

抗混叠滤波器设计技术如何改进有源射频转换器前端

Rob Reeder

Application Manager
High-Speed Data Converters

引言

使用全差分放大器 (FDA) 的有源模数转换器 (ADC) 前端具有许多优点，例如更好的阻抗匹配、通带平坦性和信号增益。但是，如果您的下一次设计只需要 ADC 的部分频带，则有必要在 FDA 的输出和 ADC 的输入之间使用抗混叠滤波器 (AAF)。AAF 将在所需频段内产生更好的信噪比 (SNR) 性能和更低的杂散或无杂散动态范围 (SFDR)。

对于任何一种 AAF 滤波器结构，您在实施过程中都需要权衡几个因素：滤波器阶数和拓扑，或者是否需要反向端接或串联电阻来增强 FDA 和 ADC 之间的接口。在本文中，我将讨论这些 AAF 的细微差别，以及如何在下一次设计中避免可能遇到的任何问题。

AAF 设计方法

假定您已经为您的应用确定了正确的 FDA，并决定是使用低通还是带通滤波器，以便在 ADC 前面实现出色性能（带宽、信噪比和 SFDR），请执行以下三个步骤：

1. 了解放大器的特征负载阻抗 (RL)。为使放大器发挥卓越性能，应为放大器实现数据表中列出的正确直流负载或 RL。这是特征阻抗，通常可在规格表的顶部找到。
2. 确定要使用的最接近放大器输出端的正确输出串联电阻的起点。这有助于防止通带中出现不必要的峰值。通常还可在 FDA 的数据表 - [LMH5401 8GHz、低噪声、低功耗、全差分放大器数据表](#) 中找到此信息。
3. 确定是否使用一个或多个外部并联电阻来反向端接 ADC 的输入，以及输入串联电阻的起始值，以便将 ADC 与滤波器隔离。这些串联电阻还有助于减少非缓冲 ADC 中常见的通带中不必要的峰值和“反冲”。

图 1 展示了一个规格表示例。

LMH5401
SBOS710D – OCTOBER 2014 – REVISED FEBRUARY 2018 www.ti.com

6.5 Electrical Characteristics: $V_S = 5\text{ V}$
at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{S+} = 2.5\text{ V}$, $V_{S-} = -2.5\text{ V}$, $V_{CM} = 0\text{ V}$, $R_L = 200\text{-}\Omega$ differential, $G = 12\text{ dB}$ (4 V/V), single-ended input, differential output, and $R_S = 50\text{ }\Omega$, (unless otherwise noted)⁽¹⁾

| PARAMETER | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNIT | TEST LEVEL ⁽²⁾ |
|-----------------------|-------------------------------|-----------------------------|-----|-----|------|---------------------------|
| AC PERFORMANCE | | | | | | |
| GBP | Gain bandwidth product | $G = 30\text{ dB}$ (32 V/V) | 8 | | GHz | C |
| SSBW | Small-signal, -3-dB bandwidth | $V_O = 200\text{ mV}_{PP}$ | 6.2 | | GHz | C |
| LSBW | Large-signal, -3-dB bandwidth | $V_O = 2\text{ V}_{PP}$ | 4.8 | | GHz | C |
| | Bandwidth for 0.1-dB flatness | $V_O = 2\text{ V}_{PP}$ | 800 | | MHz | C |

图 1. 从 LMH5401 数据表中摘录的电气规格表，其中 $R_L = 200\Omega$ 。

图 2 中展示的通用电路和表 1 中的滤波器参数列表适用于大多数高速差分 FDA 和 ADC 接口；您可以将两者用作 AAF 设计的基础。

虽然并非每个滤波器结构都完全相同，但图 2 可作为快速开始设计的蓝图。使用此设计方法有助于充分利用大多数高速 ADC 的相对高输入阻抗和驱动源 (FDA) 的相对低输出阻抗，从而更大限度地减小滤波器的插入损耗。

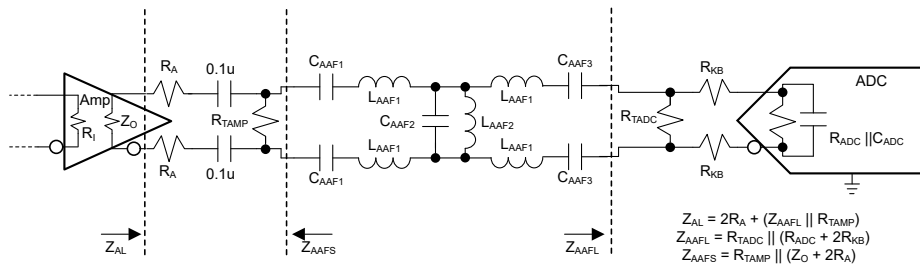


图 2. 具有带通滤波器的通用 FDA 和 ADC 接口。

| 符号 | 参数说明 |
|------------|------------------|
| R_i | 放大器输入阻抗 |
| Z_o | 放大器输出阻抗 |
| R_A | 放大器输出端附近的串联输出电阻 |
| R_{TAMP} | 放大器输出端附近的反向端接电阻 |
| C_{AAF1} | 第一个 AAF 电容器 |
| L_{AAF1} | 第一个 AAF 电感器 |
| C_{AAF2} | 第二个 AAF 电容器 |
| L_{AAF2} | 第二个 AAF 电感器 |
| C_{AAF3} | 第三个 AAF 电容器 |
| R_{TADC} | ADC 输入端附近的反向端接电阻 |
| R_{KB} | ADC 输入端附近的串联反冲电阻 |
| Z_{AL} | 放大器检测到的总负载阻抗 |
| Z_{AAFS} | AAF 的总源阻抗 |
| Z_{AAFL} | AAF 的总负载阻抗 |

表 1. 滤波器参数定义。

AAF 设计过程和参数

基本的 AAF 设计流程和指南包括：

1. 适当地设置外部 ADC 端接电阻 (R_{TADC})。这有助于 AAF 在其所需的频率响应范围内实现“实际”阻抗。
2. 根据经验或 ADC 数据表建议选择 R_{KB} ：通常情况下，该值介于 5Ω 至 50Ω 之间。
3. 使用**方程式 1** 计算滤波器负载阻抗，使 R_{TADC} 、 R_{KB} 和 R_{ADC} 的并联和串联电阻总和位于 100Ω 至 400Ω 之间。请参阅我在上一节中的建议。

$$Z_{AAFL} = R_{TADC} \parallel (R_{ADC} + 2R_{KB}) \quad (1)$$

4. 选择放大器外部串联电阻 (R_A)。此值通常介于 5Ω 至 50Ω 之间。 R_A 有助于抑制放大器输出响应，并减少通带中不必要的峰值。
5. 使用计算得出的 Z_{AAFL} ，以便放大器的总负载 (Z_{AL}) 适合所选的特定差分放大器。请参阅上面“AAF 设计方法”部分中的步骤 1 并使用**方程式 2**：

$$Z_{AL} = 2R_A + Z_{AAFL} \quad (2)$$

请注意， Z_{AL} 是 FDA 的特征 R_L ；因此，使用过高或过低的值都会对放大器的线性度产生不利影响。

6. 使用**方程式 3** 计算滤波器源电阻：

$$Z_{AAFS} = Z_O + 2R_A \quad (3)$$

7. 使用滤波器设计程序设计滤波器，如果可能，使用相同的源阻抗 Z_{AAFS} 和负载阻抗 Z_{AAFL} 。这有助于减少滤波器中的损耗量。输入/输出阻抗之间的任何不匹配都将损失 $10 \cdot \log(\text{输入 } Z / \text{输出 } Z)$ 。例如，输入阻抗为 50Ω 、输出阻抗为 200Ω 时，滤波器的损耗为 -6.0dB 或 $10 \cdot \log(50/200)$ 。此外，使用比应用所需带宽多出或高出 10% 左右的带宽将能够满足每个应用的带宽需求，并有助于克服在滤波器实施过程中未实现的二阶和三阶寄生损耗。

在进行几次初步仿真后，快速检查电路的以下各项：

8. $C_{AAF2 \& 3}$ 的值相对于 C_{ADC} 应该足够大，这样可以更最大限度地降低滤波器对 C_{ADC} 变化的敏感度。
9. Z_{AAFL} 与 Z_{AAFS} 之比不应超过 6:7，这样滤波器才能符合大多数滤波器表和设计程序的要求。理想情况下，它们应该相同，以尽可能减少损耗，但这通常是不可能的。
10. 尽量使用几皮法的 C_{AAF2} 值，以便更最大限度地降低对寄生电容和元件变化的敏感度。
11. 电感器 L_{AAF1} 和 L_{AAF2} 应该是合理的值，并在那亨范围内。
12. C_{AFF2} 和 L_{AAF2} 的值应该合理；选择这两个参数来优化滤波器的中心频率。有时电路仿真器会使这些值过低或过高。为了使这些值更合理，只需使这些值与保持相同谐振频率的更好的标准值元件成比例即可。
13. 在千兆赫范围内设计时，尽可能使用 0201 封装样式，以便更最大限度减少可能破坏滤波器特性形状或轮廓的二阶和三阶寄生效应。

某些情况下，滤波器设计程序可能会提供多个独特的解决方案，尤其是对于更高阶的滤波器。务必选择使用一组最合理元件值的解决方案。对于末端使用并联电容器的滤波器配置，还应考虑 ADC 的内部输入电容。您可能需要进行一次或两次迭代才能正确设置滤波器极点和最终带宽。

AAF 设计权衡

该接口电路中的参数具有很强的交互性；因此，几乎不可能在不稍微进行权衡的情况下，针对主要规格（带宽、带宽平坦度、信噪比、SFDR 和增益）来优化电路。不过，您可以通过改变 R_A 和/或 R_{KB} 来更大幅度地减小带宽峰值，这通常发生在带宽响应的尾端；其中任何一种方法都会对 AAF 带宽性能产生净正或净负影响。

请注意，在**图 3**中，随着 FDA 输出串联电阻 (R_A) 值的变化（蓝虚曲线），通带峰值是如何增强或变平的。随着该电阻值的减小，信号峰值增大，放大器可以驱动更少的信号来填充 ADC 的满标量程输入范围，但代价是通带平坦度响应接近 AAF 频率响应的边缘。

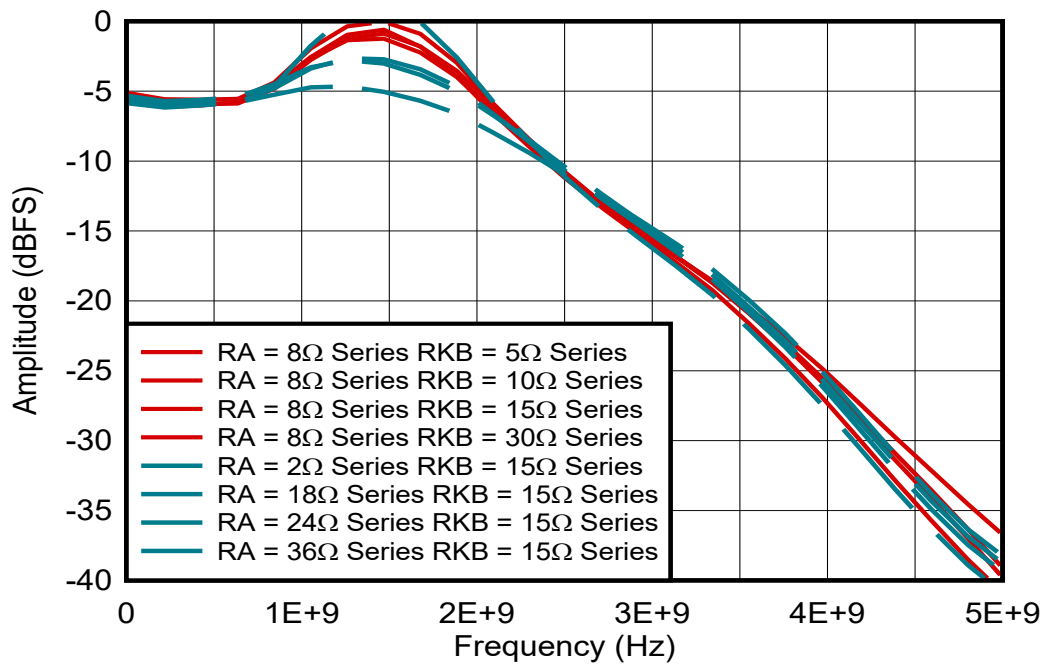


图3. 通带平坦度性能与 R_A 和 R_{KB} 变化间的关系。

R_A 的值也会影响 SNR 性能。较小的值虽然能增强带宽峰值，但由于带宽增加和不必要的噪声，往往会降低信噪比。

此外，还必须在 ADC 输入端选择 R_{KB} 串联电阻，以更大幅度地减少由 ADC 内部的采样电容器注入的任何剩余电荷导致的失真。然而，增大此电阻还会提高或降低带宽峰值，具体取决于滤波器拓扑。

在优化 AAF 的滚降频率时，通过小幅改变 C_{AAF2} ，可以校正应用的理想频率覆盖范围。

通常，通过确定 ADC 输入端接电阻 R_{TADC} 的值，可以使 ADC 净输入阻抗接近大多数放大器特征负载的典型值 (R_L)。选择的 R_{TADC} 值过高或过低都可能对放大器的线性度产生不利影响，这种影响随后将反映在整个 SFDR 信号链阵容中。

AAF 设计示例

图 4 中所示的设计示例电路是一个宽带低通接收器前端，基于德州仪器 (TI) **TRF1208** 10MHz 至 11GHz、3dB 带宽的单端转差分放大器和 TI **ADC12DJ5200RF** 射频 (RF) 采样 12 位双通道 5.2GSPS ADC。我根据放大器和 ADC 的性能和接口要求优化了三阶巴特沃斯 AAF；滤波器网络和其他元件引起的总插入损耗小于 6dB。在这种交流耦合设计中，0.1 μ F 电容器可阻断放大器、其端接电阻器和 ADC 输入之间的共模电压。

10MHz 至 11GHz **TRF1208** 差分放大器接受单端输入，并将其转换为以 16dB 增益运行的差分信号，以补偿滤波器网络的插入损耗，从而提供 +7.8dB 的总体信号增益。

-6.8dBm 的输入信号在 ADC 输入端产生满量程 800mV 峰峰值差分信号。

整个电路的带宽为 2.34GHz，通带平坦度小于 3dB。使用 534MHz 模拟输入频率测量的 SNR 和 SFDR 分别为 52.5dBFS 和 71.4dBFS。采样频率为 5.2GSPS，从而创建一个覆盖 10MHz 至 2.5GHz 之间整个第一奈奎斯特区域

的宽带低通滤波器。图 4 展示了为最终滤波器无源器件选择的值（根据实际电路寄生调整后）。

使用标准滤波器设计程序，AAF 设计为三阶巴特沃斯滤波器，差分源阻抗 (Z_{AAFS}) 为 39 Ω ($2 \times 18\Omega + 3\Omega$)，差分负载阻抗为 103 Ω (Z_{AAFL})，截止频率为 2.4GHz。由于仿真中需要更高的串联电感值，考虑到布局中固有的布线电感，我将这些电感器减少到 3nH，并将仿真中最初的 1.8pF 接地电容按比例增至 2.2pF，从而有助于在要求的 2.4GHz 附近保持适当的滚降。

在这种情况下，为了实现净性能，**TRF1208** 没有反向端接，净差分阻抗负载为 139 Ω (Z_{AL})。采用 18 Ω 串联电阻可将滤波电容与放大器输出隔离。要进一步了解 FDA 的阻抗，您可以[下载 S 参数](#)。

将 15 Ω 电阻器与 ADC 输入串联安装可隔离滤波器和放大器的内部开关瞬态，并为 FDA 提供必需的特征负载。

根据数据表，我使用了 ADC 的 100 Ω 输入阻抗。要进一步了解 ADC 的阻抗，请[下载 S 参数](#)。

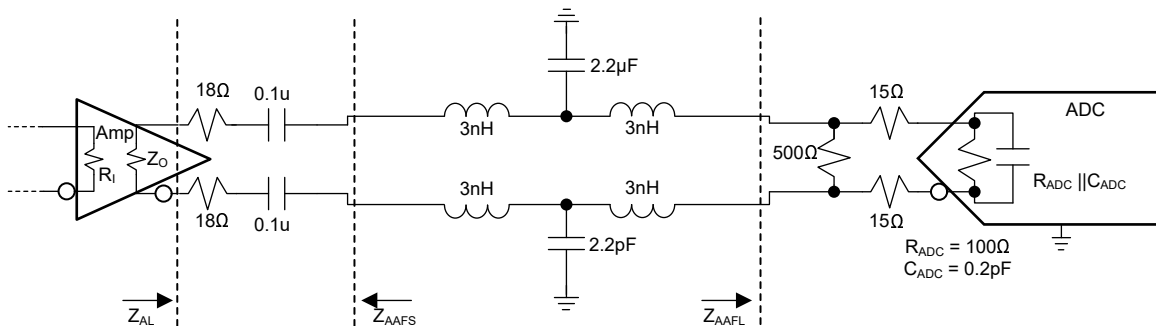


图 4. FDA、AAF、ADC 宽带接收器前端设计（简化原理图）。

表 2 总结了系统的测量性能，其中网络的总插入损耗约为 5.8dB。

| -1dBFS (FS = 0.8V 峰峰值)、采样速率 = 5.2GSPS、JMODE 3 时的性能规格 | 最终结果 |
|--|---------------------|
| 截止频率 | 2,340MHz |
| 通带平坦度 (10MHz 至 2.2GHz) | <3.0dB |
| 534MHz 时的 SNR 满量程 | 52.5dBFS |
| 534MHz 时的 SFDR | 71.4dBFS |
| 534MHz 时的 H2/H3 | -71.4dBFS/-73.0dBFS |
| 534MHz 时的总体增益 | +7.8dB |

| -1dBFS (FS = 0.8V 峰峰值)、采样速率 = 5.2GSPS、JMODE 3 时的性能规格 | 最终结果 |
|--|-------------------|
| 534MHz 时的输入驱动 | -12.8dBm (-6dBFS) |

表 2. 电路的测量性能。

图 5 展示了生成的 FDA、AAF 和 ADC 信号链的组合频率响应。

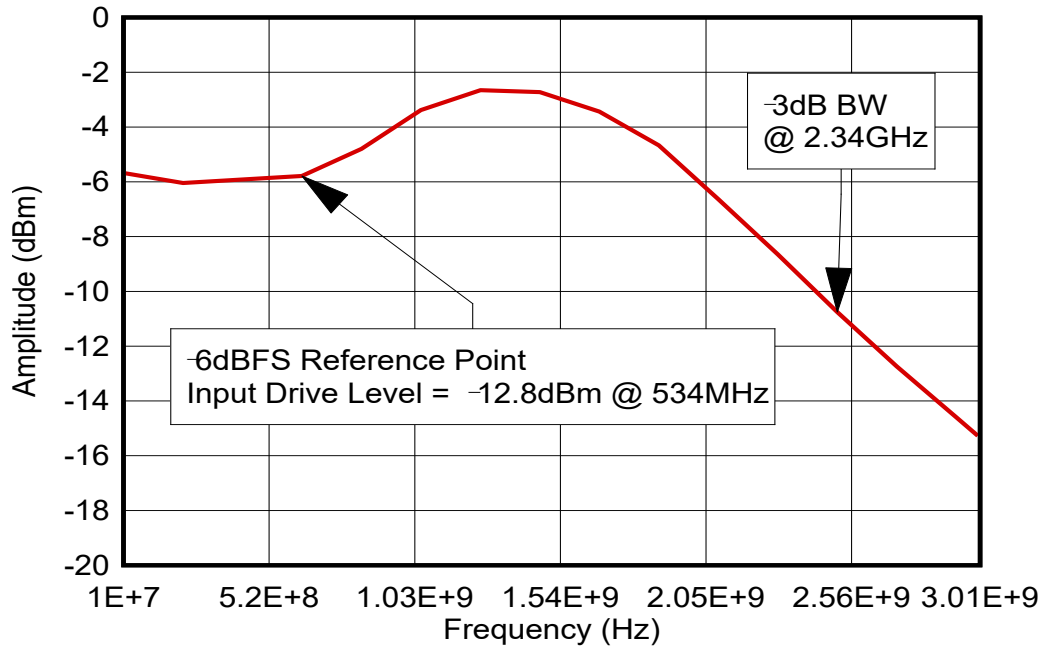


图 5. 通带平坦度性能与频率间的关系。

图 6 分别展示了 SNR 和 SFDR 性能与频率间的关系。

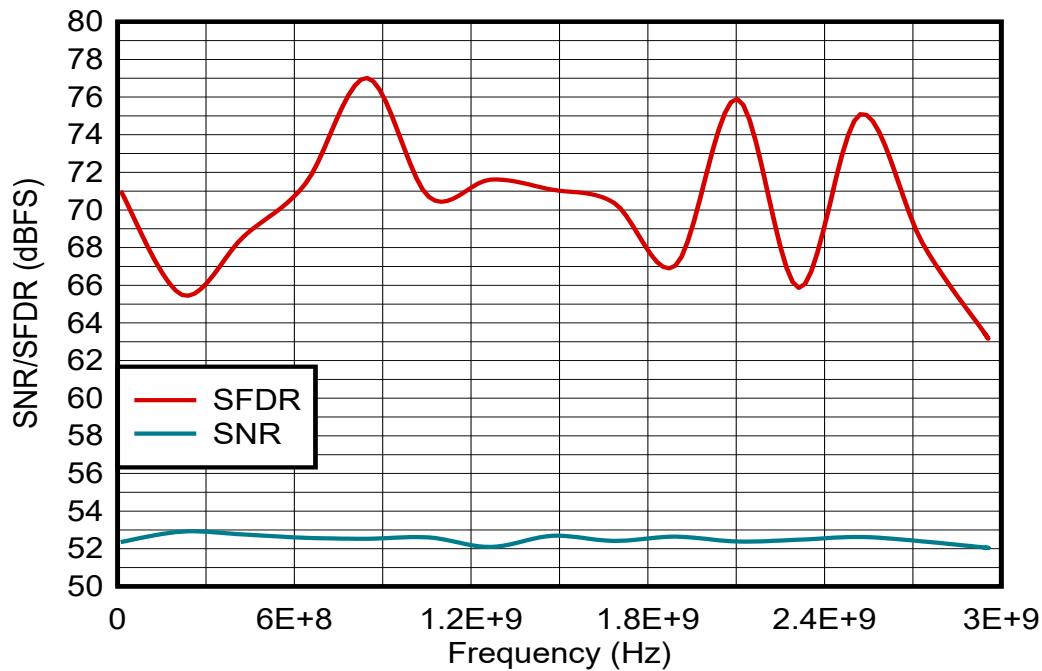


图 6. SNR/SFDR 性能与频率间的关系，采样速率 = 5.2GSPS。

AAF 设计结论

设计 FDA 和射频 ADC 之间的 AAF 时，要了解其中涉及的所有不同因素、参数和权衡，这比看起来要复杂得多。在本文描述的设计示例中，每个参数的权重相同；因此，所选值代表了所有设计特性的接口性能。在某些设计中，您可以根据系统要求选择不同的值来优化 SFDR、SNR 或输入驱动电平。请记住所有这些必要的点，避免下一个 AAF 产生谐振。

其他资源

1. Keysight ADS 模拟软件: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html>.
2. Ansys/Nuhertz Technologies, 滤波器解决方案设计计划: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-nuhertz-filtersolutions>.
3. Reeder, Rob. 2022 年。“Evaluating high-speed RF converter front-end architectures”。Planet Analog, 2022 年 4 月 7 日。
4. Reeder, Rob. 2022 年。“A close look at active vs. passive RF converter front-ends”。Planet Analog, 2022 年 1 月 24 日。
5. Bowick, Chris. 1997 年。“RF Circuit Design”。马萨诸塞州波士顿: 纽恩斯。

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户的应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不负任何责任。有关任何其它公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的认可、保证或授权。

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