

Analog Engineer's Circuit

用于保护低压 SAR ADC 免受电过应力且对性能影响超低的电路



Dale Li

单端输入 ($V_{REF} = +5V$)	ADC 输入	数字输出 ADS8860
$V_{inMax} = +5V$	$A_{INP} = +5V, A_{INN} = 0V$	$FFFF_H$
$V_{inMin} = 0V$	$A_{INP} = 0V, A_{INN} = 0V$	0000_H

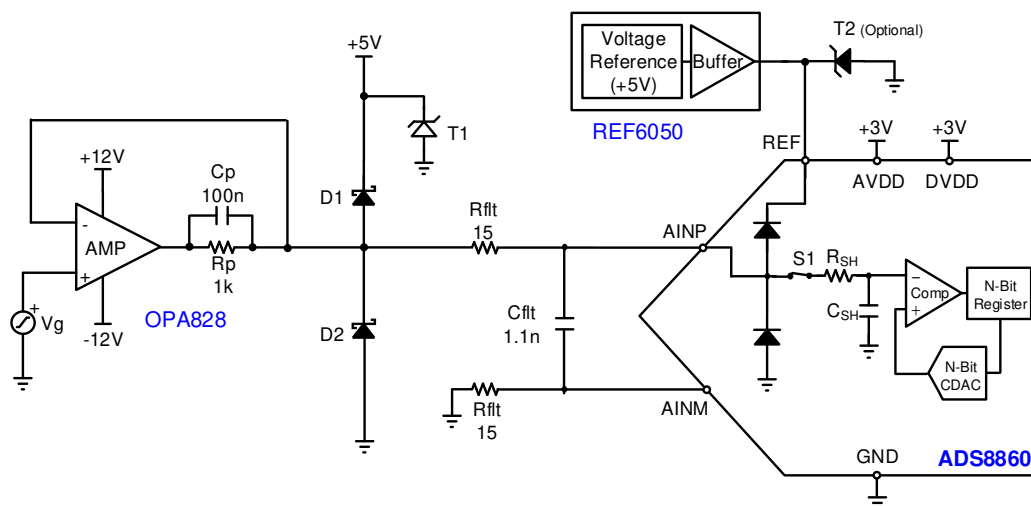
电源和基准

OPA828 上的 V_{cc}	OPA828 上的 V_{ee}	钳位电压和基准	ADS8860 AVDD 和 DVDD
+12V	-12V	+5V	+3V

设计说明

该电路设计指导手册介绍了如何将高压放大器 (例如 $\pm 12V$) 连接到低压 ADC (例如 $0V$ 至 $5V$) 并钳制放大器的输出电压, 从而保护 ADC 免受电过应力损坏。此外, 本文档还介绍了保护钳位对系统性能的影响。此电路在[测试和测量](#)以及[工厂自动化与控制](#)中很有用。

此示例电路将 OPA828 连接至 ADS8860。OPA828 器件具有 $\pm 12V$ 电源, 而 ADS8860 器件具有 $0V$ 至 $5V$ 的输入范围。通常, 放大器电源与 ADC 输入范围匹配, 以防止输入过应力, 但在某些情况下, 将电压较高的放大器连接到低压 ADC 可能会有用。在故障情况下, 当放大器的输出高于 $5V$ 或低于地电平时, 二极管 D1 和 D2 导通, 并将 ADC 输入电压限制在安全水平。电阻器 R_p 限制故障条件下的输出电流。放大器反馈内部连接 R_p 电阻器, 以便在正常情况下通过放大器反馈降低阻抗。将 R_p 用于反馈中可提升交流系统性能 (SNR 和 THD)。这种保护方法适用于其他具有开关电容器输入的精密 SAR ADC。



规格

规格	目标值	计算值	仿真值	测得值
瞬态稳定误差	< 1/2LSB (< 38.15μV)		0.3LSB (23.1μV)	
THD	< -108dB			-113.7dB
SNR	> 92dB			93.3dB
带宽	> 1MHz	4.82MHz	5.08MHz	
噪声	< 1/2LSB (< 38.15μV)	11.3μV _{RMS}	10.04μV _{RMS}	

设计说明

- 为 D1 和 D2 选择了 BAT54 二极管，因为它具有较低的正向电压、低漏电流和低电容，二极管上的电容是非线性的，可能会导致失真。
- OPA828 器件是一款高带宽 (45MHz) 精密放大器，足以驱动 16 位精密 SAR ADC ADS8860 器件。请参阅 *TI 高精度实验室 - ADC 培训视频：选择和验证驱动器放大器的介绍*，了解详细信息。
- 为 C_{flt} 选择 C0G 型电容器，以便更大限度地减少失真。

元件选型

- 下表列出了 OPA828 放大器的最大输出电压和电流。该表还列出了 ADS8860 ADC 的绝对最大值规格。ADC 输入电压范围设置为导通内部 ESD 二极管之前的最大电压。输入电流范围是内部 ESD 二极管可连续支持的最大电流。

OPA828 输出		ADS8860 绝对最大额定值		
OPA828 最大输出电压： (EOS 电压范围 - V _o)	-12V ≤ V _o < 0V	AINP 或 AINN 至 GND	-0.3V	V _{ADC_in_min}
	+5V < V _o ≤ +12V		+5.3V	V _{ADC_in_max}
OPA828 最大输出电流： (短路电流 - I _{sc})	-50mA	输入电流	-10mA	I _{ADC_in_min}
	+50mA		+10mA	I _{ADC_in_max}

- 选择具有低正向压降、低漏电流、足够正向电流和低电容的二极管。通常使用肖特基二极管，因为其正向压降较低。有关二极管选择的详细信息以及有关过应力保护的其他信息，请参阅关于 [ADC EOS 保护](#) 的视频系列。本例选择了 BAT54 肖特基二极管，因为它具有良好的正向压降以及合理的漏电流和电容。BAT54 是实现 EOS 保护的常见选择。
- 对于该电路，OPA828 放大器的 -12V 输出限制为 -0.42V，12V 输出则限制为 5.42V。当放大器输出为 -12V 时，R_p 上的电压最大。因此，R_p 由以下公式决定：

$$R_p > \frac{V_{fD2} - V_{oNegMax}}{I_{fault}} = \frac{-0.42V - (-12V)}{15mA} > 772\Omega \text{ (round up to } 1k\Omega)$$

- 以下公式中计算了电过应力故障事件期间 R_p 上的故障电流和功耗。目标是确保为电阻器 R_p 选择正确的额定功率。

$$I_{fault} = \frac{V_{fD2} - V_{oNegMax}}{R_p} = \frac{-0.42V - (-12V)}{1k\Omega} = 11.6mA$$

$$P_{Rp} = (I_{fault})^2 R_p = (11.6mA)^2 (1k\Omega) = 134mW \text{ (use } 0.2W \text{ for margin)}$$

- 电阻器 R_{flt} 充当电荷桶滤波器，并在故障情况下限制电流。首先，假设 D2 具有 0.42V 的压降，且内部 ESD 二极管具有 0.3V 的压降，从而确定 R_{flt} 的最小值，以实现故障保护。根据此电压和绝对最大输入电流额定值，选择了 R_{flt} 的最小值 (12Ω) 以实现电流限制。

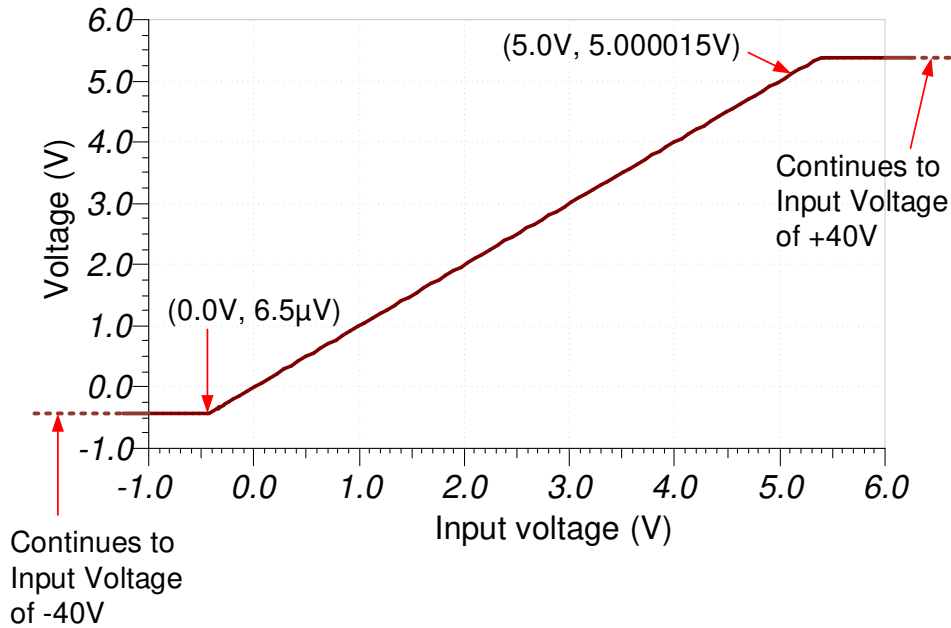
$$R_{flt} > \frac{V_{ADC_in_min} - V_{fD2}}{I_{ADC_in_max}} = \frac{-0.3V - (-0.42V)}{10mA} > 12\Omega$$

- 接下来，对 R_{filt} 和 C_{filt} 执行 [TINA-TI 基于 SPICE 的模拟仿真程序](#) 优化，以获得出色的稳定性能。为了进行这种优化， R_{filt} 的最小值设置为 $12\ \Omega$ ，以实现输入保护（请参阅步骤 5）。在电荷桶电路中，最终选择的 ($15\ \Omega$) 和 (1.1nF) 值经过了优化，以实现出色的信号建立和交流性能。有关详细信息，请参阅 [SAR ADC 前端元件选型](#) 中介绍的方法。
- 与 R_p 并联的电容 C_p 用于降低较高频率下保护网络 ($R_p||C_p$) 的交流阻抗。此值还可能会影响设计的稳定性。这个思路是将网络的截止频率设置得远低于放大器的截止频率。确切值可能不是很关键，因此我们在此舍入到 100nF 的常见标准值。另请注意，我们在本文档后面部分确认了稳定性。

$$C_p \approx \frac{1}{2\pi R_p f} = \frac{1}{2\pi (1\text{k}\Omega)(1\text{kHz})} > 159\text{nF} \text{ (choose } 100\text{nF} \text{ and check stability)}$$

直流传输特性

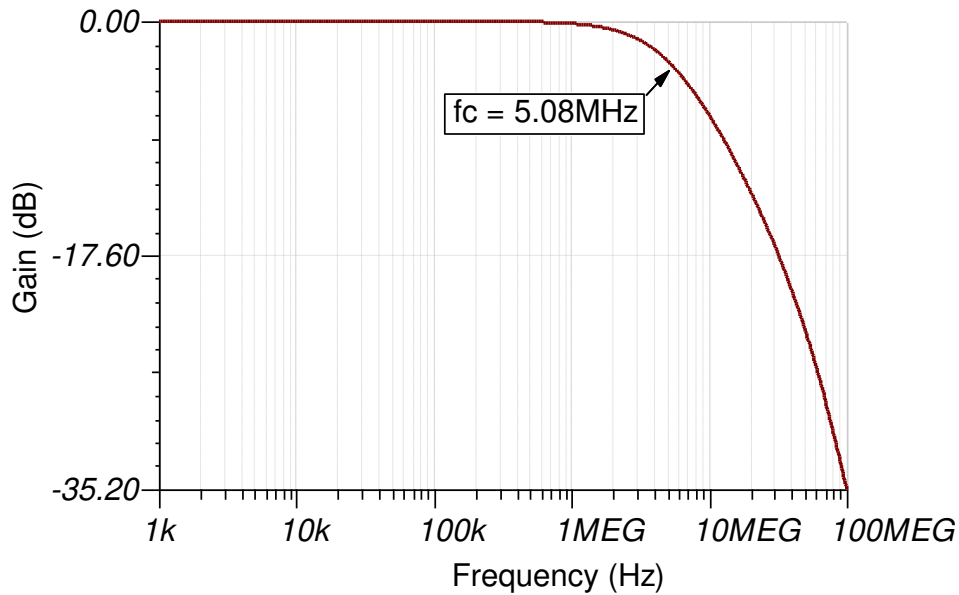
下图展示了 -40V 至 $+40\text{V}$ 单端输入的线性输出响应。有关该主题的详细理论信息，请参阅 [使用仪表放大器确定 SAR ADC 的线性范围](#)。请注意，该设计故意使用肖特基二极管将输出范围限制为 -0.42V 至 5.38V ，以保护 ADS8860 器件。请注意，之所以使用肖特基二极管是因为低正向压降（通常小于 0.3V ）会使得输出限值非常接近 ADC 电源电压。ADS8860 的绝对最大额定值为 $-0.3\text{V} < V_{in} < \text{REF} + 0.3\text{V}$ 。



交流传输特性

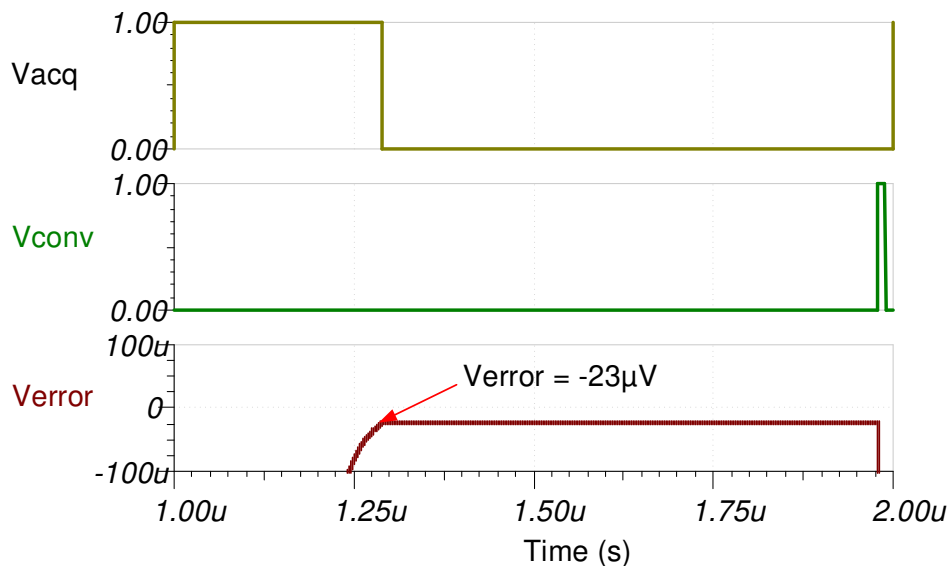
此电路的带宽受 RC 电荷桶电路 (R_{filt} 和 C_{filt}) 的限制。手工计算值和仿真结果相吻合（手工计算 $f_c = 4.82\text{MHz}$ ，仿真结果 $f_c = 5.08\text{MHz}$ ）。有关该主题的更多详细信息，请观看 [运算放大器带宽](#) 视频系列。

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot (2 \cdot 15\Omega) \cdot (1.1\text{nF})} = 4.82\text{MHz}$$



瞬态 ADC 输入稳定仿真

以下仿真显示了使用 OPA828 器件稳定至 +5V 直流输入信号的情况。该类型的仿真表明已正确选择采样保持反冲电路，从而以 1MSPS 采样速率驱动 ADS8860 并满足所需的 $\frac{1}{2}\text{LSB}$ ($38.15\mu\text{V}$)。请参阅 [SAR ADC 前端元件选型简介](#)，了解有关此主题的详细理论。



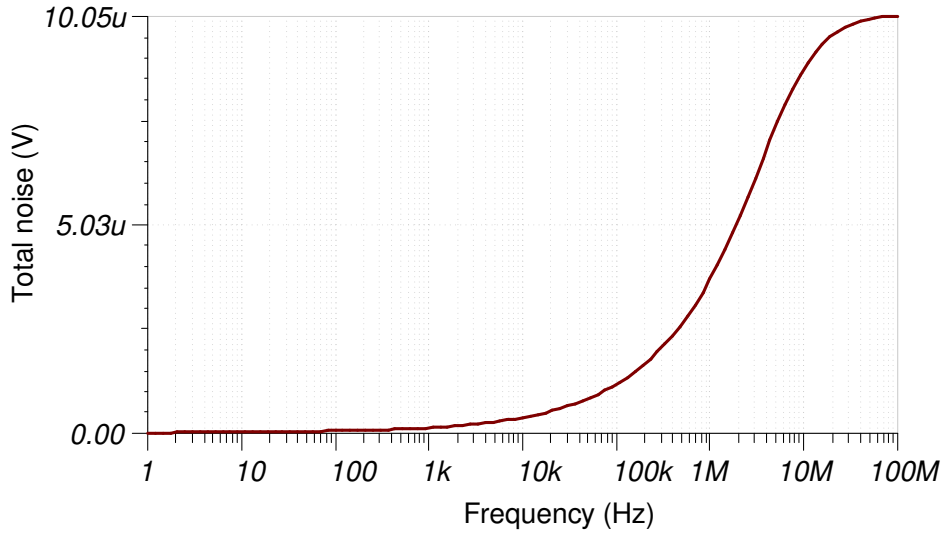
噪声仿真

在此电路示例中，噪声主要为宽带放大器噪声，因此电阻器的影响不大。因而，此计算中忽略了电阻器的噪声：

$$E_n = e_{n_{828}} \cdot \sqrt{K_n \cdot f_c}$$

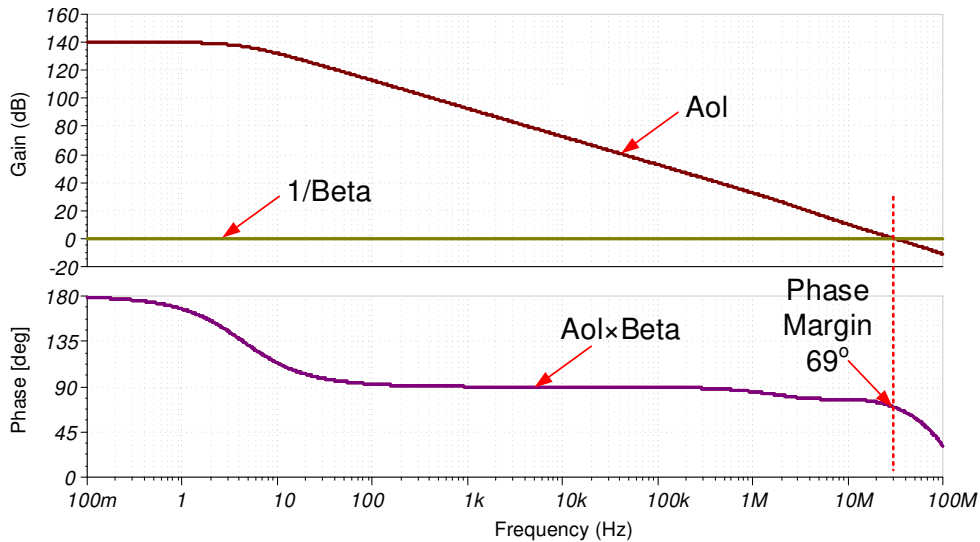
$$E_n = 4\text{nV} / \sqrt{\text{Hz}} \cdot \sqrt{1.57 \cdot 5.08\text{MHz}} = 11.3\mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

请注意，计算结果与仿真结果匹配良好（仿真结果 = $10.05\mu\text{V}_{\text{RMS}}$ ，如下图所示）。对于数据转换器噪声，请参阅 [计算 ADC 系统的总噪声](#)。



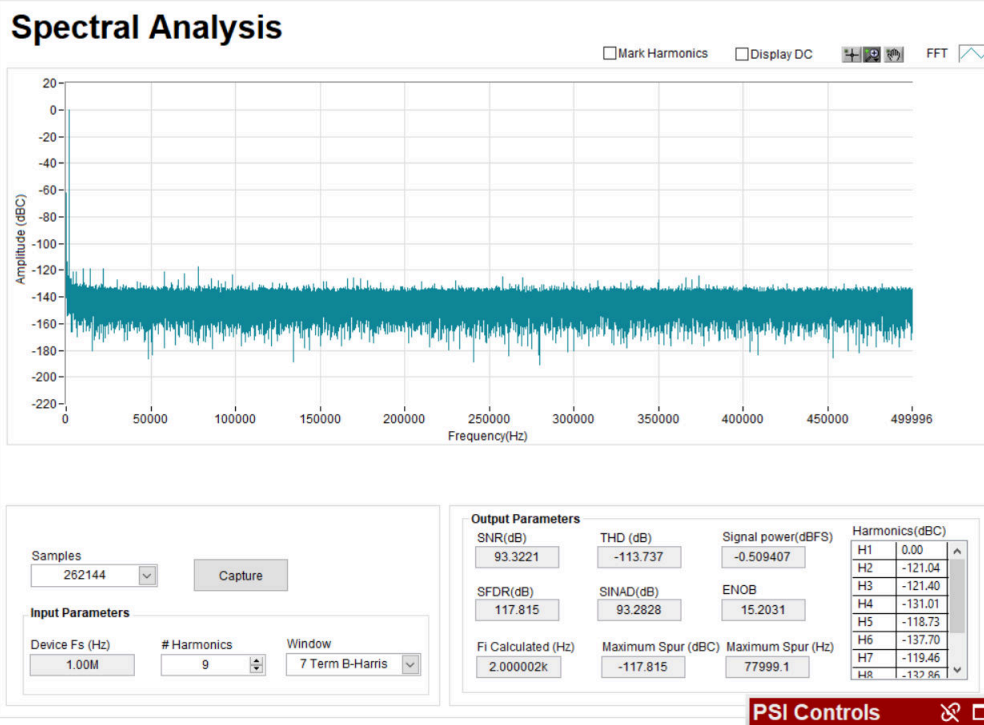
稳定性

以下仿真显示了前面所示性能改进型解决方案的稳定性检查。该设计具有 69 度的相位裕度，表明该电路非常稳定。通常，相位裕度大于 45 度的电路被认为是稳定的。有关稳定性分析检查的更多信息，请观看 [运算放大器：稳定性](#) 视频系列。



交流性能在硬件上检查

以下频谱分析是使用 [PLABS-SAR-EVM-PDKTI 高精度实验室 SAR ADC 评估模块性能演示套件 \(PDK\)](#) 进行测量的。包括所有保护电路在内的交流性能优于 [ADS8860 16 位、1MSPS、串行接口、低功耗、微型、单端输入、SAR 模数转换器数据表中的典型规格](#) (测得的 SNR = 93.3dB、THD = -113.7dB、ADS8860 典型值：SNR = 92dB，THD = -108dB)。



设计采用的器件和备选器件

器件	主要特性	链接	其他可能的器件
ADS8860	16 位分辨率, 1MSPS 采样速率, 单端输入, V_{REF} 输入范围为 2.5V 至 5.0V, SPI, SAR ADC	具有单端输入、SPI 和菊花链的 16 位、1MSPS、单通道 SAR ADC	精密 ADC
ADS9224R	具有内部基准和增强型 SPI 的 16 位、3MSPS、双通道、同步采样 SAR ADC, SAR ADC	具有内部基准和增强型 SPI 的 16 位、3MSPS、双通道、同步采样 SAR ADC	
ADS8168	具有 V_{REF} 、 V_{REF} 缓冲器和多路复用器、增强型 SPI 的 16 位、1MSPS、8 通道 SAR ADC, SAR ADC	具有 V_{REF} 、 V_{REF} 缓冲器和直接传感器接口的 16 位、1MSPS、8 通道 SAR ADC	
OPA828	36V 高精度、低噪声、低偏置电流、JFET 输入运算放大器	高速 (45MHz 和 150V/ μ s)、36V、低噪声 (4nV/ \sqrt Hz) RRO JFET 运算放大器	运算放大器

主要文件链接

德州仪器 (TI), [SBAA372 源文件](#), 工具支持

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司