

# 用于窄带匹配高速射频 ADC 的全新方法

Rob Reeder

Application Engineer

High-speed data converters

对于不需要宽带采样（1GHz 至 2GHz 或更高）的应用，使用平衡-不平衡转换器或变压器前端电路为模数转换器 (ADC) 设计窄带 (NB) 匹配（只需要数百兆赫）可能存在挑战性。这一挑战在具有高中间频率的系统中被放大，而高中间频率在现代通信或雷达系统中被数字化，以在数字域中执行信号处理。

在本文中，我将介绍一个简单的过程，从而更大限度地提高 ADC 而不会出现大量模拟停机时间。只需几个简单的步骤，该过程即可在任何基带或中频位置解决数百兆赫带宽 (BW) 问题。只要它位于 ADC 自身的额定带宽范围内即可。

## 选择 ADC 和平衡-非平衡变压器

在选择合适的 ADC 类型和最终确定前端开发方法时，提前了解应用要求至关重要。假设有一个定义的采样率、通道数、数字输出接口类型和有用的内部数字功能，您可以使用这些功能，或者这些功能是应用所必需的。我将在此窄带前端示例中使用 ADC3669 转换器。

首先，您必须首先了解所选 ADC 的模拟输入特性。如果向下滚动到任何转换器数据表的模拟输入参数部分，您应该会看到规格表中指定的并联  $R||C$ 。如果没有，请检查是否存在简化的模拟输入模型。最后一个选项是使用 ADC 的 S 参数，这些参数通常会在产品网页上列出。例如，ADC3669 数据表列出了模型输入，其中电阻器 ( $R$ ) = 100Ω 且电容器 ( $C$ ) 约为 1.85pF（聚合）差分阻抗项。请参阅图 1。

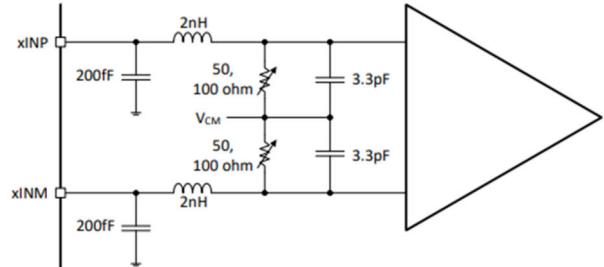


图 1. ADC3669 数据表中的模拟输入模型

下一步是为 ADC 选择合适的变压器或平衡-非平衡变压器，包括在供应商之间比较这些规格：回波损耗 (RL)、插入损耗以及相位和幅度不平衡。如果数据表中未指定这些参数，请咨询制造商或使用矢量网络分析器或 VNA 测量这些参数。

在标准磁通耦合变压器或平衡-非平衡变压器之间进行选择将取决于 BW 要求。标准变压器通常低于 1GHz，而平衡-非平衡变压器可以实现更高的 BW。参考文献 [1] 详细介绍了变压器和平衡-非平衡变压器参数和 ADC 要求。

对于 NB 匹配，示例需要与最后一个并联元件进行无功电感器-电容器-电感器 (RCL) 匹配；有关匹配焊盘和拓扑的信息，请参阅图 2 和参考文献 [2] 和 [3]。通过收集并了解应用要求，您可以选择前端 BW 和平衡-非平衡变压器。例如，在从 ADC3669 评估模块 (EVM) 上使用的先前示例中测量并了解了该平衡-非平衡变压器的性能后，我从阻抗比为 1:2、BW 为 3GHz 的微型电路中选择了 TCM2-33WX+ 平衡-非平衡变压器。TCM2-33WX+ 提供相对较低的输入驱动能力，从而达到 ADC 的满量程输入范围。

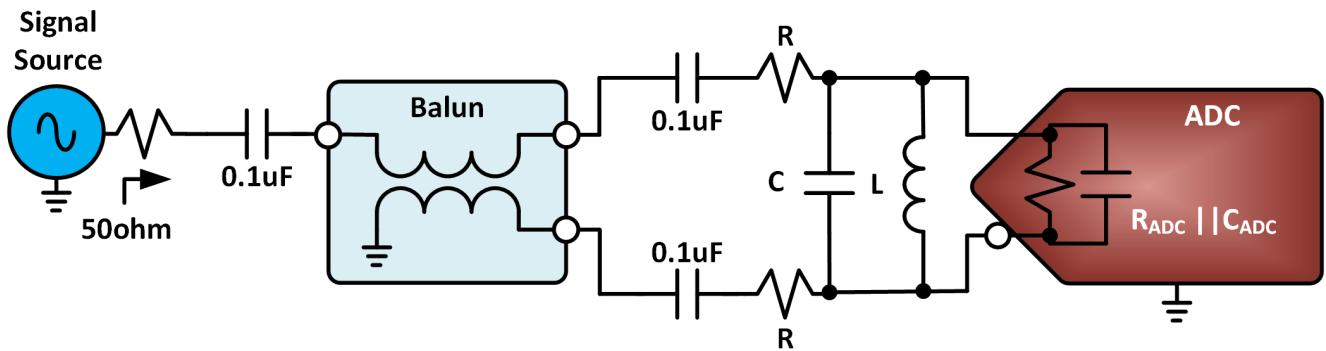


图2. 前端接口及元件放置

## 求解 R

要进行 RCL 反应性匹配，首先要确定前端的 R 值。您可以将终端拆分在平衡-非平衡变压器的初级侧和次级侧之间，但在此示例中，我们只端接平衡-非平衡变压器的次级侧，以便尽可能减少所需的元件数量。根据应用和信号链阵容，平衡-非平衡变压器初级侧和次级侧之间的分裂端接可能更合理。

如下所示，计算揭示了如何求解 R 值，从而完成平衡-非平衡变压器次级侧所需的差分端接。设置次级差分端接的一个良好起点是使用理想情况 100Ω，因为该平衡-非平衡变压器具有 1:2 的阻抗比。平衡-非平衡变压器确实具有随频率变化的损耗和寄生效应。因此，为了开始计算并获得更合适的 R 值端接，请使用平衡-非平衡变压器在指定中心频率（示例中为 940MHz）下的 RL 数来计算平衡-非平衡变压器需要正确匹配的特性阻抗 (Zo)，从而优化到负载的信号功率传输。

该示例说明了如何计算所选平衡-非平衡变压器的次级端接。TCM2-33WX+ 数据表指定 940MHz 处为 -16.3dB。使用该值，求解从平衡-非平衡变压器次级侧反射的特性阻抗（公式 1）：

$$RL = -16.3dB \text{ at } 940MHz = 20 \log\left(\frac{50-Z_o}{50+Z_o}\right) = 10^{\left(\frac{-16.3}{20}\right)} = \left(\frac{50-Z_o}{50+Z_o}\right) \quad (1)$$

因此， $Z_o = 36.72\Omega$ （初级阻抗）。

在理想的 1:2 阻抗平衡-非平衡变压器中，次级侧的 100Ω 应与初级侧的 50Ω 相等；请参阅图 3。但实际情况并非如

此，如计算中所示。要确定反射回初级侧的实际阻抗，请使用上一步中的 Zo 值，然后反向计算以在次级侧获得正确的端接（公式 2）：

$$\frac{Z(\text{Primary Reflected})}{Z(\text{Secondary Ideal})} = \frac{Z(\text{Primary Ideal})}{Z(\text{Secondary Reflected})} \quad (2)$$

因此， $\left(\frac{36.72}{100}\right) = \left(\frac{50}{X}\right)$ ，其中求解  $X = 136.1\Omega$ 。

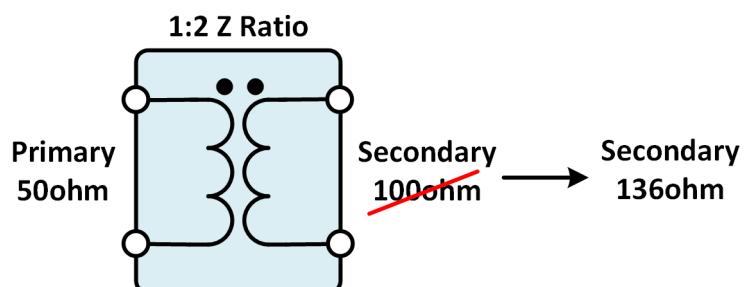


图3. 1:2 阻抗平衡-非平衡变压器或变压器

由于平衡-非平衡变压器在该频率下具有一些无法计算的损耗，因此 136Ω 次级端接有助于补偿这些损耗，并从次级侧开始提供更好的端接值，同时向平衡-非平衡变压器初级侧反射回到该特定中间频率下的正确阻抗。适当的阻抗匹配将在初级侧实现更接近的 50Ω 匹配，从而产生从源传输的最大信号功率。

136Ω 次级终端是一个聚合终端。由于 ADC 本身在内部已经有 100Ω 差分终端，因此请在次级的每一侧放置一个串联 33Ω 电阻器。再次查看图 2。现在您已求解出所需 R 值。

940MHz 处的 -16dB RL 可能允许您使用更小的电阻值，或者可能完全消除这些值。但是，我建议在设计中保留电阻器，因为 ADC 的内部差分阻抗相对于工艺变化具有  $\pm 10\%$  的容差范围；平衡-非平衡变压器的 RL 也有容差。添加少量的额外电阻有助于使总体阻抗保持更准确，正如您在仔细查看 940MHz 处的 ADC S 参数值时会注意到的那样。

## 求解 L

下一步是“抵消”ADC 的内部 C，以确定匹配的等效并联电感器或 L 值。要选择该值，首先使用以下两种方法之一找到 ADC 的内部 C 值：

- 使用数据表中给出的 ADC 模型（图 1）来确定总寄生内部前端电容或 C 值，估算值约为 1.85pF。
- 使用 ADC3669 网页中的 S 参数。参阅参考资料 [4]。

第二种方法在目标频率下提供更精确的电容值，因为与第一种方法相比，940MHz 处的电容值具有更强的绝对性，其中模型中的 C 值覆盖 ADC 输入 BW 的整个范围。让我们回顾一下这两种方法，以便了解它们之间的利弊。

在这两种方法中，思路都是简单地将两个无功元件设置为相等（公式 3）：

$$X_C = \frac{1}{(2\pi \times f \times C)} \text{ and } X_L = 2\pi \times f \times L \quad (3)$$

接下来，将 f 设置为 NB 应用的谐振中心频率。在示例中，我将使用 940MHz。

在第一种方法中，如果  $f = 940\text{MHz}$ ，

$$\frac{1}{(2\pi \times 940M \times 1.85p)} = 2\pi \times 940M \times L \quad (4)$$

然后，求解  $L = 15.5\text{nH}$ 。

在第二种方法中，您需要使用 S 参数并将其绘制在模拟器中，以确定 940MHz 处的 C 值；请参阅图 4。

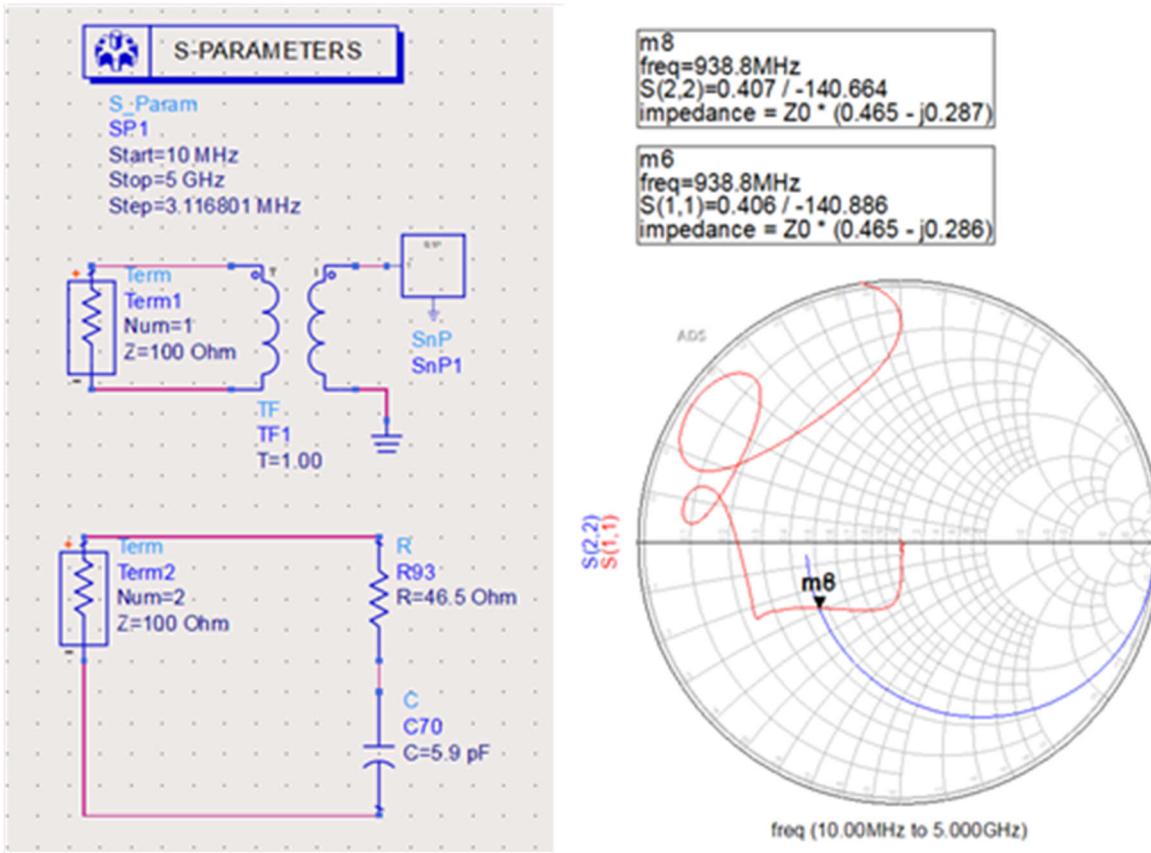


图4. 940MHz 处 ADC3669 模拟输入的史密斯圆图

第二种方法更复杂一点：史密斯圆图绘制了串联  $R + jX_c$  配置中的 S 参数。 $R + jX_c$  需要并联变换，以便 R 和  $X_c$  并联、或  $R||X_c$ 。请参阅图 5 和公式 4：

$$\text{Impedance} = Z_o \times (R + jX_c) \text{ or } 100 \times (0.465 - j0.287) = 46.5 - j28.7 \quad (5)$$

使用公式 5 可得到并联变换：

$$R_p = \left( \frac{46.5^2 + -28.7^2}{46.5} \right) = 64.2\Omega \quad (6)$$

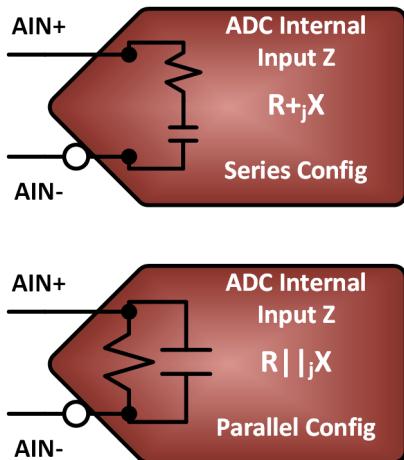
回顾上一节中用于设置 R 值的两个充气的  $33\Omega$  电阻器，可将平衡-非平衡变压器看到的总电阻端接连接到  $130.2\Omega$ ，该端接更接近  $100\Omega$  差分，理想情况下平衡-非平衡变压器的 R 值更小或没有 R 值。

接下来，求解 940MHz 处的并联电容器，请参阅公式 6：

$$C_p = \frac{\frac{-28.7}{2}}{\frac{\pi}{(-28.7 \times 10^6)}} = 1.62pF \quad (7)$$

现在，使用与上述相同的公式来找到合适的分流电阻 L 值。如果  $f = 940\text{MHz}$ 、 $C = 1.62\text{pF}$ ，则

$$\frac{1}{(2\pi \times 940M \times 1.62p)} = 2\pi \times 940M \times L \quad \text{。求解 } L = 18.1\text{nH}.$$

图 5. ADC 内部  $R$  和  $C$  系列并联表示

通过上述两种方法得出的这两个  $C$  值（例如：1.85pF 及 1.62pF）大致相同；因此、需要根据布局考虑内部电感  $L$  寄生效应以及添加的外部  $L$  寄生效应。

也可以使用 TCM2-33WX+ 平衡-非平衡变压器和 ADC3669 的 S 参数对 ADS 模拟器封装中的整个前端进行模拟，如图 6 所示。图 7 中显示的模拟结果显示出非常好的  $RL$  ( $<-15\text{dB}$ )，这表明 18nH 在 940MHz 下是很好的匹配。

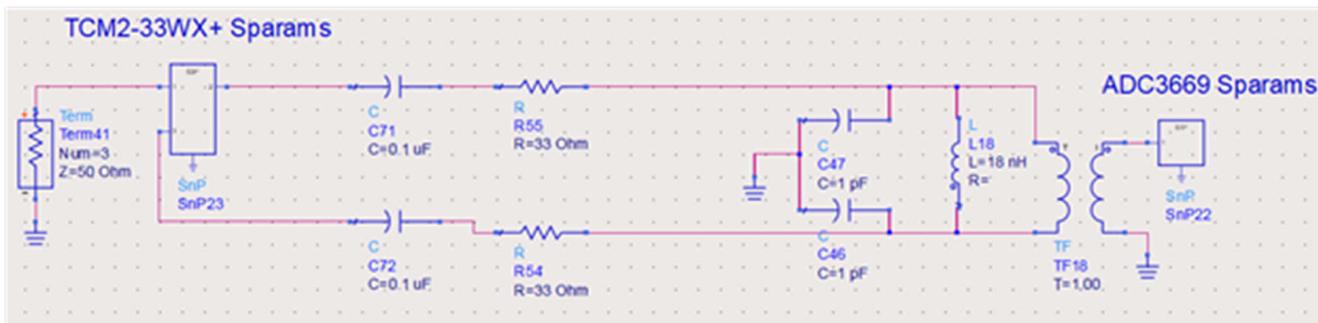
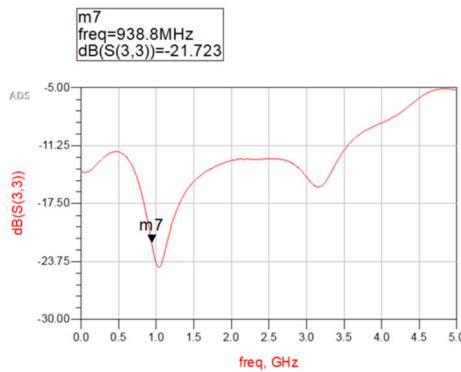
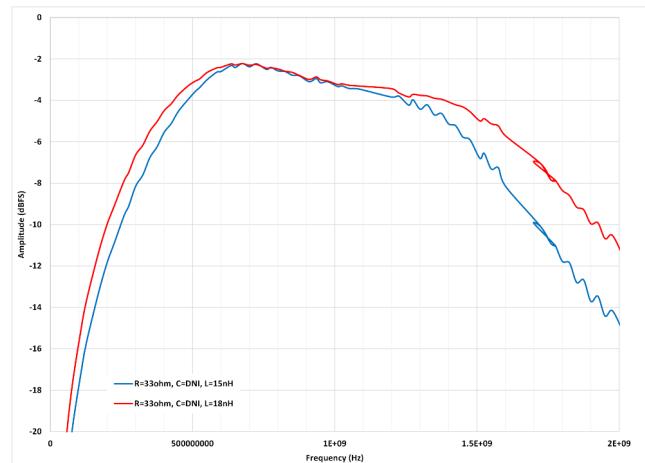


图 6. 18nH 分流匹配的 ADS 模拟前端升压

图 7. 18nH 分流器匹配响应的模拟  $RL$  (S11) 图

接下来，我们将模拟结果与实验室中的一些测量数据进行比较。图 8 说明了如何使用 ADC3669 EVM 来实现前端匹配，以测量通带平坦度响应。谐振点处于中心位置，但匹配的宽带度比预期高一些。在这种情况下，模拟可能不够充分。3D 电磁模拟求解器或许能够捕获所有电路板寄生效应，从而在模拟和实验室测量之间获得更接近的 1:1 匹配。但是，有一些二阶和三阶的细微差别需要揭示。接下

来，我们将添加一个分流器  $C$  来完成  $RCL$  无功匹配，从而使实验室测量范围按预期缩小。

图 8. 安装  $L$  值之后的通带平坦度扫描

## 求解 C

为了进一步改善窄带宽度匹配（换言之，使其更窄），请在图 2 中的 RCL 反应匹配中添加最后一个分量。将 C 项与电感器并联，从而形成 LC 谐振回路。在放置 18nH 电感器以对抗 ADC 的内部电容后将电容添加回前端匹配项似乎违反直觉，但会使滤波器紧密匹配。要求解并联 C 值以使 LC 振荡电路完整，请使用公式 7：

$$f_o = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{LC})} \text{ or } 940 \text{ MHz} = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{18n \times C})} \quad (8)$$

求解  $C = 1.6 \text{ pF}$ 。

让我们在前端设计中设置该值（1.6pF 电容器或最接近的标准值），然后重新运行通带 BW 扫描；请参阅图 9。

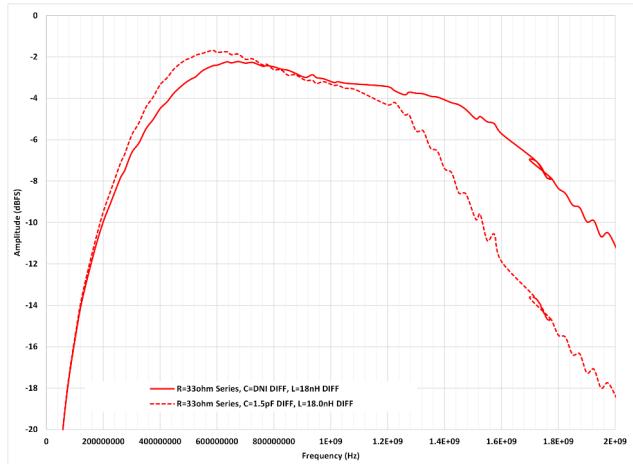


图 9. 通带平坦度扫描并安装  $L$  及  $C$  值

可以看出，增加与 18nH 电感器并联的额外 1.5pF 电容器，形成 LC 振荡电路之后，无法真正改善或缩小匹配范围（请参阅迷你虚线曲线）。

可以使用 LC 振荡电路方法，但需要考虑一些因素。通过求解外部  $L$  值 (18nH) 来移除内部  $C$  会有所帮助，但可能不会完全成为最终解决方案。为了准确地实现这一点，您需要使用更大的  $C$  值来完全消除任何内部和残留的外部  $C$  寄生效应。您要处理平衡-非平衡变压器和布线寄生效应以及 ADC 内部采样电容器的影响，该电容器在采样开关快速断开和闭合时本质上是动态的。

我们再次使用公式 7 为  $C$  选择较高的值（例如 9.1pF），重新求解  $L$  in:

$$f_o = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{LC})} \text{ or } 940 \text{ MHz} = \frac{1}{(2\pi \times \sqrt{L \times 9.1p})} \quad (9)$$

求解  $L = 3 \text{ nH}$ 。

使用这些值代替前端设计，图 10 展示了重新运行通带 BW 扫描后的结果。

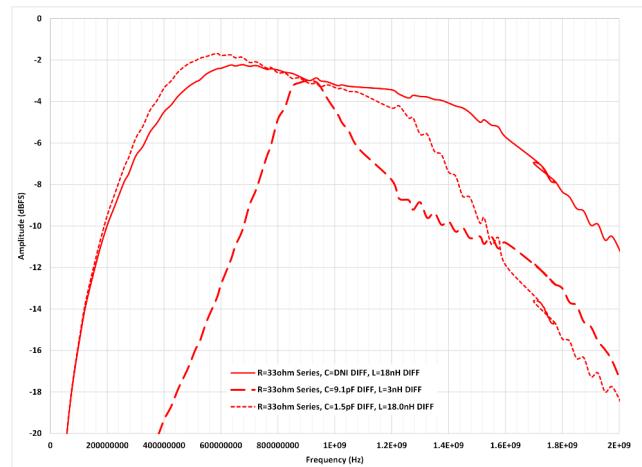


图 10. 通带平坦度扫描并安装新的  $L$  及  $C$  值

如您所见，通过增加外部  $C$  来进一步改善 NB 匹配响应，将带宽匹配缩小到 350MHz 宽范围（粗虚线曲线）有了显著改善。通常，最好先根据聚合 ADC 的内部采样网络使用至少两倍的  $C$  值，作为一个良好的起点。在外部添加此项仅会进一步改善选择频段中的 RL。

然后，您可以调整  $L$  值和/或  $C$  值，以帮助增大、缩小或移动满足您的应用所需的 BW。对于布局、平衡-非平衡变压器和 ADC 输入模型，您需要记住这些值；无法对所有寄生细微差别进行模拟，为了正确衡量匹配情况、可能需要一些经验。

图 11 说明了通过 NB 应用示例收集的信噪比 (SNR) 以及二阶和三阶谐波 (HD2 和 HD3)，以进一步验证 ADC 在 940MHz 频带内的性能。

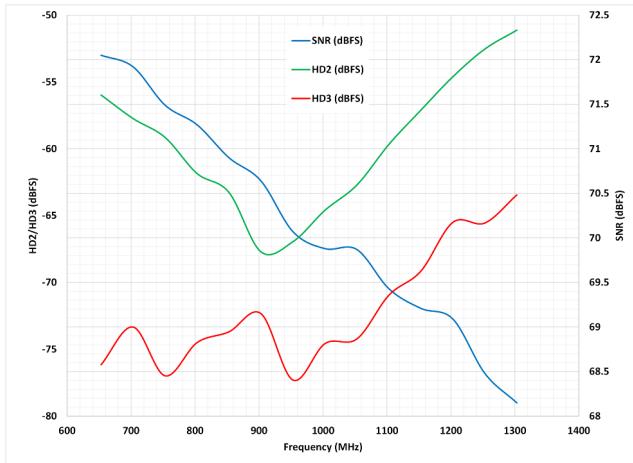


图 11. SNR、HD2 及 HD3 产生的交流性能与 NB 匹配频率范围间的关系

940MHz 的模拟输入中心频率超过 ADC 数据表测量规格。但是，对于所有收集的测量（SNR、HD2 和 HD3），收集的值确实遵循正确的趋势，并且随着此特定 ADC 的输入 RL 降低到 940MHz，性能会继续下降。

## 结语

在开发与特定高速射频采样 ADC 的窄带匹配应用时，您无需成为专家模拟器。这种 NB 匹配方法可用于帮助增强射频信号链内的任何上行滤波。首先，使用数据表中所选的平衡-非平衡变压器的回波损耗值来解决 NB 匹配工作的电阻部分，从而有助于改善输入前端网络的回波损耗。接下来，使用规格表中 ADC 给定的 S 参数、数据表输入模型或集总元件  $R||C$  值作为目标频带下 NB 匹配的起点。请记住，平衡-非平衡变压器和 PCB 布局对完成匹配所需的无源器件有所影响。务必把这些考虑在内并作为起点。

通过少量模拟以提供方向和一些简单的数学运算，您可以立即加速下一个高速射频转换器设计。

## 参考资料

1. Reeder, Rob. “[比较有源和无源高速/射频模数转换器前端](#)。”德州仪器 (TI) 应用手册，文献编号 SLAAET1, 2025 年 3 月。
2. Reeder, Rob. “[第 3 dB：为什么有损耗的衰减网络焊盘适用于射频 ADC](#)。”德州仪器 (TI) 应用手册，文献编号 SLVAG01, 2025 年 2 月。
3. Reeder, Rob 及 Luke Allen. “[高速模数转换器模拟输入前端无源匹配的精妙技巧](#)。”德州仪器 (TI) 应用手册，文献编号 SBAA665, 2024 年 12 月。
4. 德州仪器 (TI) (日期不详) [ADC3669 评估模块](#)。访问时间：2025 年 9 月 23 日。
5. “[ADC3668、ADC3669 双通道、16 位、250MSPS 和 500MSPS 模数转换器](#)。”德州仪器 (TI) 数据表，文献编号 SBASAL3B, 2024 年 9 月, 2025 年修订。
6. “[TCM2-33WX+ 表面贴装射频变压器](#)。”迷你电路数据表、文献编号 ECO-013812。
7. Keysight Technologies (日期不详) [Advanced Design System \(ADS\) 市场领先的电路设计和模拟软件](#)。访问时间：2025 年 9 月 23 日

## 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出任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#))、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2025 , 德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期 : 2025 年 10 月