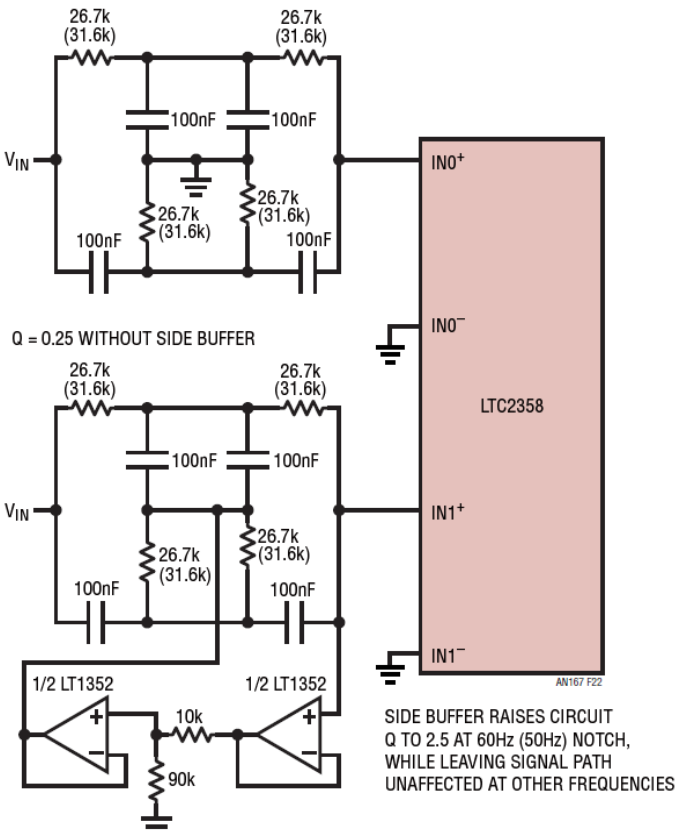


图22. 带可选有源Q升压的60Hz (50Hz)陷波滤波器

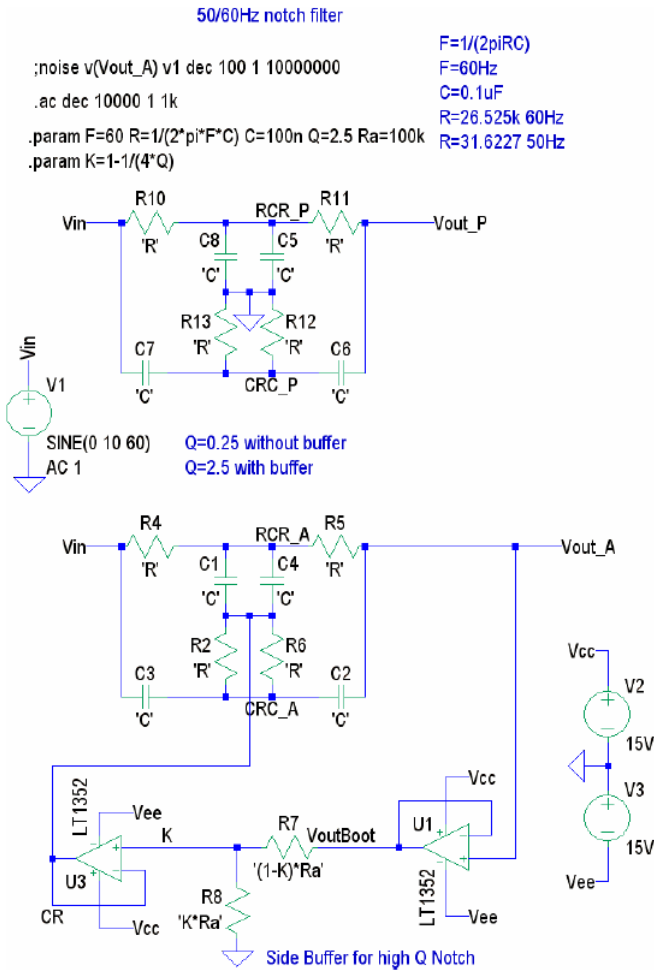


图23. 带可选有源Q升压的60Hz (50Hz)陷波滤波器LTspice模拟原理图

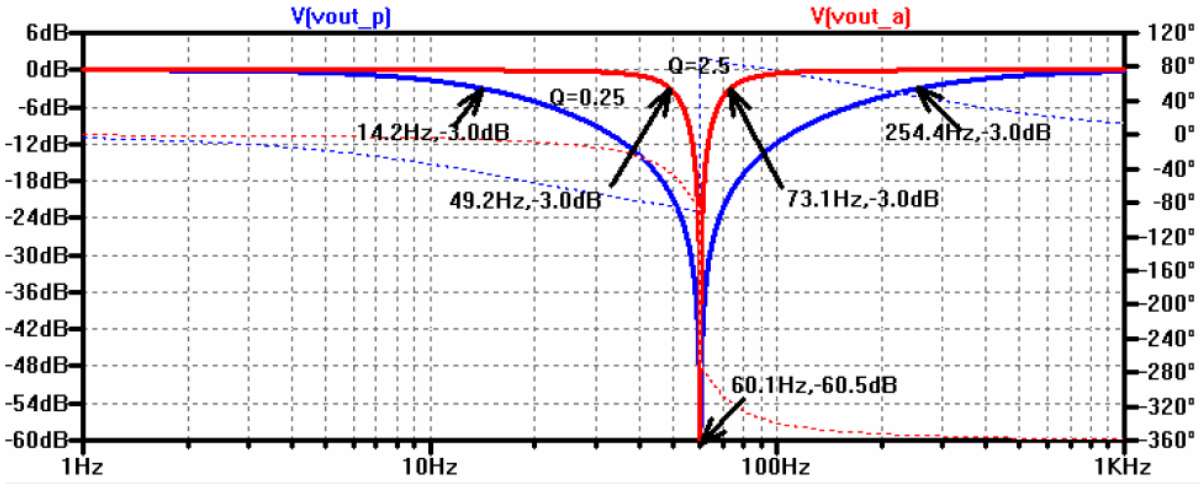


图24. 带可选有源Q升压的60Hz (50Hz)陷波滤波器LTspice模拟结果

传感器

13. 温度测量消除了热敏电阻的自热

热敏电阻可以将温度转换成相对较大的电流或电压变化，在很少或没有放大的情况下轻松数字化。具有k Ω 阻抗的热敏电阻可以轻松驱动LTC2358中的极高阻抗缓冲器。热敏电阻处相对较大的电流和电压也会消耗功率并使热敏电阻自热，从而使热敏电阻错误报告温度偏高。例如，Victory (VECO) 42A29 20k热敏电阻的直径为0.013英寸，耗散常数为0.09mW/ $^{\circ}$ C。此耗散常数预测2V偏压的静止空气中的自热温度为2.2 $^{\circ}$ C。测得的自热温度约为2 $^{\circ}$ C。

此问题对于较小的热敏电阻是最严重的，它们尝试测量小热团的温度，如静止气体或小物体。Victory还提供了直径为0.010英寸的更小热敏电阻，其耗散常数为0.045mW/ $^{\circ}$ C，使预期的自热温度提高了一倍，达到4.4 $^{\circ}$ C。反之，Victory直径为0.043英寸的较大热敏电阻的耗散常数为0.35mW/ $^{\circ}$ C，预测自热温度仅为0.6 $^{\circ}$ C。

在典型应用中，由温度变化引起的热敏电阻压降变化也会引起热敏电阻不同程度的耗散，从而进一步破坏实际的温度测量，产生随温度变化的自热效应。

图25说明了自热效应。简单的N沟道MOSFET可保持热敏电阻短路，直到LTC2358的第一次转换。温度由LTC2358在使用READ关闭M1后在50ksps的速率下测量。自热效应在几秒钟内累积到近2 $^{\circ}$ C，而每20 μ s的各数据样本变化很小。

图25中的电路也可以用来快速测量温度，且READ时的占空比很窄，极大地降低了热敏电阻的平均自热效应。如果READ保持在较低的5 μ s以采集测量样本，且每隔1ms重复一次此过程，则平均自热效应降低200倍。建议的5 μ s采样窗口允许热敏电阻的寄生电容高达40pF，在400ns的时间常数下设定为18位。确保在时间常数计算中包括任何额外的热敏电阻电缆电容。

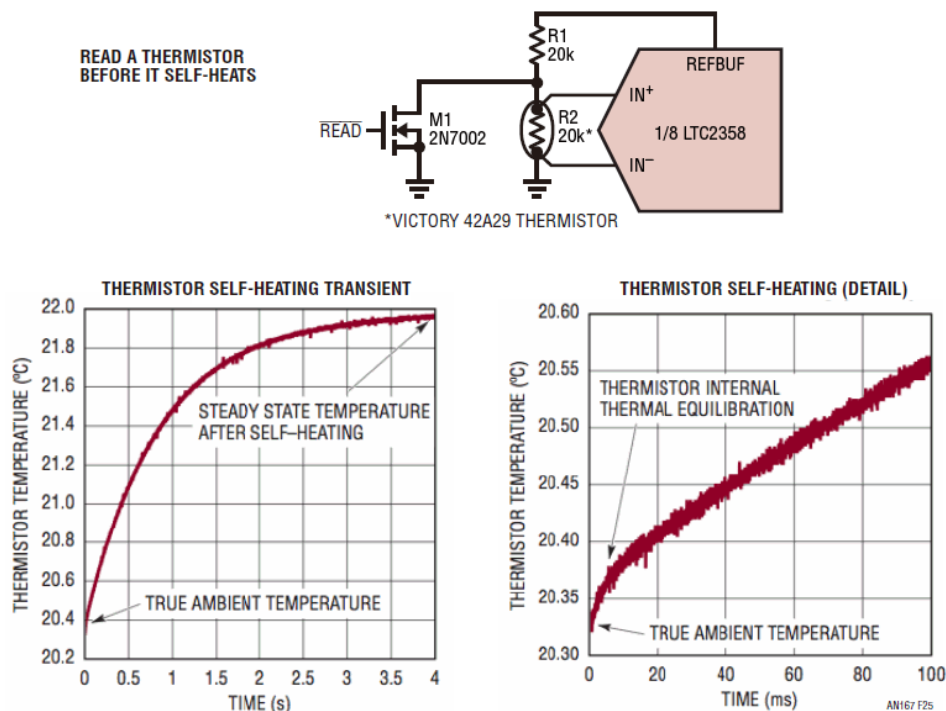


图25. 温度测量消除了热敏电阻的自热

14. 偏置光电二极管直接驱动LTC2358

LTC2358的皮安输入模拟通道可以测量光电二极管的光电流，因为压降直接通过与光电二极管串联的电流检测电阻，如图26所示。LTC6268运算放大器还可用于光电二极管的跨阻配置，以在二极管上施加固定电压($5V - 4.096V =$

$0.904V$)。有关跨阻配置中的应用详情，请参阅LTC6268数据手册。请注意，在图示跨阻电路配置中，直接在电流检测电阻上进行测量，因此运算放大器的偏移电压不是测量的一部分。未缓冲的ADC不能直接连接到跨阻放大器的反相输入端。

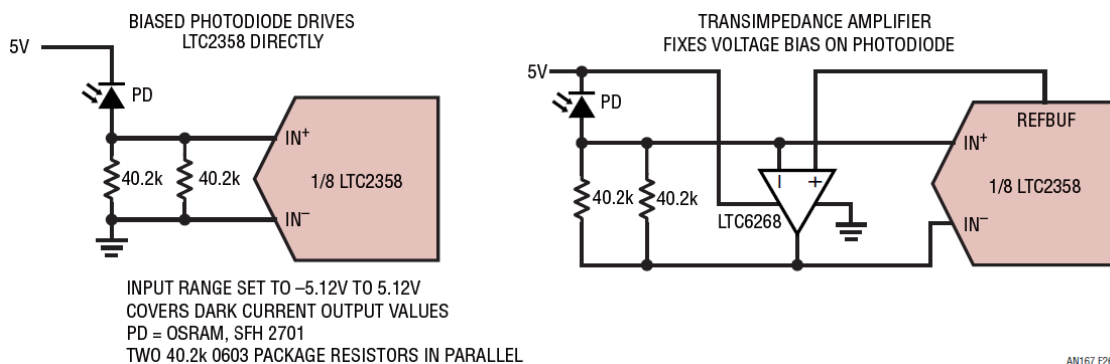


图26. 偏置光电二极管直接驱动LTC2358

15. 具有微功率前置放大器的遥感器直接驱动LTC2358

LTC2358的皮安输入模拟通道可以直接由最低功率的微功率运算放大器驱动，而不干扰或不增加运算放大器输出负载，也不增加运算放大器的电源电流。例如，LTC2063运算放大器只消耗 $1.4\mu A$ 的电源电流，非常适合远程电池操作。图27显示LTC2063作为来自City Technology的氧传感器的

200前置放大器的增益。运算放大器通过RC滤波器驱动双绞线。该滤波器将运算放大器与电缆的电容负载隔离开来，并阻止由电缆接收到的干扰。ADC在模拟输入端不需要RC滤波器，但可以在前置放大器输出和ADC之间添加可选RC滤波，以进一步减少外部噪声和干扰。

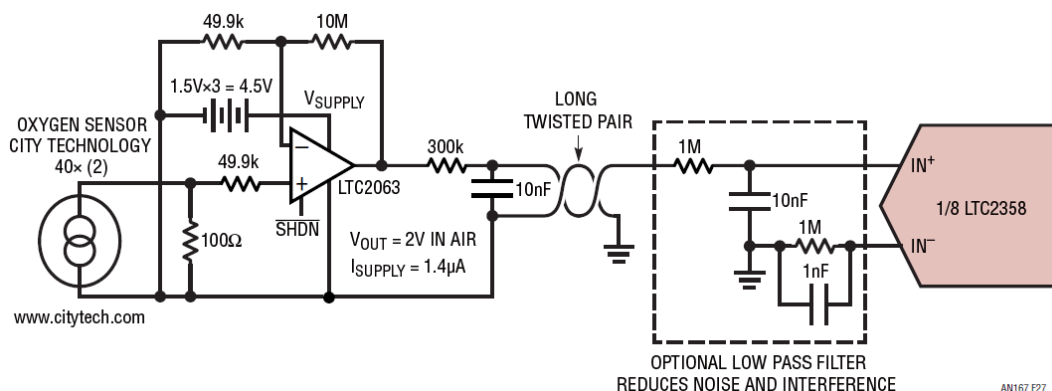


图27. 具有微功率前置放大器的遥感器直接驱动LTC2358