

Application Note

揭示射频转换器模拟输入的满量程推断方法



Rob Reeder

摘要

本应用手册包含有关模拟输入权衡因素的一些详细信息，以及如何参考模拟输入网络，正确推断转换器的满量程（以 dBm 为单位）。

内容

1 简介.....	2
2 了解满量程和 ADC 余量.....	2
3 满量程权衡因素.....	3
4 满量程分析.....	5
5 总结.....	8
6 参考资料.....	8
7 修订历史记录.....	9

商标

Marki® is a registered trademark of Marki Microwave.
所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

高速/射频模数转换器 (ADC) 以不同方式工作。ADC 模拟输入是电压输入敏感型器件，这使射频工程师在如何将转换器与模拟输入匹配方面耗费许多心力。更令人困惑的是，模拟输入接口本质上通常为差分，并且随着内部采样开关以光速断开和闭合，会提供时变类型的输入阻抗。该输入阻抗被认为是转换器输入带宽范围内的实际电阻值，但当绘制在史密斯圆图上时，显示的迹线曲线会不停地变化。

2 了解满量程和 ADC 余量

多年前，高速数据转换器是在工艺节点上设计的，支持高达 10 Vpp 的满量程电压摆幅。

转换器甚至是单端的。设置转换器的基准具有一定的灵活性，可以使满量程为单极或双极。

如今，转换器的工艺节点很小 (65nm 或更小)，转换器的内部模拟输入前端在 $<2V_{AVDD}$ 时偏置。这使得余量大幅降低，从而当信号链设计需要连接 1 或 2 Vpp 满量程时 (此时射频停止，ADC 开始)，这会成为一种挑战。

如今，大多数高速数据转换器采用差分输入。这意味着我们只有四分之一的信号摆幅环绕共模电压 (VCM) 偏置，或者每个模拟输入处理一半的摆幅。图 1 示出了单端与差分信号的属性和定义。

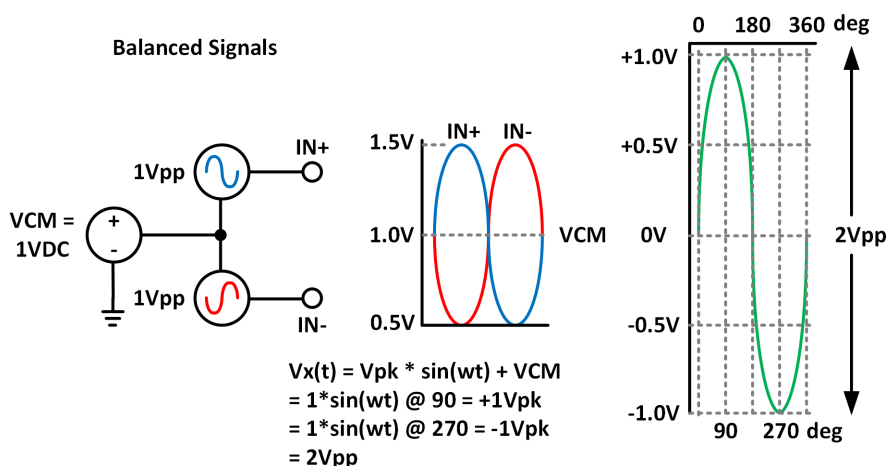


图 2-1. 单端与差分模拟输入信号

转换器的模拟输入 VCM 很重要，需要外部输入网络前端来满足其要求；否则，转换器可能会出现其他性能问题。

通过以差分方式划分信号摆幅，该接口可让您在满量程 (即 1 或 2Vpp) 内保持更高的电压电平；因此，模拟输入的差分性质可实现较小的工艺节点。

3 满量程权衡因素

一些转换器较为灵活，可以专用于几千个串行外设接口 (SPI) 寄存器中的几个，以更改满量程摆幅。请记住，满量程较大的设计通常会产生更好的信噪比 (SNR)。但更好的 SNR 性能通常会降低无杂散动态范围 (SFDR) 的谐波性能。假设噪声保持恒定，则 SNR 会因为模拟输入信号摆幅现在变得更大而增大。相反，较小的满量程实现更好的 SFDR (通常为更好的 HD2 和 HD3) 性能；但是，会略微降低 SNR。要了解这些权衡因素，请参阅图 3-1 和图 3-2。

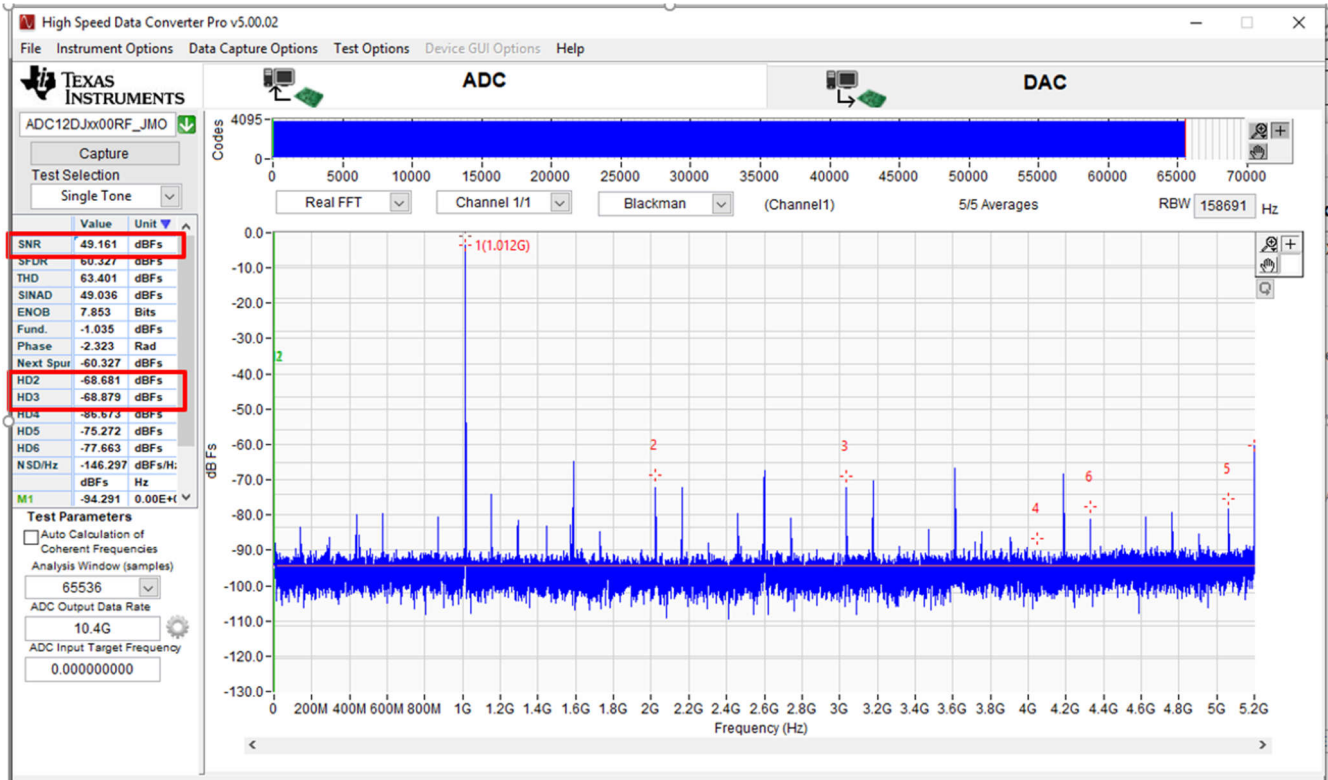


图 3-1. 最小满量程值 (430mVpp) = SFDR 增大或 SNR 减小

如图 3-1 中所示，输入满量程从 800 mVpp 的默认值更改为 430 mVpp。这反映了 SFDR 或 HD2 和 HD3 略有增加。当输入满量程值从默认的 800 mVpp 变为 1.0 Vpp 时，SNR 会略有增大，如图 3 所示。请注意，对比图 3-1，图 3-2 中的 HD2 和 HD3 有所下降。

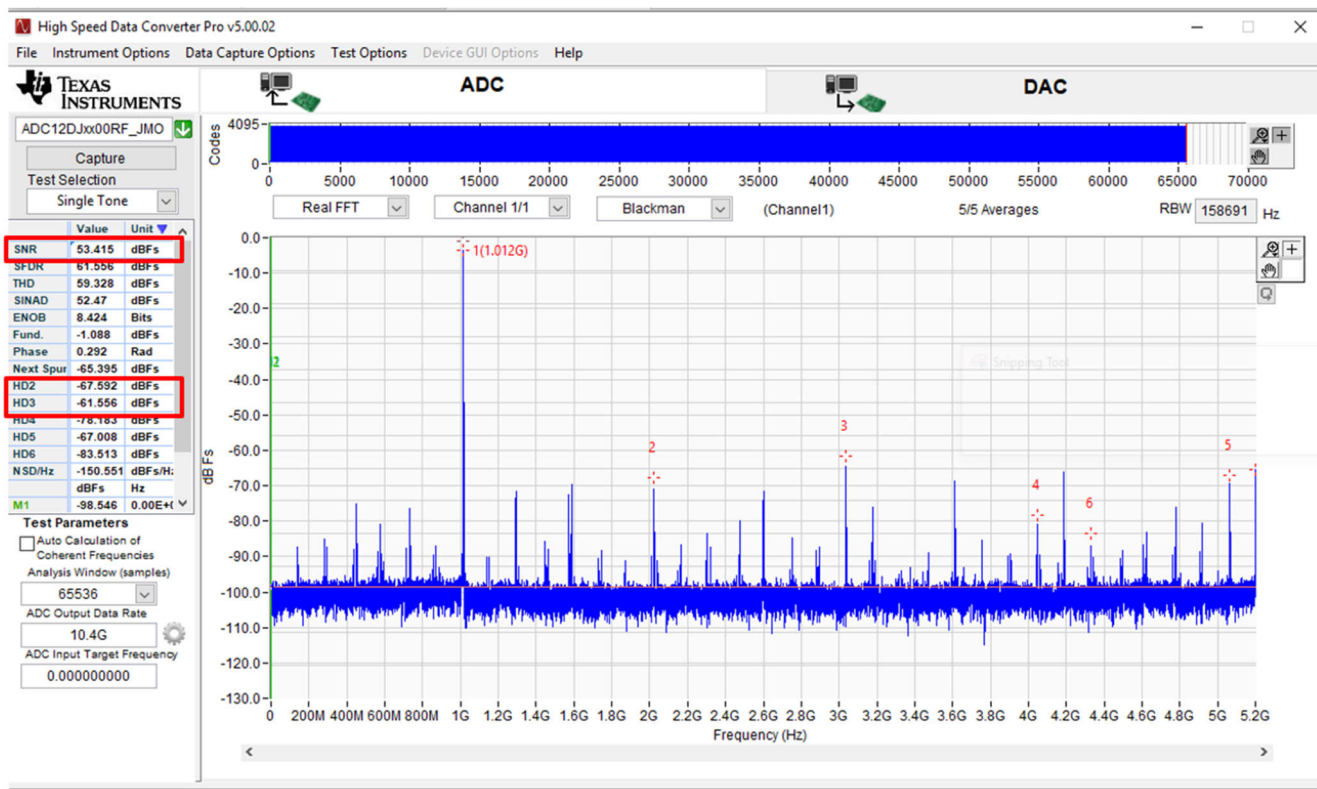


图 3-2. 最大满量程值 (1.0Vpp) = SNR 增大或 SFDR 减小

在任一情况下，通过优化满量程值，您可以为您的应用 *调整* 出最优的交流性能。

其他 SPI 寄存器允许更改输入阻抗，可能使差分输入端输入阻抗减半或加倍。这意味着您可以在设计前端时优化 *匹配* 网络。输入满量程可再次改变。并非所有转换器都可以提供这些功能，但部分转换器可以提供，这比更改前端电路以适应不同的应用或向前端网络添加额外组件更加便利。

4 满量程分析

以下示例说明了设计 ADC 的高速匹配网络时所涉及的权衡因素。平衡-非平衡变压器和前端网络会给整个信号链增加损耗和额外的噪声系数，因此了解设计过程中的输入驱动权衡因素并优化满量程值非常重要。输入驱动定义在接口网络（在本例中为无源平衡-非平衡变压器网络）之前的满量程内驱动转换器所需的信号量（以 dBm 为单位）。

在此示例中，ADC 是德州仪器 (TI) 出品的射频采样 12 位 *ADC12DJ5200RF*，而平衡-非平衡变压器是 Marki® Microwave 出品的 BAL-0009SMG。前端电阻网络将平衡-非平衡变压器差分输出端连接到 ADC 差分输入端。具体请参阅图 4-1。

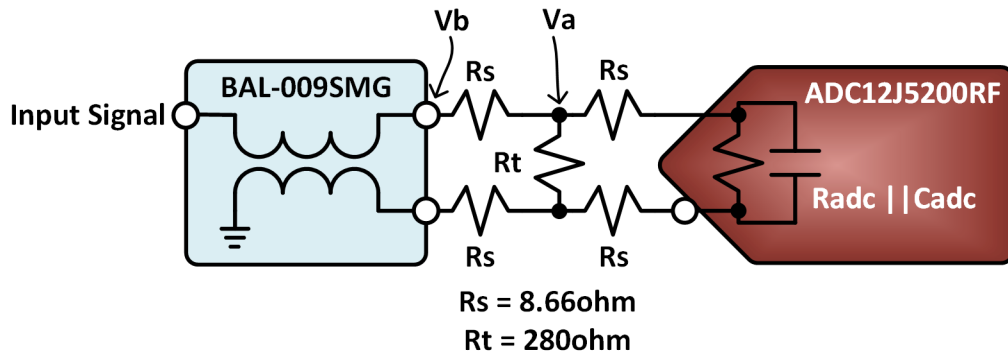


图 4-1. 前端网络示例

接下来是计算。如果没有比较方便的 dBm 计算器可用，建议将最新的 TI 84 Plus 应用下载到您的手机上。

ADC12DJ5200RF 的默认模拟输入满量程为 800-mVpp(Vfs)，在内部具有 100 Ω (*Radc*) 差分负载，其计算单位为 dBm：

$$P_{adc} = 10 \times \log \left(\frac{\left(\frac{V_{fs}}{2} \right)^2}{\frac{R_{adc}}{0.001}} \right) \text{ or } 10 \times \log \left(\frac{\left(\frac{800m}{2} \right)^2}{\frac{100}{0.001}} \right) = -0.97 \text{ dBm} \quad (1)$$

由于输入网络为差分，因此网络在处理数字时可能会有点困难。但使用单端方法时，转换器输入端的满量程电压值为 400mVpp (*Vfs*/2) 或 -3.97dBm。

通过使用所述的前端电阻网络计算分压器，以了解实现 400 mVpp (*Vfs*/2) 满量程值所需的损耗。

$R_{adc}/2 = 50 \Omega$ 和 R_s 构成电阻分压器，或者由此

$$V_a = \left(\frac{V_{fs}}{2} \right) \times \left(\frac{\left(\left(\frac{R_{adc}}{2} \right) + R_s \right)}{R_{adc}} \right) = 0.47 \text{ V} \quad (2)$$

在 R_s 和 R_t 处为您提供单端电压输入。现在，计算平衡-非平衡变压器输出端的单端电压，或者

$$V_b = V_a \times \frac{\left(\left(\left(\frac{R_{adc}}{2} \right) + R_s \right) \parallel \left(\frac{R_t}{2} \right) \right) + R_s}{\left(\left(\left(\frac{R_{adc}}{2} \right) + R_s \right) \parallel \left(\frac{R_t}{2} \right) \right)} = 0.57 \text{ V} \quad (3)$$

您可以将此单端电压设置为差分电压或 $2 \times V_b$ 或 $1.13V = V_{diffbo}$ 。然后，平衡-非平衡变压器输出端的功率为

$$P_{bo} = 10 \times \log \left(\frac{\left(\frac{V_{diffbo}}{\frac{2}{\sqrt{2}}} \right)^2}{\frac{R_{adc}}{0.001}} \right) = +2.06 \text{ dBm} \quad (4)$$

接下来进行十分有用的操作：查阅潜在平衡-非平衡变压器的数据表，或在附近的四端口矢量网络分析器上测量平衡-非平衡变压器并进行 SDS21 测量。这会产生单端到差分测量，并在平衡-非平衡变压器上提供正确的插入损耗。在此示例中，测量 BAL-0009SMG 后，测得在 1GHz 时的损耗为 4.2dB。具体请参阅图 4-2。

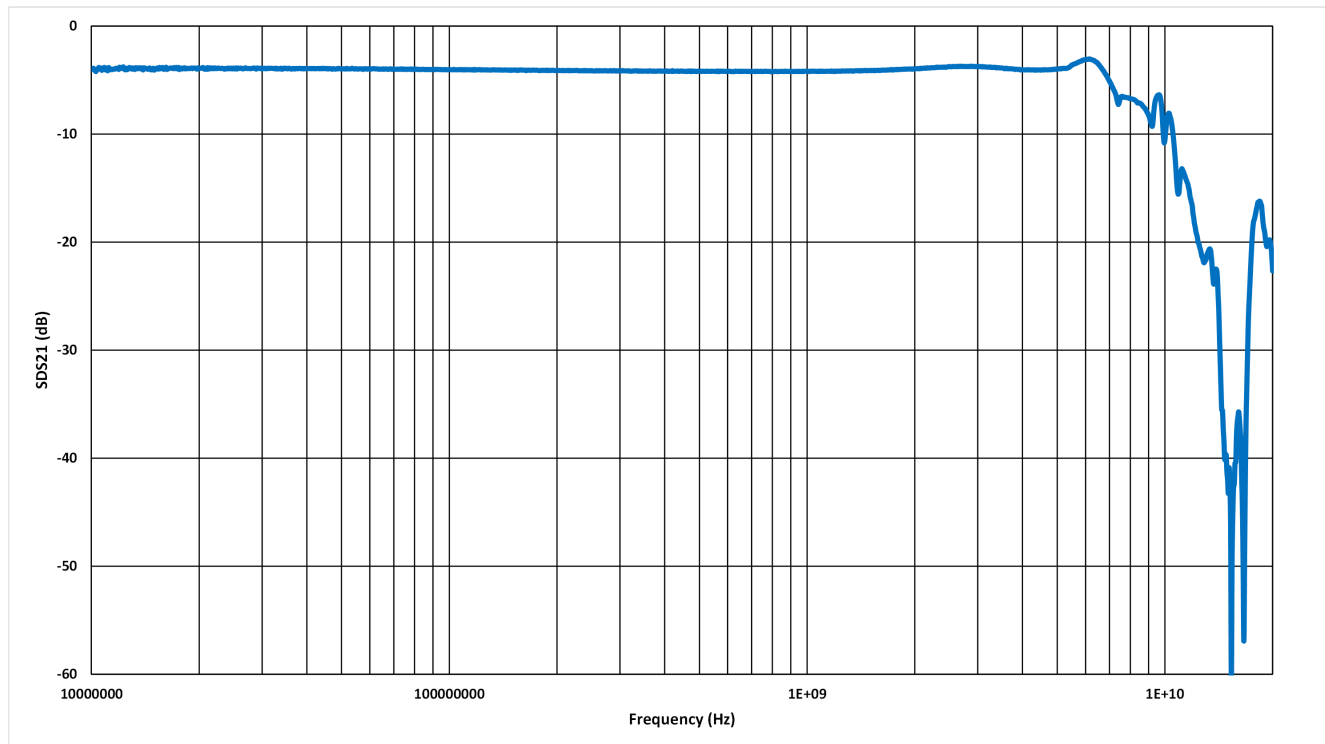


图 4-2. Marki Microwave BAL-0009SMG 平衡-非平衡变压器的 SDS21 插入损耗图

将平衡-非平衡变压器损耗添加到平衡-非平衡变压器输出端的输出功率（电阻网络损耗），这样可以决定输入驱动为：2.06 + 4.2 或 +6.26dBm。将平衡-非平衡变压器初级侧的模拟输入信号驱动到 ADC 的满量程所需的输入幅度为 +6.26dBm。

因此，从上到下的总损耗为 6.26 + 0.97，即 7.26dBm 损耗。还记得要使用 P_{adc} 公式（得出的结果为 -0.97dBm）来实现满量程值吗？将该结果加回去，这样也可实现 ADC 的 0dB 满量程。

有关噪声系数的简短说明：在设计模拟接收器链时，平衡-非平衡变压器和前端网络中的损耗也很重要。在本例中，增加的噪声系数可能是确定的损耗，也就是 6.26dBm，这可能对应值 1.3Vpp，而默认满量程值为 800mVpp。这意味着接收器信号链中的额外噪声系数为 $20 \times \log(1.3/0.8) = 4.22\text{dB}$ 。

还有一种不同的方法：使用 ADC12DJ5200RF 评估模块在实验室中进行测量。使用信号发生器，调整输出电平，直到转换器非常接近 1GHz 时的满量程值。在这种情况下，输入满量程值为来自信号发生器读数的 +6.3 dBm。请记住，平衡-非平衡变压器变化和电缆/连接器损耗可能会导致一些差异。具体请参阅图 4-3。

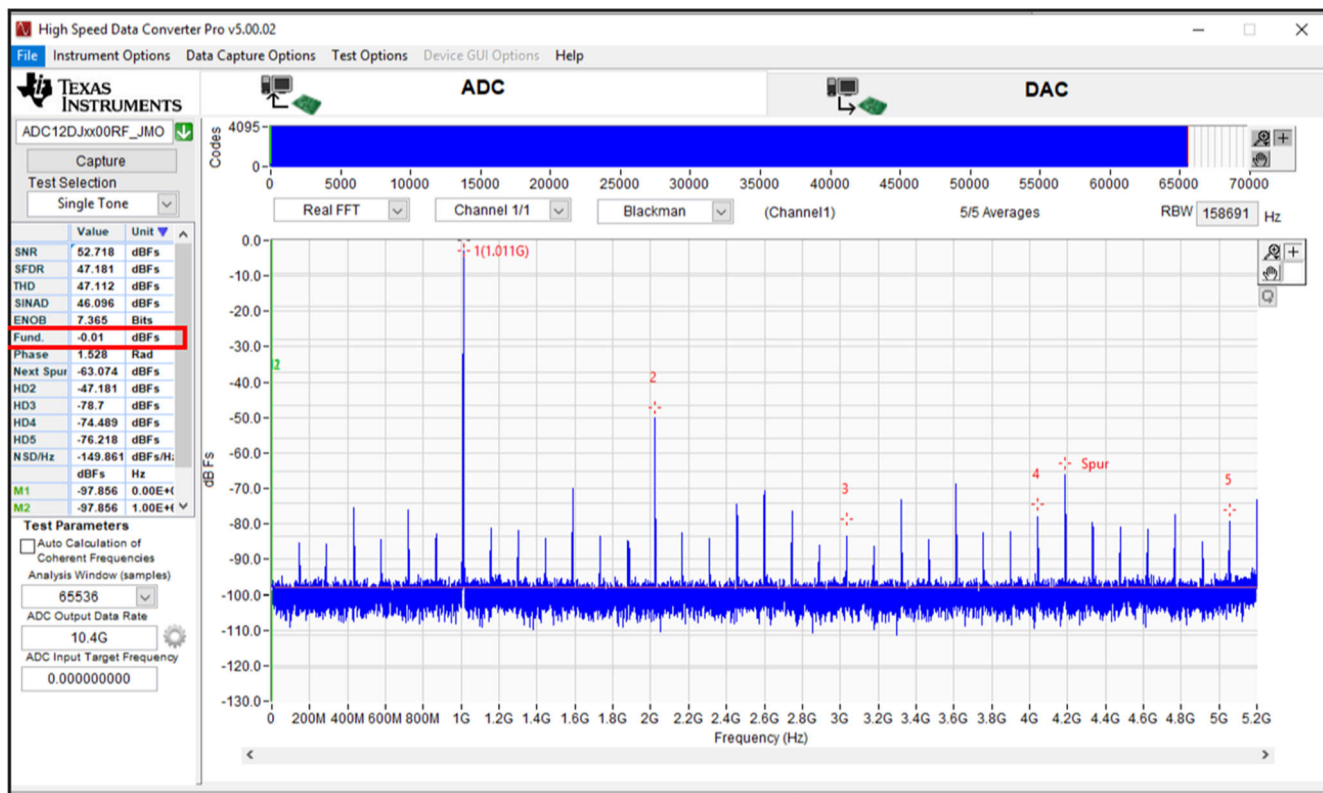


图 4-3. HSDC-Pro FFT 图显示了-0.01dBFS 时 1GHz 的未滤波中频

5 总结

在设计模拟接收器前端时，了解转换器的输入驱动和满量程权衡因素至关重要。本应用手册所介绍的快速方法用于分析前端，有助于在范围内实现各因素之间良好的权衡。有关本文中所述分析的电子表格，请向 Rob Reeder 发送电子邮件索取，其电子邮件地址为 r-reeder@ti.com。

6 参考资料

- 德州仪器 (TI)，[ADC12DJ5200RF 10.4GSPS 单通道或 5.2GSPS 双通道 12 位射频采样模数转换器 \(ADC\)](#) 数据表。
- Marki Microwave，[BAL-0009SMG 表面贴装宽带平衡-非平衡变压器](#)器件概述。
- 德州仪器 (TI)，[输入电压范围计算](#)，Excel 电子表格。

7 修订历史记录

Changes from Revision * (March 2025) to Revision A (April 2025)	Page
• 更新了整个文档中的表格、图和交叉参考的编号格式.....	1
• 更改了“输入电压范围计算”的超链接.....	8

重要通知和免责声明

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。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
版权所有 © 2025，德州仪器 (TI) 公司