



WP509 (v1.0) 2019 年 2 月 20 日

理解 RF 采样数据转换器的 关键参数

赛灵思 Zynq® UltraScale+™ RFSoc 为要求最严苛的应用提供单器件 RF 转输出平台。更新的性能指标能够更加准确地衡量这些器件的直接 RF 采样功能。

摘要

在直接 RF 采样设计中, 数据转换器一般以 NSD、IM3 和 ACLR 参数为特征, 而非使用传统的 SNR 和 ENOB 指标。在软件定义无线电和类似的窄带用例中, 更重要的是量化落入所需频段的数据转换器噪声数量, 而传统的数据转换器指标对此表现乏力。

本白皮书首先介绍传统 ADC 参数, 即暗藏在 SFDR、SNR、SNDR (SINAD) 和 ENOB 之间的数学关系, 然后解释为什么这些指标能够良好地特征化超外差接收器等宽带应用中的数据转换器。接着阐释这些指标为什么不适用于那些不在其完整奈奎斯特带宽中发挥功能的数据转换器, 如 SDR 等直接 RF 采样应用。然后详细介绍 NSD、IM3 和 ACLR 的推导与测量, 包括在测量 RF 数据转换器参数时如何使用赛灵思 RF 数据转换器评估工具。

介绍

基于真空管技术的模拟数据转换器在第二次世界大战中被开发出来，用于消息加密系统。自从那段时期以来，行业就定义并采用 SNR、SFDR 和 ENOB 等关键参数，用来量化数据转换器的性能。这些传统参数是为传统架构开发的，这些架构使用混合器和滤波器选择信道和常规的奈奎斯特速率（即低频采样）数据转换器。

近期有大量面向软件定义无线电 (SDR) 应用设计的新型 RF 采样数据转换器被开发出来，但是传统数据转换器使用的参数不能完全地特征化 RF 采样转换器。这就需要一套全新参数，例如噪声频谱密度 (NSD)、三阶交调 (IM3) 和邻信道泄漏比 (ACLR) 来定义 RF 采样数据转换器的动态性能，尤其是对直接 RF 采样应用而言。

赛灵思为多种 SDR 应用提供高度灵活的数字处理解决方案已有一段时间。近期，赛灵思推出其业界首款 Zynq® UltraScale+™ RFSoc，集成 UltraScale™ 架构可编程逻辑 (PL)、软决策 FEC 和多信道 RF-ADC 和 RF-DAC。这些 RF-ADC（12 位）和 RF-DAC（14 位）与顶级模拟 IC 厂商提供的同样位精度数据转换器相比，不仅 NSD、IM3 和 ACLR 指标更胜一筹，赛灵思 Zynq UltraScale+ RFSoc 还能降低功耗，增强可编程性并提高集成度。因此，Zynq UltraScale+ RFSoc 便于系统设计人员创建非常灵活的 SDR 应用，并且解决竞争对手的直接 RF 采样解决方案存在的大量问题。

本白皮书将一并介绍传统数据转换器和新型 RF 采样数据转换器的规格，同时提出适用于 RF 采样转换器的参数。

传统 ADC 规格：SFDR、SNR、SNDR、ENOB

无杂散动态范围 (SFDR)

无杂散动态范围 (SFDR) 常用于衡量数据转换器在杂散分量干扰基本信号或导致基本信号失真之前可用的动态范围。SFDR 的定义是基本正弦波信号均方根 (RMS) 值与从 0Hz (DC) 到二分之一数据转换器采样速率 (如 $f_s/2$) 范围内测得的输出峰值杂散信号均方根值之比。峰值杂散分量可以是谐波关系，也可以是非谐波关系。

SFDR 可以使用下列方程计算：

$$SFDR_{(dBc)} = 20 \log \left(\frac{\text{Fundamental Amplitude (RMS)}}{\text{Largest Spur Amplitude (RMS)}} \right) \quad \text{方程 1}$$

或者， $SFDR_{(dBc)} = \text{基本信号幅度} - \text{最大杂散幅度}$

图 1 所示的是 Zynq UltraScale+ RFSoc 的 RF-ADC 的 SFDR 性能和谐波性能，在 240MHz 输入幅度为 -1dBFS 时，使用 ZCU111 评估套件设置中提供的赛灵思 RF 数据转换器评估工具，测得 SFDR = 79.0dBc。
[参考资料 1]

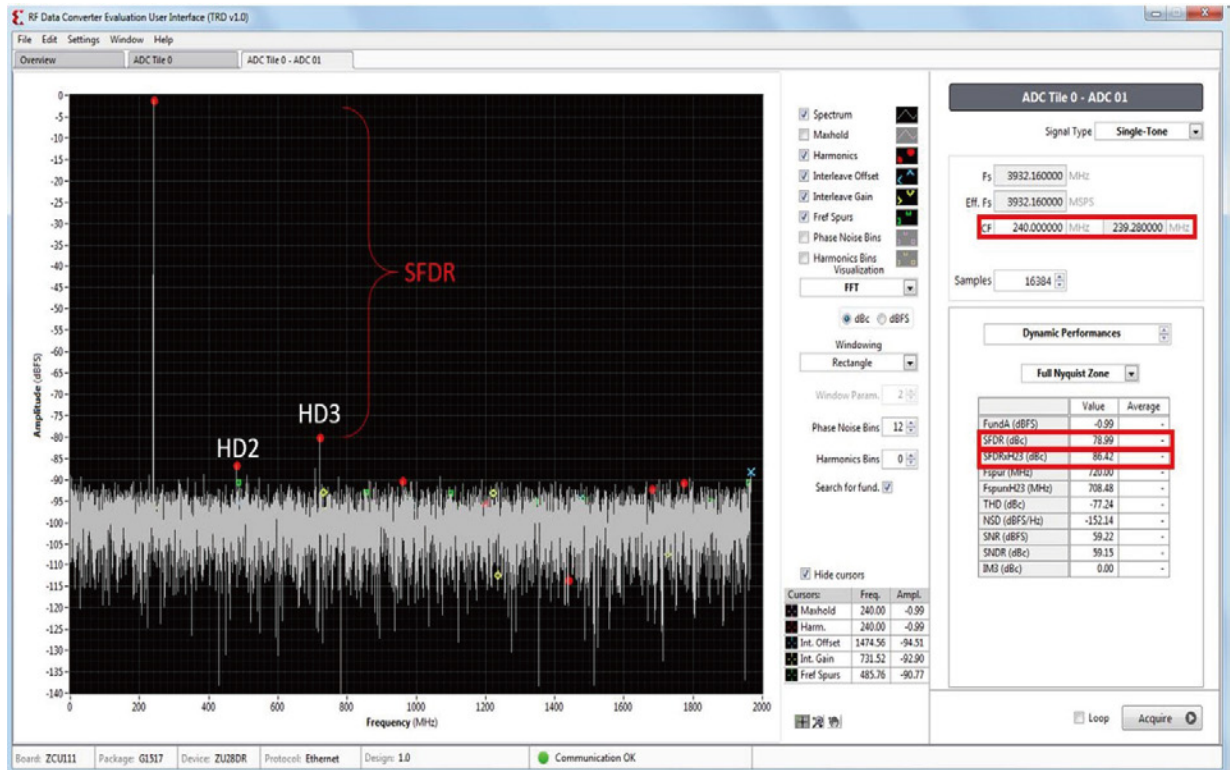


图 1: 赛灵思 Zynq UltraScale+ RFSoc 12 位 RF-ADC，其中 $f_{in} = -1\text{dBFS} @ 240\text{MHz}$ ， $f_s = 3.93216\text{GSps}$ (SFDR 使用赛灵思 RF 数据转换器评估工具测得)

根据上述 FFT 测量，最大杂散是输入信号的三次谐波。数据转换器的 SFDR 常常受输入信号的二次或三次谐波限制，但通过精心设计滤波器和优化频率分配，一般可避免二次谐波 (HD2) 和/或三次谐波 (HD3)，大幅提高 SFDR。在排除 HD2 和 HD3 后，图 1 中的 SFDRxH23 是 86.42dBc。

信噪比 (SNR)

信噪比 (SNR) 是一般用来量化数据转换器内噪声的参数。它是输入信号功率与噪声功率的比值，一般使用 dB 作为单位。类似地，SNR 也能使用信号幅度和噪声幅度的 RMS 值衡量，如方程 2:

$$\begin{aligned}
 SNR &= \frac{Power_{signal}}{Power_{noise}} \\
 &= \left(\frac{Amplitude_{signal(RMS)}}{Amplitude_{noise(RMS)}} \right)^2 \\
 &= 20\log\left(\frac{V_{in(RMS)}}{V_{Q(RMS)}}\right)
 \end{aligned}$$

方程 2

由于采样抖动，信噪比在较高频率下一般会劣化。噪声来自于三个源头：

- 量化噪声
- ADC 热噪声
- 抖动或采样不确定噪声

在满刻度正弦波输入条件下，ADC 的理论最高 SNR 从量化噪声推导而得。在奈奎斯特带宽上，信噪比还有另一个表达式：

$$SNR = 6.02N + 1.76\text{dB} \quad \text{方程 3}$$

这里 N 是理想 ADC 的位数。该公式体现的是对于理想的 N 位数据转换器（不考虑谐波失真）的正弦波输入，整个奈奎斯特带宽上能达到的最佳 SNR。此外，数据转换器的 SNR 也受到自身热噪声和采样时钟相位噪声的限制。当输入信号带宽低于奈奎斯特速率时，SNR 可以得到改善。（详细推导请参阅附录。）

[参考资料 2]

信噪失真比 (SNDR)

信噪失真比（也称为 SINAD）指输入正弦波时，RMS 信号功率与 (a) 总噪声功率和 (b) 输出端（不含 DC）的所有其他频率分量功率加上所有其他谐波分量功率的 RMS 和的比值。

SNDR 是用于衡量数据转换器的动态性能的关键参数之一，因为 SNDR 包含奈奎斯特带宽上的所有噪声和杂散。SNDR 说明的是输入信号的质量；SNDR 越大，输入功率中的噪声和杂散比率越小。SNDR 的表达式为：

$$SNDR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{Signal}}{P_{Noise} + P_{Distortion}} \right) \quad \text{方程 4}$$

其中，信号功率是有用信号、噪声和失真分量的平均功率。SNDR 一般使用的单位有分贝 (dB)、相对于载波分贝 (dBc) 或满刻度分贝 (dBFS)。

SNDR 也有另一个表达式：

$$SNDR = 20 \log_{10} \sqrt{10^{\frac{-SNR}{10}} + 10^{\frac{THD}{10}}} \quad \text{方程 5}$$

SNDR 是 SNR 规格和 THD 规格的综合，因此，SNDR 将所有不良频率分量与输入频率做比较，从而从总体上衡量数据转换器的动态性能。

有效位数 (ENOB)

有效位数 (ENOB) 是用于衡量数据转换器相对于输入信号在奈奎斯特带宽上的转换质量 (以位为单位) 的参数。ENOB 假定转换器是拥有理论上完美性能的转换器。完美数据转换器绝对不发生失真, 唯一产生的噪声是量化噪声, 所以 SNR 等于方程 3 中的 SNDR, 即 $SNR_{(dBFS)} = 6.02N + 1.76$ 。因此, ENOB 也是指定 SNDR 的另一种表达方式:

$$ENOB(N) = \frac{SNDR_{(dBFS)} - 1.76}{6.02} \quad \text{方程 6}$$

其中 $SNDR_{(dBFS)}$ 假定满刻度输入信号。

然而, 对于非理想数据转换器而言, SNDR 和 ENOB 会发生劣化, 包含噪声和其他缺陷, 例如器件热噪声、输出代码缺失、谐波、AC/DC 非线性、增益/偏移误差和孔径时钟相噪或抖动。外部偏置基准源和电源轨上的噪声也会降低 ENOB。[参考资料 3]

此外, 类似于 THD 因非线性原因随输入频率增加而劣化, ENOB 值也会随频率加大而劣化。ENOB 来自于 SNDR, 而 SNDR 又与 THD 以及 SNR 相关联。要了解数据转换器的准确 ENOB, 需阅读数据手册中的详细规格和规定的条件。

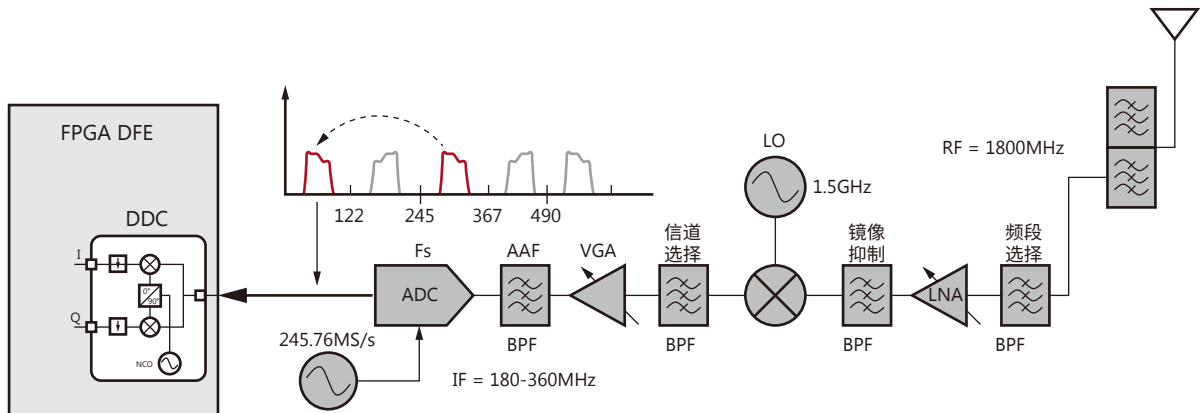
鉴于上述标准, 大部分模拟数据转换器 IC 厂商一般倾向于推广理想条件下的 ENOB, 尤其是数据手册标题所载的 ENOB 值。然而, 大量系统工程师和采购经理仍然好奇的是, 为什么测量出的 ENOB 值和数据手册所载的理想值不同。有关 ENOB 的一些理解要点:

- 一般数据转换器数据手册标题显示的“位数” (12 位或 14 位) 指的是数字位或电压分辨率。这与 ENOB 无关。
- ENOB 主要与噪声、非线性和输入频率存在函数关系。
- ENOB 会因多种外部不确定性因素 (例如时钟源、电源等) 而劣化。
- ENOB 是在整个奈奎斯特带宽上 (DC 到 $f_s/2$) 计算的。
- ENOB 并非分析 SDR 等直接 RF 系统的理想指标。

常规数据转换器指标与 SDR

根据定义, SFDR、SNR、SNDR 和 ENOB 都是在单频正弦波输入的条件下, 从数据转换器的完整奈奎斯特带宽上推导出的指标。

图 2 所示的是传统高中频 (IF) 超外差接收器架构。在本例中, 1,800MHz RF 输入通过与 1,500MHz 本地振荡器 (LO) 信号混频, 降频转换为 300MHz 的中频 (IF)。该 IF 信号以 245.76MSPS 的采样率对 ADC 进行采样, 混叠为 54.24MHz。此时, 有用信号占据 ADC 的大部分奈奎斯特带宽。因此, SNR 和 ENOB 参数对特征化 ADC 的动态性能是有效的。

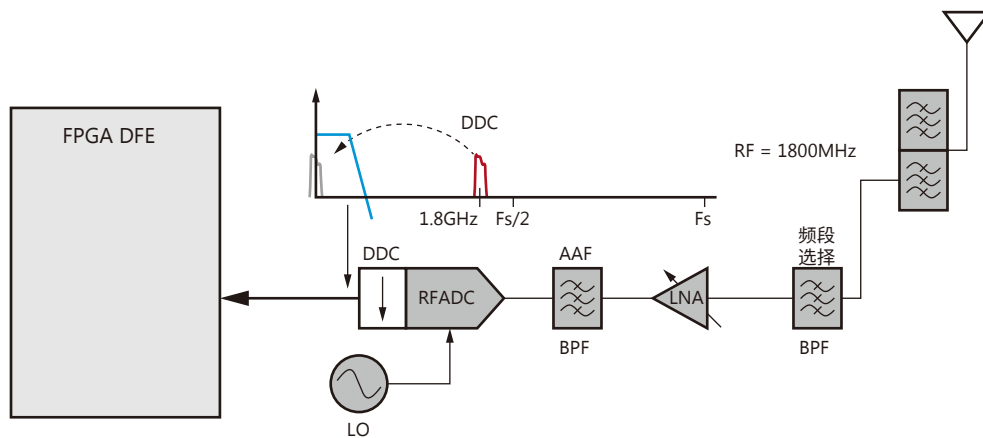


WP509_02_010719

图 2: 高中频超外差接收器的系统原理图

如果将它与软件定义无线电 (SDR) 中使用的直接 RF 采样对比，显然 ENOB 并非是特征化数据转换器的准确参数。在图 3 所示的 SDR 示例中，RF-ADC 对包含有用信号的较大带宽进行采样，在数字域中完成降频转换和滤波。直接 RF 实现方案的最大问题是降频采样、滤波后频段内的伪信号。在奈奎斯特带宽上定义的 SNR、SFDR 和 ENOB 均不相关，因为使用良好的频率分配能滤除带外失真。

最重要的指标是灵敏度，而非奈奎斯特带宽上定义的 ENOB、SNR 或 SFDR。对于量化 RF 采样数据转换器的性能而言，NSD、IM3 和 ACLR 是更有效的指标，因为它们能反映噪声和失真对抽取后有用频段的真正影响。



WP509_03_010719

图 3: 直接 RF 采样架构系统原理图

RF 采样数据转换器应用

下面列出的应用是 SDR 实现方案示例，其中有用带宽小于完整的奈奎斯特带宽：

- 4G 长期演进 (LTE) 多载波
- 5G Massive MIMO (低于 6GHz)
- 微波回程
- 相控阵雷达

4G LTE 多载波

4G LTE 在大多数发达国家已经达到 80% 以上的市场渗透率。4G LTE 多载波标准主要部署在 700–3,800MHz 之间的频段上，具备 1-20MHz 可扩展载波带宽和最多五个聚合分量载波。

4G LTE 中用于管理发送和接收的两大方案是频分复用 (FDD) 和时分复用 (TDD)。FDD 载波被划分为两个不同的频率，所以能同时发送和接收信号 (DL 和 UL)。相比之下，TDD 分量载波对于 DL 和 UL 而言则使用相同频率及带宽。

图 4 是 4G LTE 标准的实际举例，它说明了为什么 SNR、SFDR 和 ENOB 对评估窄带 RF-ADC 和 RF-DAC 的性能来说无效。例如，在以 700MHz 为中心频率的 100MHz 带宽上可以接收五个 20MHz 信道，且系统中的数据转换器采样速率为 4,000MSPS。

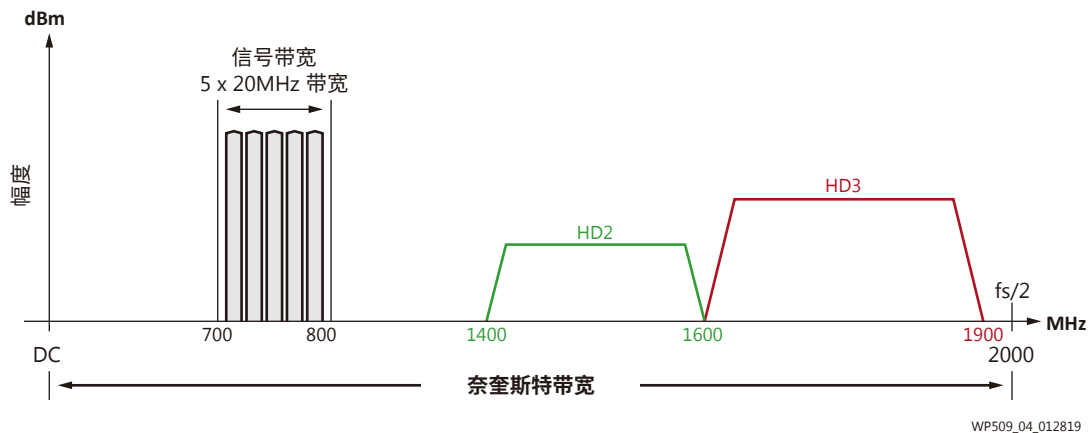


图 4：4G LTE 多载波信号频谱，以 700MHz 为中心频率的 5x20MHz 带宽 (4GSPS 采样)

- 按照信噪比 (SNR) 一节针对 SNR 给出的定义，应对整个奈奎斯特频率范围（即 2,000MHz）上的量化噪声的 RMS 进行积分；然而，在 4G LTE 实现方案中，只需考虑 20MHz 的噪声信道带宽。
- 类似地，按照无杂散动态范围 (SFDR) 一节的内容，该指标反映的是限制 SFDR 性能的最恶劣二次谐波或三次谐波的状况；因此，如果使用正确信道滤波并采用理想采样时钟和良好频率分配，那么 SFDR 不会影响 100MHz 接收器带宽内 4G LTE 系统的性能。以 HD2 和 HD3 为中心的频率分别位于奈奎斯特区域内的 1,500MHz 和 1,750MHz，已从信号中彻底去除。在系统中使用带通滤波器，可以轻松地滤除这样的带外谐波。
- 最后，有效位数 (ENOB) 也不是能够真实反映系统性能的指标，因为 4G LTE 的性能并非在整个奈奎斯特带宽上实现特征化。[参考资料 4]

5G Massive MIMO + 4G LTE 多载波解决方案

3GPP 为 5G 无线通信系统规定两个频率范围（FR1 和 FR2），如表 1 所示。

表 1: FR1/FR2 频率使用

频率范围 (FR) 指定	频率范围 (MHz)	最大信道带宽 (MHz)
FR1 (低于 6GHz)	450–6,000	100
FR2 (毫米波)	24,250–52,600	400

为了在覆盖范围与容量之间保持最佳平衡，实现高成本效益的实现方案，C 频段的 3,300-5,000MHz 部分是在 FR1（低于 6GHz）上推出 5G 的主要频段。使用这一频段的优势在于能结合使用 3,300-3,800MHz（使用 3GPP 标准的 LTE/NR 上行链路并存功能），以便运营商更快速、更低成本地部署 C 频段，从而在避免发生网络致密化成本的情况下提升容量。

图 5 是一个 5G Massive MIMO 示例。既有 FR1 中的 100MHz 信号带宽，又有以 3,500MHz 为中心频率，带有三个 20MHz 信号带宽和 4GSPS 采样时钟的 4G LTE 多载波解决方案，并折叠回奈奎斯特第一区域。以 HD2 和 HD3 为中心的频率分别位于奈奎斯特第一区域中的 1,000MHz 和 1,500MHz。5G 信号和 HD2 之间存在 260MHz 的分离带宽，足以构成带通滤波器，能够降低或滤除 HD2 和 HD3。因为 4G LTE 实现方案相当简单，5G 实现方案的总信号带宽为 160MHz，远远小于总奈奎斯特带宽 (2,000 MHz)。在精心为窄带系统选择理想的频率分配后，SNR、SFDR 和 ENOB 等指标无法特征化 5G Massive MIMO 和 4G LTE 通信系统的 RF 采样数据转换器的真实性能。[参考资料 5]

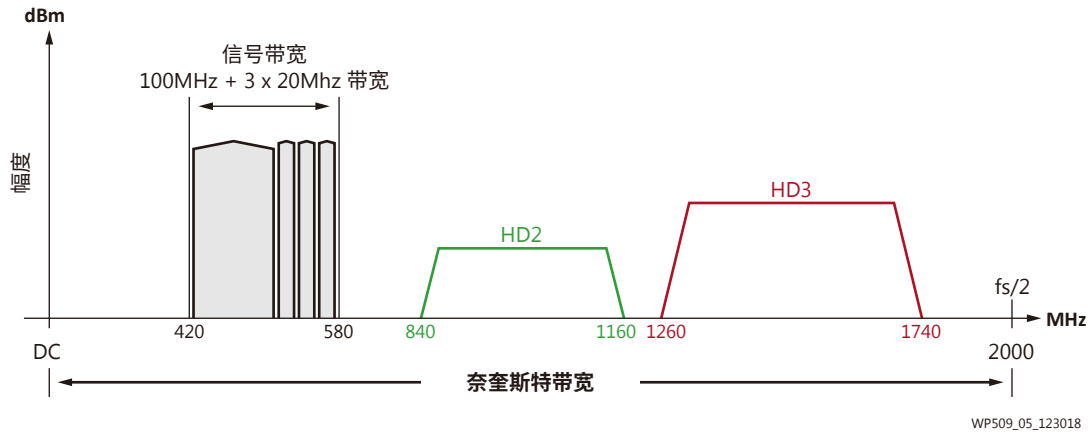


图 5：5G Massive MIMO 信号频谱：中心频率 3,500MHz，100MHz + 3x20MHz 带宽；采样时钟 4GSPS；折叠回奈奎斯特第一区域

RF 采样数据转换器规格

随着半导体工艺的几何尺寸不断减小，晶体管的 f_{max} 一直在快速增大。相应地，直接采样通信应用中使用的 RF 采样数据转换器产品的可用性和性能也得到大幅提升。因此，模拟数据转换器制造商已经普遍赞同在数据手册中使用噪声频谱密度 (NSD)、三阶交调 (IM3) 和邻信道泄漏比 (ACLR) 来特征化 RF 采样数据转换器的性能。

噪声频谱密度 (NSD)

如前文所述，SNR 和 ENOB 考虑的是数据转换器的整个奈奎斯特带宽。但完整的奈奎斯特带宽和今天的 RF 采样数据转换器关联不大，尤其是对 SDR 应用而言。在实际应用中，常在有用频段周围使用严格的带通滤波器，并且许多 RF 采样 ADC 也提供抽取功能，只抽取有用的信号带宽。这两种做法一般都能排除所有带外噪声。因此，NSD 对量化 RF 采样数据转换器性能而言更加合适，因为 NSD 反映的是数据转换器 1Hz 带宽的噪声能量水平。

虽然 NSD 应用于数据转换器已有一段时间，但是对一些工程师和 IC 采购经理而言，仍然属于新事物。根据定义，NSD 指 RF-ADC 满刻度输入下每赫兹频率对应的噪声功率，一般使用 dBFS/Hz 为单位，用于衡量有独特采样率的数据转换器的噪声性能。

要确定数据转换器的 NSD，必须使用 SNR 方程求得整个奈奎斯特带宽上的 RMS 量化噪声功率。SNR 的定义是基本信号功率与奈奎斯特第一区域上噪声积分功率的比值。

$$SNR_{(dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{fundamental signal}}}{P_{\text{noise (over Nyquist BW)}}} \right) \tag{方程 7}$$

方程 8 中包含各分量的单位：

$$SNR_{(dBFS)} = P_{fundamental\ signal\ (dBFS)} - \left(NSD_{(dBFS/Hz)} + 10 \log_{10} \left(\frac{f_s}{2} \right)_{(Hz)} \right) \quad \text{方程 8}$$

假定 $P_{fundamental\ signal\ (dBFS)} = 0_{dBFS}$ yields

$$SNR_{(dBFS)} = 0_{dBFS} - NSD_{(dBFS/Hz)} - 10 \log_{10} \left(\frac{f_s}{2} \right)_{(Hz)} \quad \text{方程 9}$$

则,

$$NSD_{(dBFS/Hz)} = - SNR_{(dBFS)} - 10 \log_{10} \left(\frac{f_s}{2} \right)_{(Hz)} \quad \text{方程 10}$$

NSD 方程可用于评估使用不同采样频率的 RF 采样数据转换器，确定在 SDR 应用中哪些转换器拥有最低特定频段噪声。

对于使用 4GSPS 采样时钟的理想 12 位 ADC，

$$\begin{aligned} NSD &= - (6.02 \times 12 + 1.76)_{(dBFS)} - 10 \log_{10} (4GSPS/2)_{(Hz)} \\ &= - (74 + 93) \text{ dBFS/Hz} \\ &= -167 \text{ dBFS/Hz} \end{aligned}$$

图 6 体现的是该转换器的噪声功率。

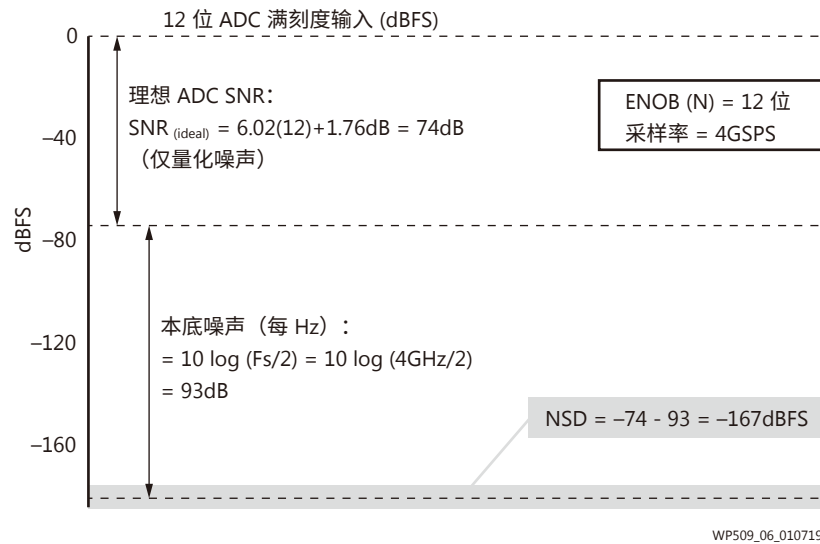


图 6: 用 FFT 频谱显示的 SNR 和 NSD 图示

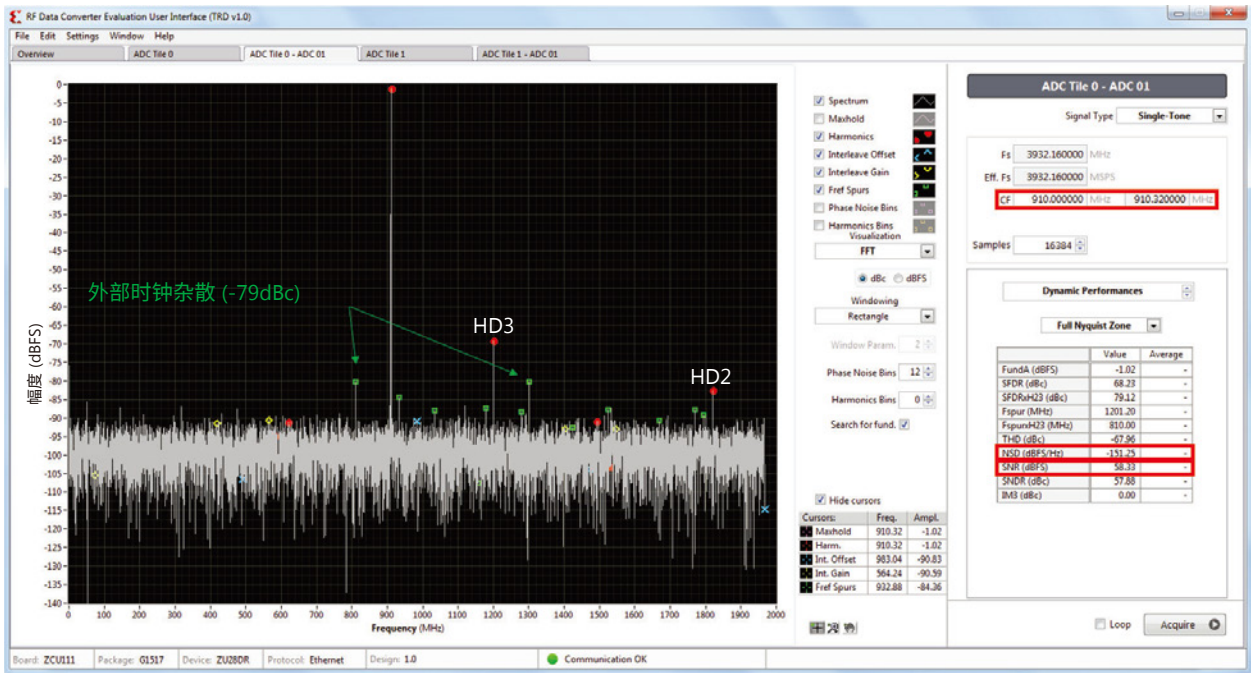
对于非理想数据转换器，NSD 方程为：

$$NSD_{(dBFS/Hz)} = - SNR_{measured(dBFS)} - 10 \log_{10} \left(\frac{f_s}{2} \right)_{(Hz)} \quad \text{方程 11}$$

方程 11 中的满刻度 $SNR_{measured}$ 应通过直接测量获得，或是采用厂商提供的数据手册数值。
[参考资料 6]

如图 7 [参考资料 6]所示，根据赛灵思 Zynq UltraScale+ RFSoc RF 数据转换器评估工具的测量结果，当以 -1dBFS 幅度输出 $F_{out}=900\text{MHz}$ 的正弦波时，RF-ADC 在采样时钟速率为 3.93216GSPS 时的性能特征为：实测 SNR 为 58.33dBFS ，实测 NSD 为 -151.25dBFS/Hz 。用上述方程验证该测量结果：

$$\begin{aligned} \text{RF-ADC NSD}_{(\text{dBFS})} @ 900\text{MHz} &= -\text{SNR}_{\text{measured}(\text{dBFS})} - 10\log_{10}(f_s/2)(\text{Hz}) \\ &= -58.33\text{dBFS} - 10\log_{10}(3.93216\text{GSPS}/2) \\ &= -151.33\text{dBFS/Hz} \end{aligned}$$



WP509_07_123018

图 7: 900MHz 输出频率下 RF 数据转换器评估工具测得的 RF-ADC NSD

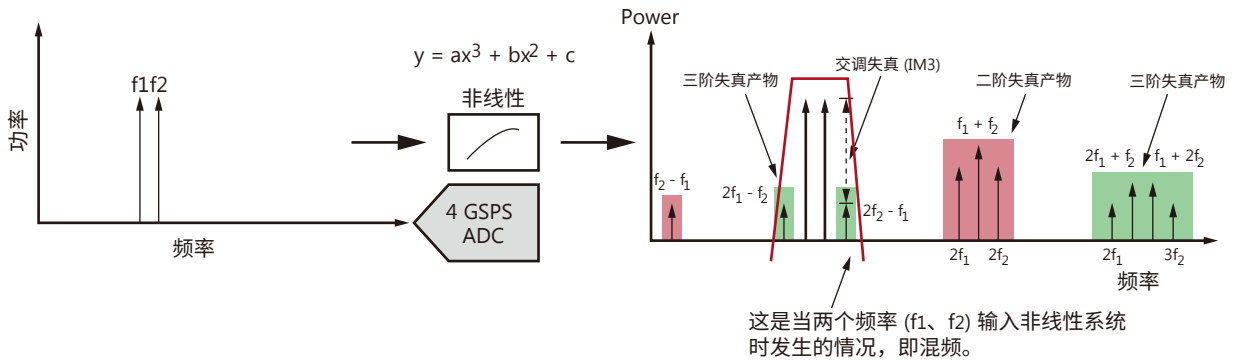
三阶交调 (IM3)

任何复杂信号都同时包含多个频率分量。转换器传输函数的非线性不仅会造成单一频率失真，也会导致两个或更多信号频率相互作用，产生交调产物。发生这种情况时，就会产生交调失真，也就是 IM3。

一般情况下，“双频测试”常用于测量多种 RF 器件，尤其是数据转换器的非线性行为（例如 IM3）。例如，将彼此靠近的双频输入信号 (f_1 、 f_2) 注入 RF 器件（例如 ADC），如果 ADC 呈现完美线性，将会输出与输入信号频率完全相同的两个频率。然而对于非线性 ADC，则会产生 $2f_1-f_2$ 和 $2f_2-f_1$ 交调失真产物及 nf_1 和 nf_2 谐波分量。双频测试如图 8 所示。

部分应用，特别是涉及 RF 信号处理的应用，对某些调制产物的敏感度高于其他调制产物。例如，在 RF 应用中，三阶差分产物 $2f_1-f_2$ 或 $2f_2-f_1$ 相当重要，因为它们与输入频率最接近，而其他产物都能用数字滤波器滤除。由于这个原因，IM3 外的其他失真一般都可忽略，只对 RF 应用规定了 IMD。

IM3 会在 RF 通信系统中导致严重问题，在被调制信号的相邻频段中产生额外的频率分量（即所谓的“频谱增生”）。接收路径上的频谱增生会造成带外信号，干扰有用信号。另一方面，发送路径上的不良 IM3 会给相邻信道造成负面影响，致使其无法传递无线协议的频率模板。[参考资料 3]



WP509_08_010719

图 8：非线性系统中的 IM3 图示

Zynq UltraScale+ RFSoc RF-DAC 在 900MHz 输入频率下，生成的间距为 20MHz 的两个频率之间，体现出优异的 IM3 性能，即在 $2f_1-f_2$ 和 $2f_2-f_1$ 两个交调失真频率上，大小均为 -85.63dBc，并产生 -7.26dBm 输入。具体如图 9 所示。Zynq UltraScale+ RFSoc RF-ADC IM3 测量使用信号发生器发生的两个 -7dBm、900MHz 信号，间隔 20MHz。RF 评估工具测得 RF-ADC 的 IM3 为 -78.08dBc，如图 10 所示。因此，RF-DAC 和 RF-ADC 在双频失真测试下都体现出优异的线性，能避免产生大量新的频率分量。

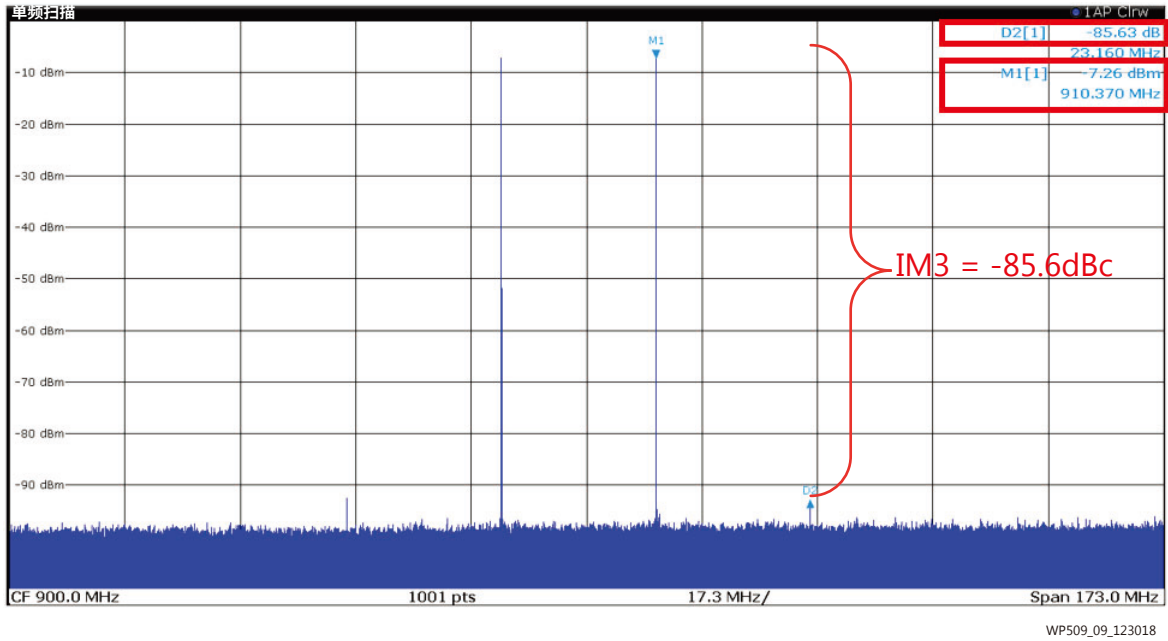


图 9: Zynq UltraScale+ RFSoc RF-DAC 双频输入 IM3 测量

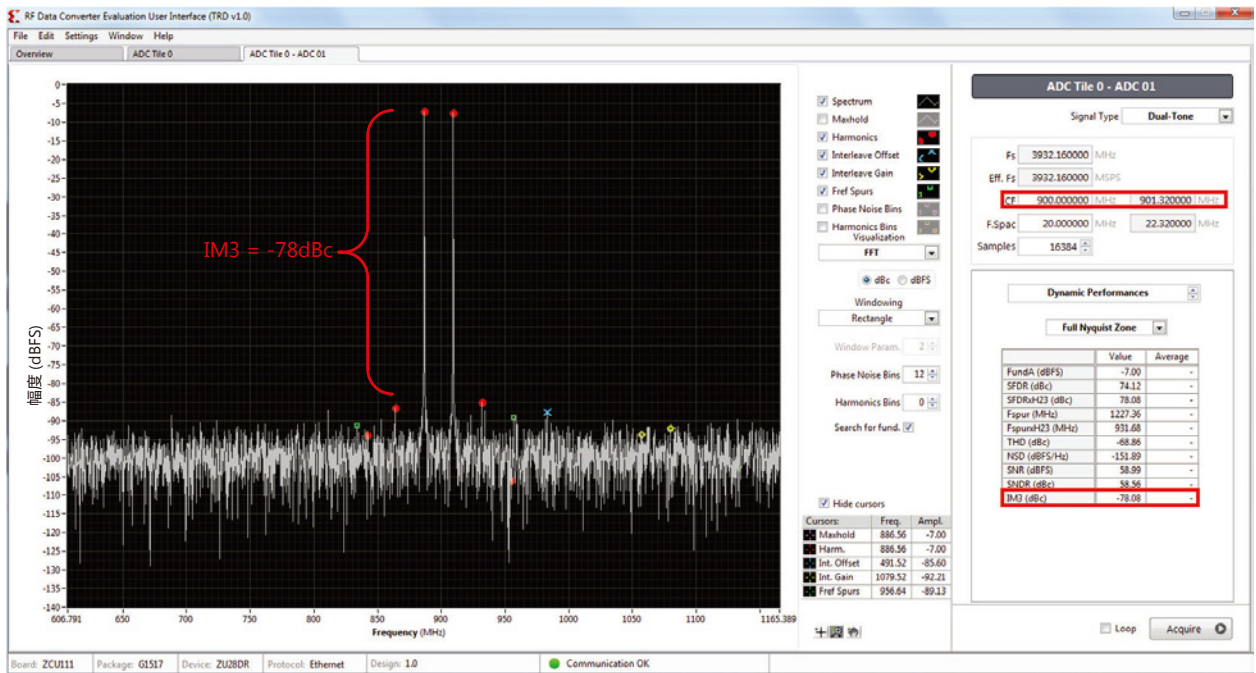


图 10: Zynq UltraScale+ RFSoc RF-ADC 双频输入 IM3 测量 (RF 数据转换器评估工具)

邻信道泄漏比 (ACLR)

随着无线需求持续大幅增长，分配的频谱也越来越拥挤。当今的无线基础设施需要更大的数据容量和带宽，才能为更多用户和移动设备提供 IP 服务。在通过空中接口传输信号时，从被传输信号泄漏到邻近信道的功率会干扰邻近信道中的传输，劣化无线电系统的总体性能。

ACLR 是 3GPP 5G、LTE 和 W-CDMA 等无线电系统中主要使用的标准合规频谱测量指标。图 11 体现的是通信系统中发出的调制信号功率与辐射或泄露到邻近信道的功率之比。在存在多种通信协议的环境中，拥有改变信道带宽和邻近信道间隔的能力至关重要。要测量测试中设备的 ACLR，一般使用调制信号发生器或 DAC。

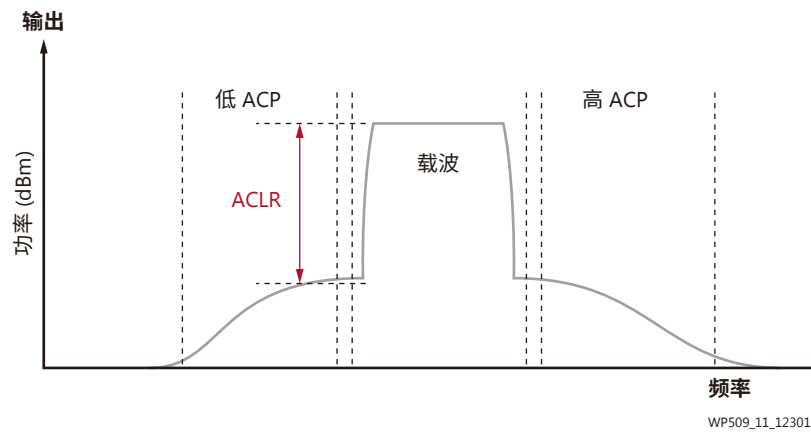


图 11: ACLR 图示

Zynq UltraScale+ RFSoc 集成 8x8 或 16x16 DAC 和 ADC 信道。为测量 DAC 和 ADC 两者的 ACLR 性能，测试设置采用简便的环回模式配置。

图 12 所示的是 ACLR 测量用例。在传输路径中的数字基带上，生成使用 5x20MHz 64QAM LTE 载波的频段 42 IQ 调制信号，内插 8 次，并在两个 DAC 信道中混频到 3,500MHz。一个信道连接到频谱分析器，另一个信道通过外部的 Mini-Circuits ZRL-3500+ 放大器，环回到 ADC。然后，3,500MHz RF 信号经 8 次抽取，混降到基带。在时钟方案中采用 3,932.16MHz 作为 RFSoc 数据转换器采样时钟，491.52MHz 用作基带采样时钟。

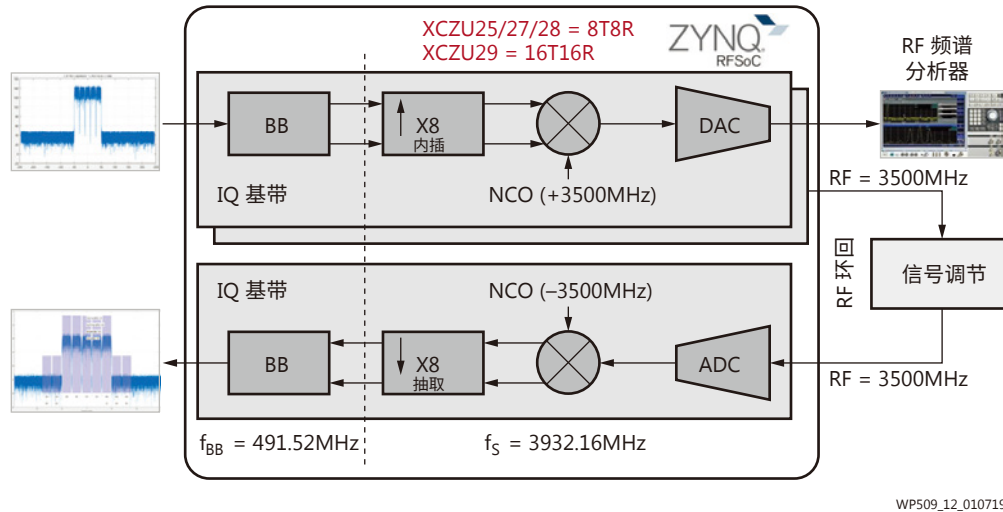


图 12: Zynq UltraScale+ RFSoc ACLR 测量用例

使用罗德与施瓦茨 FSW26 频谱分析器分析 DAC 的动态性能。图 13 所示的是该频谱分析器对由 Zynq UltraScale+ RFSoc DAC 使用采样率为 3,932.16MHz 的内部 PLL 生成的 3,500MHz 发送输出的 64QAM 调制 5x20MHz 多载波的测量情况。在从 Tx1 到 Tx5 信道使用 20MHz 偏移时（分析器屏幕上的“Adj”），上下相邻信道的 ACLR 大约是 -67dBc。在使用 40MHz 偏移时（分析器屏幕上的“Alt1”），上下相邻信道的 ACLR 均为 -68dBc。

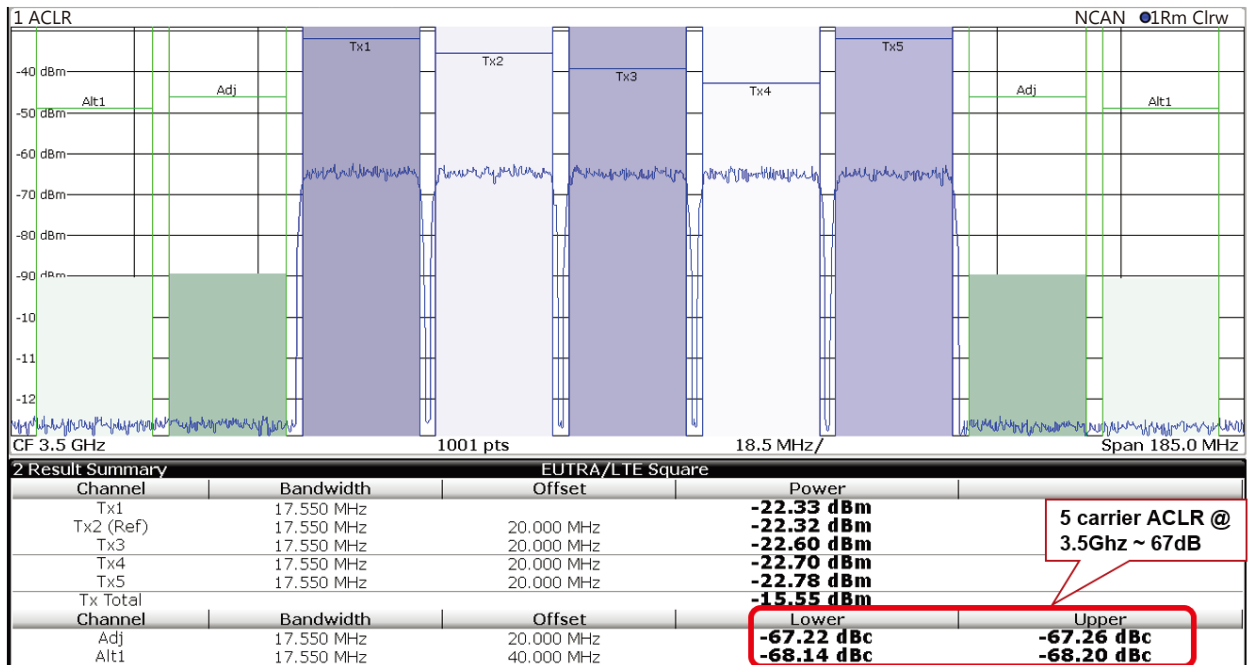
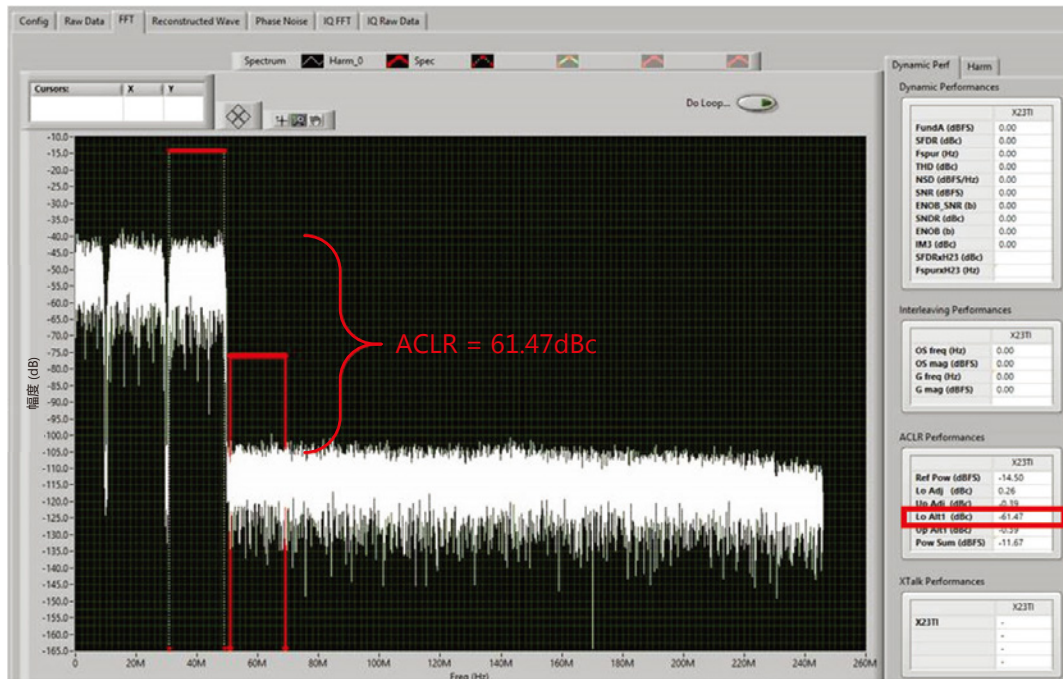


图 13: RF-DAC 在 3,500MHz 时，5 x 20MHz 64QAM 调制的 ACLR 测量

Zynq UltraScale+ RFSoc RF-ADC 的 ACLR 测量采用 DAC 到 ADC 的环回配置，测量结果为 61.42dBc，如图 14 所示。



WP509_14_010919

图 14: RF-ADC 在 3,500MHz 时, 5 x 20MHz 64QAM 调制的 ACLR 测量 (环回模式)

根据 3GPP 5G 标准[参考资料 7]对 5G NR 基站的要求, 相对于载波信号, 整个传输路径系统的 ACLR 发射限值为 -45dB。因此, Zynq UltraScale+ RFSoc 的 ACLR 性能 (参见赛灵思数据手册 DS926) [参考资料 8] 极为优异, 为系统其余部分 (如功率放大器) 降低设计难度留出了充足的空间。

总结

在整个奈奎斯特带宽上使用正弦输入测试时, SNR 和 ENOB 是用于特征化数据转换器并对其进行评估的常见参数。然而, 这些参数和其他传统指标不应用于直接采样应用, 因为此类设计中采用的 RF 数据转换器无需在整个奈奎斯特带宽上工作。相比之下, NSD、IM3 和 ACLR 参数更适合评估直接采样设计中使用的转换器。在此类用例中, 更重要的是量化进入有用频段的数据转换器噪声。因此, 不同 RF 应用需要不同参数规范体系, 才能准确评估系统设计性能。对窄带应用和较传统的宽带应用, 要想准确测量 (使用合适指标) 带内噪声、杂散信号和失真, 需要选择合适的 RF 数据处理解决方案。

随着以集成多信道直接采样 RF-ADC 为特色的 Zynq UltraScale+ RFSoc 的推出, 一系列能够满足最严格 RF 处理要求的赛灵思器件现已发布。其中包括赛灵思的又一业界首创——可在单器件上实现完整软件定义无线电 (SDR) 的器件。

如需了解更多信息, 请访问: www.xilinx.com/RFSoc。

参考资料

1. Xilinx® Zynq® UltraScale+™ RFSoc ZCU111: [RF Data Converter Evaluation Tool](#) (website download page).
2. Carusone, Tony Chan; Johns, David A.; Martin, Kenneth W.: [Analog Integrated Circuit Design](#) (2nd ed., 2012). Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc.
3. National Instruments / White Paper, [Understanding Frequency Performance Specifications](#) (2017).
4. National Semiconductor / Kulchycki, Scott: [Software Defined Radio: Don't Talk to Me about ENOBs, Part 1; Part 2](#). *EETimes RF & Microwave Designline* (2010).
5. Huawei Technologies Co., Ltd. / Public Policy Position: [5G Spectrum](#) (2017).
6. Analog Devices / Beavers, Ian: [Noise Spectral Density: A New ADC Metric?](#)
7. ETSI / Technical Specification, 3GPP TS 38.101-1 v15.2.0 Release 15: "[5G; NR; User Equipment \(UE\) Radio Transmission and Reception](#)" (2018).
8. Xilinx Data Sheet [DS926](#), *Zynq UltraScale+ RFSoc Data Sheet: DC and AC Switching Characteristics*

附录

信噪比方程 $SNR = 6.02N + 1.76dB$ 推导:

设理想 ADC 转换器内的量化误差为 V_Q ，如图 15 所示。

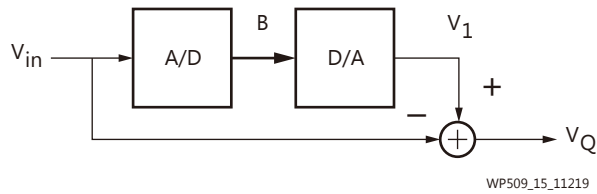


图 15: 量化噪声确定电路

$$V_Q = V_1 - V_{in} ;$$

$$V_1 = V_{in} + V_Q$$

其中 V_1 是量化信号， V_{in} 是理想 ADC 的输入信号。

假设 V_{in} 是一个斜坡输入信号；因此，由于 DAC 的输出，结果 V_1 是一个阶梯信号，如图 16 [参考资料 2] 所示。

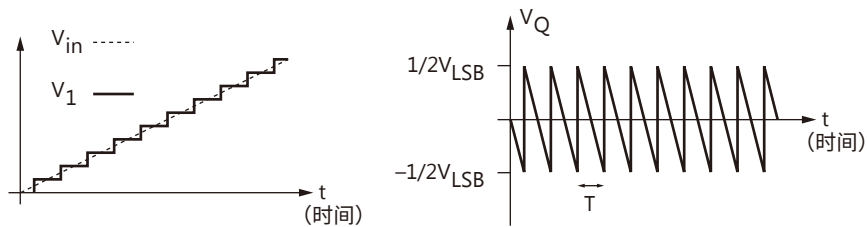


图 16: 根据图 15 的电路得出的 V_1 、 V_{in} 和 V_Q 间的关系

V_Q 是 V_{in} 和 V_1 的差，也是噪声信号 $V_Q(rms)$ 的 RMS 值具体计算如下：

$$\begin{aligned} V_{Q(rms)} &= \sqrt{\left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V_Q^2 dt \right]} \\ &= \sqrt{\left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} V_{LSB}^2 \left(\frac{-t}{T}\right)^2 dt \right]} \\ &= \sqrt{\left[\frac{V_{LSB}^2}{T^3} \left(\frac{T^3}{3} \Big|_{-T/2}^{T/2} \right) \right]} \end{aligned} \tag{方程 12}$$

从 DC 到 $fs/2$ 测得的完整奈奎斯特带宽 RMS 量化噪声的计算方式为：

$$V_{Q(rms)} = \frac{V_{LSB}}{\sqrt{12}} \tag{方程 13}$$

对于理想的数据转换器，SNR 的计算方式为：

$$SNR = 20\log_{10}\left(\frac{V_{in(rms)}}{V_{Q(rms)}}\right) \quad \text{方程 14}$$

假定输入 (V_{in}) 是正弦波。峰值幅度为 $V_{ref}/2$ 。

$$\begin{aligned} SNR &= 20\log_{10}\left(\frac{V_{in(rms)}}{V_{Q(rms)}}\right) \\ &= 20\log_{10}\left(\frac{V_{ref}/(2\sqrt{2})}{V_{LSB}/(\sqrt{12})}\right) \end{aligned} \quad \text{方程 15}$$

代入 $V_{LSB} \equiv \frac{V_{ref}}{2^N}$ 到方程 15 中，

$$\begin{aligned} &= 20\log_{10}\left(\frac{V_{ref}/(2\sqrt{2})}{\frac{V_{ref}}{2^N}/(\sqrt{12})}\right) \\ &= 20\log_{10}\left(2^N \times \frac{\sqrt{12}}{\sqrt{8}}\right) \\ &= (6.02N + 1.76) \text{ dB} \quad \text{在奈奎斯特带宽上。} \end{aligned} \quad \text{方程 16}$$

修订历史

下表列出了本文档的修订历史：

日期	版本	修订描述
2019 年 2 月	1.0	赛灵思初始版本。

免责声明

本文向贵司/您所提供的信息（下称“资料”）仅在对赛灵思产品进行选择和使用参考。在适用法律允许的最大范围内：（1）资料均按“现状”提供，且不保证不存在任何瑕疵，赛灵思在此声明对资料及其状况不作任何保证或担保，无论是明示、暗示还是法定的保证，包括但不限于对适销性、非侵权性或任何特定用途的适用性的保证；且（2）赛灵思对任何因资料发生的或与资料有关的（含对资料的使用）任何损失或赔偿（包括任何直接、间接、特殊、附带或连带损失或赔偿，如数据、利润、商誉的损失或任何因第三方行为造成的任何类型的损失或赔偿），均不承担责任，不论该等损失或者赔偿是何种类或性质，也不论是基于合同、侵权、过失或是其他责任认定原理，即便该损失或赔偿可以合理预见或赛灵思事前被告知有发生该损失或赔偿的可能。赛灵思无义务纠正资料中包含的任何错误，也无义务对资料或产品说明书发生的更新进行通知。未经赛灵思公司的事先书面许可，贵司/您不得复制、修改、分发或公开展示本资料。部分产品受赛灵思有限保证条款的约束，请参阅赛灵思销售条款：<http://china.xilinx.com/legal.htm#tos>；IP 核可能受赛灵思向贵司/您签发的许可证中所包含的保证与支持条款的约束。赛灵思产品并非为故障安全保护目的而设计，也不具备此故障安全保护功能，不能用于任何需要专门故障安全保护性能的用途。如果把赛灵思产品应用于此类特殊用途，贵司/您将自行承担风险和责任。请参阅赛灵思销售条款：<http://china.xilinx.com/legal.htm#tos>。

关于与汽车相关用途的免责声明

如将汽车产品（部件编号中含“XA”字样）用于部署安全气囊或用于影响车辆控制的应用（“安全应用”），除非有符合 ISO 26262 汽车安全标准的安全概念或冗余特性（“安全设计”），否则不在质保范围内。客户应在使用或分销任何包含产品的系统之前为了安全的目的全面地测试此类系统。在未采用安全设计的条件下将产品用于安全应用的所有风险，由客户自行承担，并且仅在适用的法律法规对产品责任另有规定的情况下，适用该等法律法规的规定。