

Application Note

比较有源和无源高速/射频模数转换器前端



Rob Reeder

摘要

在整个产品设计过程中，设计高速转换器的模拟输入接口可能是一项艰巨的任务。尽管 10Gsp/s 高速转换器可以提供高达 10GHz 的带宽，但大多数限制都与前端设计有关。

内容

1 引言.....2

2 有源（放大器）与无源（变压器/平衡-非平衡变压器）的权衡.....2

3 放大器与平衡-非平衡变压器：优点.....2

4 放大器与平衡-非平衡变压器：缺点.....3

5 了解相位不平衡的重要性.....4

6 利用放大器和平衡-非平衡变压器实现相位平衡.....5

7 总结.....9

8 参考资料.....10

A 附录 A.....11

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 引言

由于放大器和平衡-非平衡变压器的规格在带宽和性能方面不断提升，务必重视理解与前端连接过程中所涉及的一些细微差别。本文包含设计高速宽带转换器（例如 +6GHz 前端）时的一些重要注意事项和权衡。

2 有源（放大器）与无源（变压器/平衡-非平衡变压器）的权衡

放大器为有源，提供增益，具有固有噪声，需要电源和去耦，而且会消耗功率。而平衡-非平衡变压器不会增加噪声，也不会消耗功率。但这些只是基础性的差异；要现在就确定哪一个最为合适，还为时过早。重要的是要了解应用所设定的权衡（图 2-1）。

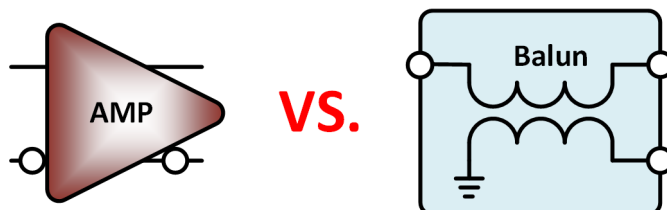


图 2-1. 射频转换器前端选择：放大器 = 有源 vs 平衡-非平衡变压器 = 无源

3 放大器与平衡-非平衡变压器：优点

在有源侧，可以使用一个放大器来保留直流电平，也称为直流频段。信号链中的这种放大器/ADC 接口通常称为直流耦合。因此，这些直流电平包含了特定应用中的一些重要信息。

放大器还可以在射频信号链序列的前几级保持更好的隔离，当使用无缓冲转换器，或者在与应用相关的频段内前端匹配不太恰当而出现显著驻波时，这一点意义重大。

尽管放大器本身可提供 +6dB 或更高的增益，但该增益与输出阻抗无关。当相关的频带阻抗出现细微波动时，放大器的带宽不会受到影响或下降。由于放大器在增益与输出阻抗方面更具自主性，因此放大器通常具有更无纹波的通带。

在无源端，平衡-非平衡变压器无法通过直流电平，并且变压器本身就是磁通耦合器件，这使得它们成为良好的交流耦合器，或直流阻断器。对于固有的交流耦合射频信号链序列，平衡-非平衡变压器是一个不错的选择。平衡-非平衡变压器本身是无源的，无需电源也无需配套电路，例如去耦电容器或用于电源的铁氧体磁珠。并且，由于平衡-非平衡变压器无需电源，因此平衡-非平衡变压器本质上是无噪声的。

采用表面贴装技术 (SMT) 的平衡-非平衡变压器常用于提供高达 10GHz 的带宽，甚至 20GHz 的带宽。如果您选择模块化平衡-非平衡变压器（用于实验环境或高端仪表），这些平衡-非平衡变压器的频率正向 80GHz 迈进（基于撰写本文时的数据）。如果应用的带宽要求至关重要，并且您需要的带宽超过 5GHz，则平衡-非平衡变压器似乎比放大器更具优势。

4 放大器与平衡-非平衡变压器：缺点

平衡-非平衡变压器更像是窗而不是门，几乎无法提供隔离。因此，射频信号链线路有时需要与平衡-非平衡变压器传输的驻波、阻抗失配和反冲隔离开来。反冲是一个常用术语，用于描述在 ADC 没有缓冲的情况下，转换器内部采样开关电容器的打开和关闭是否存在电荷注入。

与放大器不同，无源平衡-非平衡变压器可能会有损耗；高频平衡-非平衡变压器需要宽带匹配衰减器（3dB 至 6dB），以帮助在数千兆赫兹频带中提高宽带阻抗。这意味着，与放大器不同，平衡-非平衡变压器更依赖于输出阻抗的增益。因此，添加匹配或衰减器会导致在射频信号链序列中增加更多损耗，并且可能增加模拟接收器设计的整体噪声系数，但能增加带宽。最后，由于使用宽带匹配方法，驻波对通带平坦度产生叠加和消减作用，从而在通带内产生纹波。请参阅 [三次 dB：为什么有损耗的网络衰减器适用于射频 ADC](#) 应用简报，进一步了解衰减器与平衡-非平衡变压器的匹配。

此外，由于放大器本身处于有源状态，因此放大器本身也会输出噪声和伪波失真。噪声可能因放大器设计而异，但所有放大器都可能具有一定程度的噪声和伪波输出，最终都会被 ADC 察觉到。例如，如果特定放大器的增益为 12dB，以输出为基准的噪声为 5nV/√Hz，并具有输入带宽为 8GHz 的 12 位 10Gsps ADC，则 1Vpp 差动满量程的信噪比 (SNR) 约为 60dB。这两种器件会产生叠加效应，因此会使 ADC 的本底噪声恶化并降低动态范围，在这种情况下，SNR 会降低 5.45dB 或……

$$SNR_{total} = 20 \times \log \left(\frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{\sqrt{Noise_{ADC}^2 + Noise_{AMP}^2}} \right) = 54.5 \text{ dB} \quad (1)$$

其中，

$$Noise_{ADC} = \left(\frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{10^{\left(\frac{60}{20}\right)}} \right) = 354 \mu V_{rms} \quad (2)$$

且

$$Noise_{AMP} = 5nV \times \sqrt{1.57 \times 8000M} = 560.4 \mu V_{rms} \quad (3)$$

放大器不仅有噪声，而且容易出现线性问题。这种线性问题实际上增加了 ADC 的线性度，致使整体状况变差。例如，如果放大器的最差伪波输出为 -80dB，而 ADC 的最差伪波也为 -80dB，则在该特定频率下，放大器与 ADC 接口设计的最佳有效线性度为 -77dB 或……

$$Spurious = 20 \times \log \left(\sqrt{\left(10^{\left(\frac{-80}{20}\right)}\right)^2 + \left(10^{\left(\frac{-80}{20}\right)}\right)^2} \right) = -77dB \quad (4)$$

为了防止目标频带中的任何噪声或伪波输出，在两个器件之间放置抗混叠滤波器 (AAF) 会有所帮助。这种方法的效果取决于滤波器设计的范围宽窄程度以及 AAF 的滚降标准。还需要添加额外的配套元件，以支持在放大器和 ADC 接口之间放置此接口。请参阅 [抗混叠滤波器设计技术如何改进有源射频转换器前端](#)，了解如何正确设计放大器和 ADC 之间的 AAF。

5 了解相位不平衡的重要性

如果应用频率计划中包括偶次失真，即二次谐波 (HD2)、四次谐波 (HD4)、六次谐波 (HD6) 等，则在设计模拟前端接口时，还必须考虑相位不平衡。放大器和平衡-非平衡变压器在输出信号之间均存在一定量的相位不平衡，一般而言，随着频率不断升高，这种不平衡情况会愈发严重（偏差增大）。

相位不平衡是用于量化两个差动信号之间相位不平衡程度的术语。由于 ADC 的模拟输入通常为差动接口，因此两个输入的振幅需相等，且相位差为 180 度。例如，如果 $A_{in+} = -2$ 度且 $A_{in-} = 185$ 度，则会产生 7 度的相移，在频域或快速傅里叶变换 (FFT) 图中，这会导致更差的偶次失真，即二次谐波变得更差。

遗憾的是，实际上不存在确切的办法来量化在系统性能开始变差之前，信号链能够承受的相位不平衡量。这是因为具有差动输入或输出接口的每个元件，无论是有源还是无源，在某些频率下都可能存在一些固有的有限相位失配。实际上，无论是在集成电路内部进行设计，还是对平衡-非平衡变压器绕组甚至多根电缆进行设计，都无法绝对达到相位设计标准。

在实验室中执行平衡或差动测试测量时，如果打算在测试设置中使用电缆或适配器，则这些附加组件也需要相位匹配。

如果仍有疑问，而且您有一些数学基础，请参阅 附录 A，了解在使用 ADC 模型时关于相位不平衡的完整推导。其中，ADC 模型使用一个三阶传递函数和一对正弦信号，证明相位不平衡如何产生偶次失真，如 图 5-1 所示。

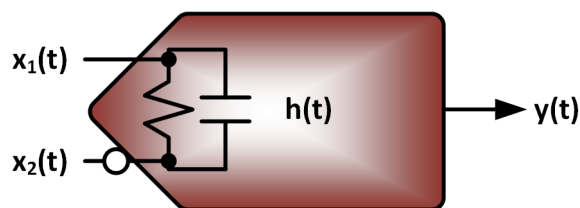


图 5-1. 差动输入信号数学模型

其中，每个输入信号表示为：

$$\begin{aligned} x_1(t) &= k_1 \times \sin(\omega t) \\ x_2(t) &= k_2 \times \sin(\omega t - 180^\circ + \theta) = -k_2 \times \sin(\omega t + \theta) \end{aligned} \quad (5)$$

ADC 建模为三阶表达式：

$$h(x(t)) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \quad (6)$$

输出是这两者的卷积表达式：

$$y(t) = (2a_1 k) \times \sin(\omega t) + (2a_3 k^3) \times \sin^3(\omega t) \quad (7)$$

6 利用放大器和平衡-非平衡变压器实现相位平衡

回到放大器和平衡-非平衡变压器的权衡，平衡-非平衡变压器具有多种形式、封装和设计。经典的 **ferris** 型平衡-非平衡变压器通常容易出现相位不平衡的问题，建议在进行最终选择之前先查阅数据表，而不是仅根据插入损耗或平衡-非平衡变压器可覆盖的特定应用带宽进行选择。使用光刻结构的更小型封装具有更严格的容差和更高的可重复性，这通常意味着有可能改善相位不平衡。然而，这是以较小或较窄的带宽选择为代价的，如果设计需要在接近直流的 **UHF** 频带中使用较低的频率，这种状况并非始终理想。

模块平衡-非平衡变压器可以产生一些最佳的相位不平衡结果，但这类器件体积庞大且成本高昂，单个模块平衡-非平衡变压器就需要花费高达 **2,500** 美元。这些非常昂贵的平衡-非平衡变压器可在低 **BW** 端提供一些最宽带宽的直流频率，并在数千兆赫兹区域保持良好的相位平坦度。图 6-1 比较了当今市场上某些类型的平衡-非平衡变压器的相位不平衡。

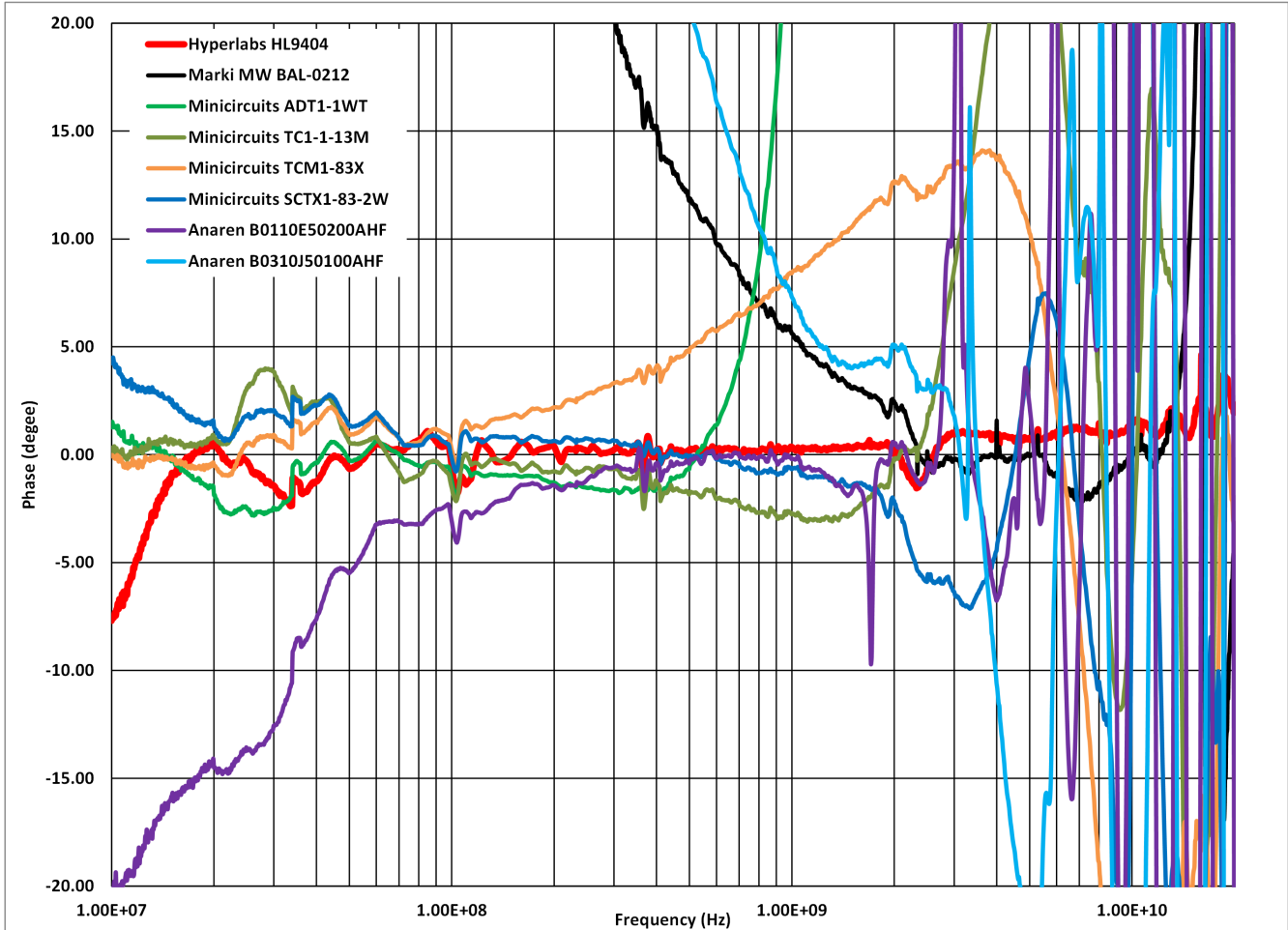
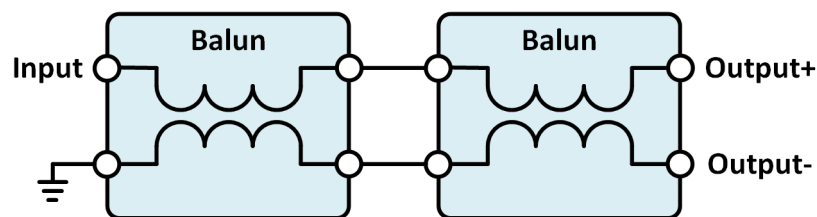
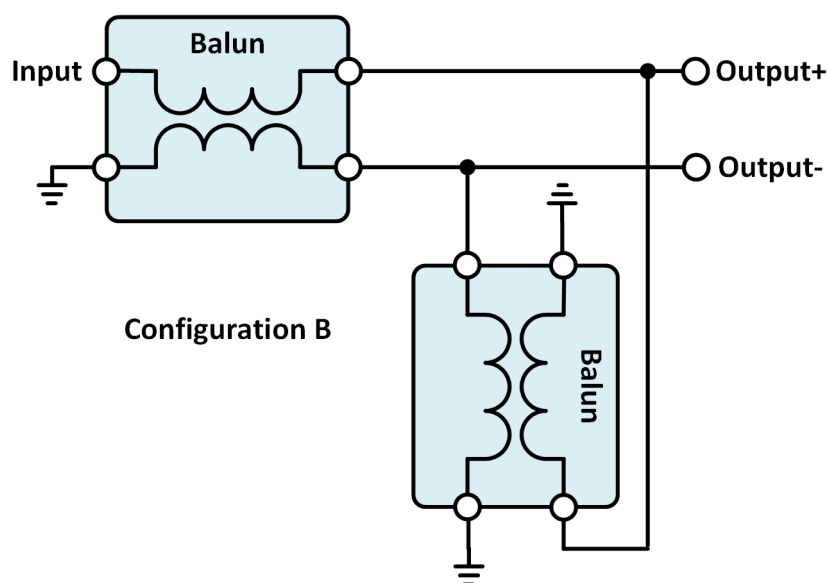


图 6-1. 平衡-非平衡变压器的相位不平衡比较

如果您的设计需要宽带宽，但也存在成本限制，一个巧妙的方法是将两个平衡-非平衡变压器或两个变压器背对背放置，以改善相位不平衡。请参阅图 6-2 和图 6-3。唯一的缺点是，实现此类前端结构所需的 **PCB** 面积会加倍。



Configuration A



Configuration B

图 6-2. 有多种双平衡-非平衡变压器配置可以改善相位不平衡

使用图 6-2 中的平衡-非平衡变压器配置 A 或平衡-非平衡变压器配置 B，或者图 6-3 中的红色和蓝色曲线，可以看到，在原始单平衡变压器配置（即绿色曲线）上，5 度或更低的相位不平衡可以扩展到 3GHz。如果使用其中一种平衡-非平衡变压器配置，请注意每个平衡-非平衡变压器组合都可以具有不同程度的改善。

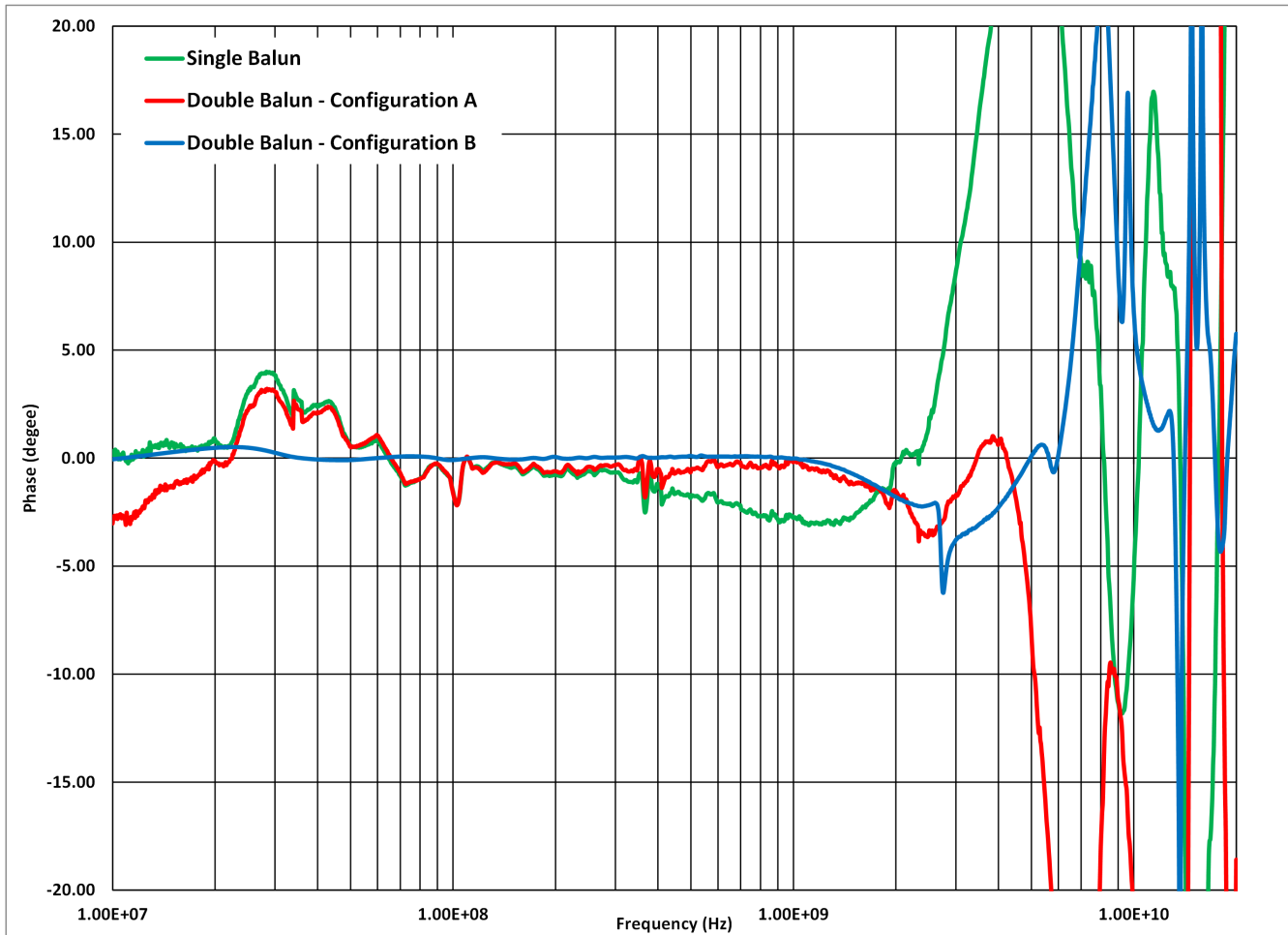


图 6-3. 单平衡-非平衡变压器与双平衡-非平衡变压器在相位不平衡改进方面的比较

相位平衡在放大器侧也很普遍。低噪声放大器和增益块具有单端输入和输出，因此可以假定这些类型的放大器不具有良好的相位平衡并具有较高的偶次失真，所以这些类型的放大器的数据表中没有指定 HD2。

全差分放大器 (FDA) 是 ADC 的典型放大器输入接口，具有差分输入和输出。尽管 FDA 支持将单端信号转换为差分信号，并以某种方式将一个输入引脚接地，但 FDA 输入对这种基准移位很敏感，因此 FDA 可能在此配置中表现出更多偶次失真。

FDA 通常具有宽带模块化平衡-非平衡变压器的特征，用于捕获已发布的性能指标。但是，TRF1208 放大器使用补偿输入结构，默认情况下允许单端输入接口，并且不再像传统 FDA 一样，而是消除了输入对平衡-非平衡变压器的依赖。TRF1208 输入结构非常适合连接到以往的单端射频模拟接收器卡。

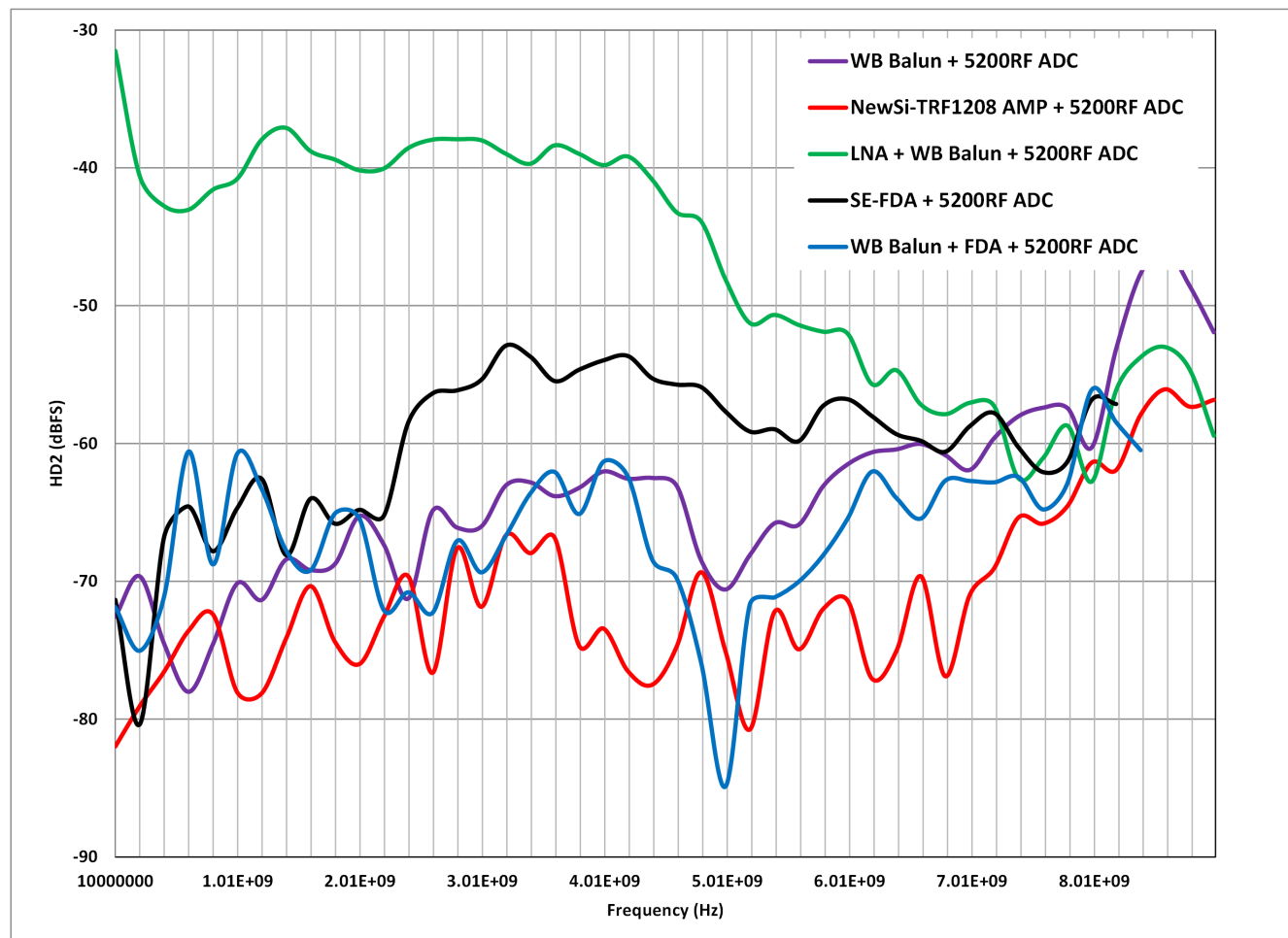


图 6-4. 高达 10GH 的模拟输入频率下偶次失真 (HD2) 的比较情况

使用 ADC12DJ5200RF ADC (图 6-4), 可以直接比较典型的宽带平衡-非平衡变压器接口、TRF1208 接口、低噪声放大器和宽带平衡-非平衡变压器接口、在差分输入端有无平衡-非平衡变压器的 FDA。

请注意, 所有这些配置在低于 1GHz 时, 性能基本相同。然而, 随着模拟输入频率爬升至 2GHz 以上, 除了 TRF1208 (红色曲线) 之外, 所有组合的偶次失真都有明显增长。

7 总结

有源和无源前端各有优点和缺点。在匆忙做出选择之前，务必了解具体应用，这有助于确定要遵循的前端设计路径是放大器还是平衡-非平衡变压器。确定好有源接口还是无源接口后，为了实现 **ADC** 满量程，需要考虑与相位不平衡灵敏度、增益、功率和输入功率相关的各项权衡。通过将这些信息收集到电子表格中，可以帮助您快速确定哪款器件更适合您的下一个 **+5GHz** 设计。

8 参考资料

- 德州仪器 (TI), [三次 dB：为什么有损耗的网络衰减器适用于射频 ADC](#), 应用手册。
- 德州仪器 (TI), [抗混叠滤波器设计技术如何改进有源射频转换器前端](#), 模拟设计期刊

A 附录 A

幅度和相位不平衡推导

用于表示 ADC 中差动接口的两个输入信号的数学模型如下：

$$\begin{aligned} x_1(t) &= (k_1)\sin(\omega t) \\ x_2(t) &= (k_2)\sin(\omega t - 180^\circ + \rho) = -k_2\sin(\omega t + \rho) \end{aligned} \quad (8)$$

ADC 的数学模型及对称的三阶传递函数：

$$h(x(t)) = a_0 + a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \quad (9)$$

将这两者综合在一起，可以表示如下：

$$\begin{aligned} y(t) &= h(x_1(t)) - h(x_2(t)) \\ y(t) &= a_1[x_1(t) - x_2(t)] + a_2[x_1^2(t) - x_2^2(t)] + a_3[x_1^3(t) - x_2^3(t)] \end{aligned} \quad (10)$$

在两个输入信号没有不平衡的情况下，ADC 的传递函数建模如下，其中幅度为 $k_1 = k_2 = k$ ，相位差恰好为 180° ($\phi = 0^\circ$)：

$$\begin{aligned} x_1(t) &= (k)\sin(\omega t) \\ x_2(t) &= (-k)\sin(\omega t) \\ y(t) &= (2a_1k)\sin(\omega t) + (2a_3k^3)\sin^3(\omega t) \end{aligned} \quad (11)$$

通过简化该模型，可以看出，偶次谐波会抵消，而奇次谐波不会抵消，或者：

$$y(t) = 2\left(a_1k + \frac{3a_3k^3}{4}\right)\sin(\omega t) - \left(\frac{a_3k^3}{2}\right)\sin(3\omega t) \quad (12)$$

查看幅度不平衡的情况，其中 $k_1 \neq k_2$ 、 $\phi = 0$ 且相位平衡。这两个输入信号如下所示：

$$\begin{aligned} x_1(t) &= (k_1)\sin(\omega t) \\ x_2(t) &= (-k_2)\sin(\omega t) \end{aligned} \quad (13)$$

进行一些替换后，可以发现：

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{a_2}{2} \times (k_1^2 - k_2^2) + \left(a_1(k_1 + k_2) + \left(\frac{3a_3}{4}\right) \times (k_1^3 - k_2^3)\right)\sin(\omega t) - \\ &\left(\frac{a_2}{2}\right) \times (k_1^2 - k_2^2)\cos(2\omega t) - \left(\frac{a_3}{4}\right) \times (k_1^3 - k_2^3)\sin(3\omega t) \end{aligned} \quad (14)$$

如公式所示，二次谐波与幅度项平方之差成正比，或者：

二次谐波是 $\propto k_1^2 - k_2^2$

查看相位不平衡的情况，其中 $k_1 = k_2$ 、 $\phi \neq 0$ 且幅度平衡。这两个输入信号如下所示：

$$\begin{aligned} x_1(t) &= (k_1)\sin(\omega t) \\ x_2(t) &= (-k_1)\sin(\omega t + \rho) \end{aligned} \quad (15)$$

进行一些替换后，可以发现：

$$\begin{aligned}
 y(t) = & \left(a_1 k_1 + \frac{3a_3 k_1^3}{4} \right) \times (\sin(\omega t) + \sin(\omega t) \times \cos(\rho) + \cos(\omega t) \times \sin(\rho)) \\
 & - \left(\frac{a_2 k_1^2}{2} \right) \times (\cos(2\omega t) - \cos(2\omega t) \times \cos(2\rho) + \sin(2\omega t) \times \sin(2\rho)) \\
 & - \left(\frac{a_3 k_1^3}{4} \right) \times (\sin(3\omega t) + \sin(3\omega t) \times \cos(3\rho) + \cos(3\omega t) \times \sin(3\rho))
 \end{aligned} \tag{16}$$

如公式所示，二次谐波与幅度项的平方成正比，或者：

二次谐波为 $\propto k_1^2$

总之，二次谐波受相位不平衡的影响大于受幅度不平衡的影响。因此，相位不平衡和二次谐波与 k_1 的平方成正比。而对于幅度不平衡，二次谐波与 k_1 和 k_2 的平方差成正比。由于 k_1 和 k_2 通常大致相等，因此 k_1^2 和 k_2^2 的差值很小。因此，二次谐波受到幅度不平衡的影响通常不会很大。

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