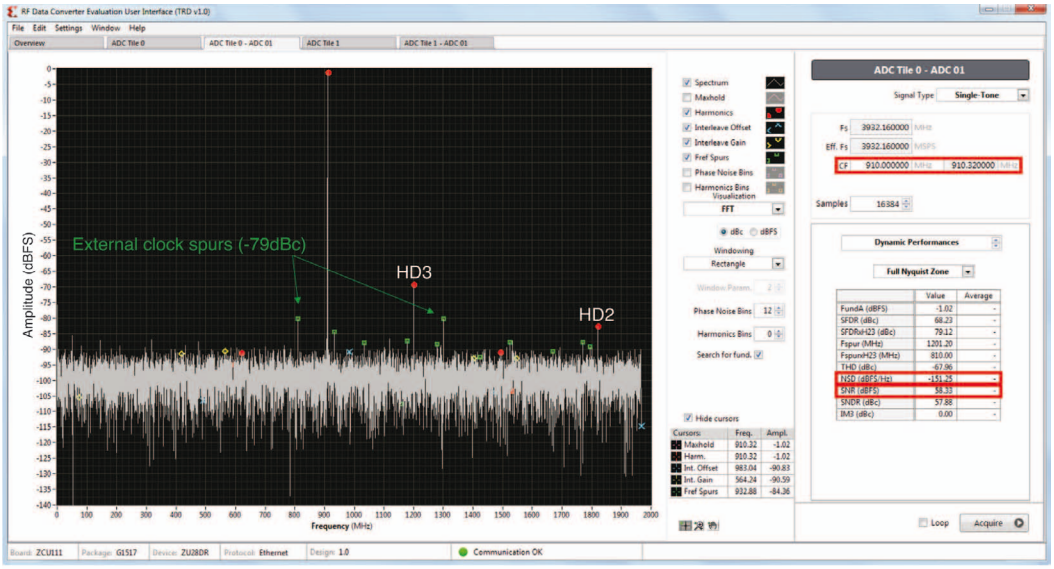
Schlüsselparameter von HF-Sampling-Datenkonvertern kennen und verstehen (Teil 2 und Schluss)

Die wichtigsten Kennwerte eines HF-Sampling-Datenkonverters



WP509_07_123018

In software-definierten Funk- und ähnlichen Schmalband-Anwendungsfällen sind neuere Parameter unverzichtbar, um das Datenkonverterrauschen exakt zu quantifizieren.

Bei HF-Designs mit direkter Abtastung sind Datenkonverter typischerweise gekennzeichnet durch die NSD-, IM3- und ACLR-Parameter und nicht durch herkömmliche Parameter wie SNR und ENOB. Das liegt daran, dass in software-definierten Funk- und ähnlichen Schmalband-Anwendungsfällen das gesamte Datenkonverterrauschen (Nyquist-Bandbreite) nicht in Erscheinung tritt.

Da die Halbleiterprozessgeometrie bis heute immer kleiner wurde, hat die Transitfrequenz der integrierten Transistoren schnell zugenommen. Dementsprechend Benutzerfreundlichkeit und Leistung des HF-Abtastdatenkonverters in Kommunikationsanwendungen mit direkter Abtastung wurden erheblich verbessert. Infolgedessen haben sich Hersteller von analogen Datenkonvertern weitgehend darauf geeinigt, die Rauschspektraldichte (NSD), die Intermodulationsverzerrung 3. Ordnung (IM3) und das Nachbarkanal-Leckverhältnis (ACLR) zur Charakterisierung ihrer Produkte zu verwenden.

Rauschspektraldichte (NSD)

NSD steht für Noise Spectral Density, auch „spektrale Rauschleistungsdichte“ genannt. Wie in Teil 1 beschrieben, berücksichtigen SNR und ENOB den gesamten Nyquist-Bereich des Rauschens eines Datenkonverters. Diese Rauschbandbreite ist aber für die heutigen HF-Abtastdatenkonverter, ins-

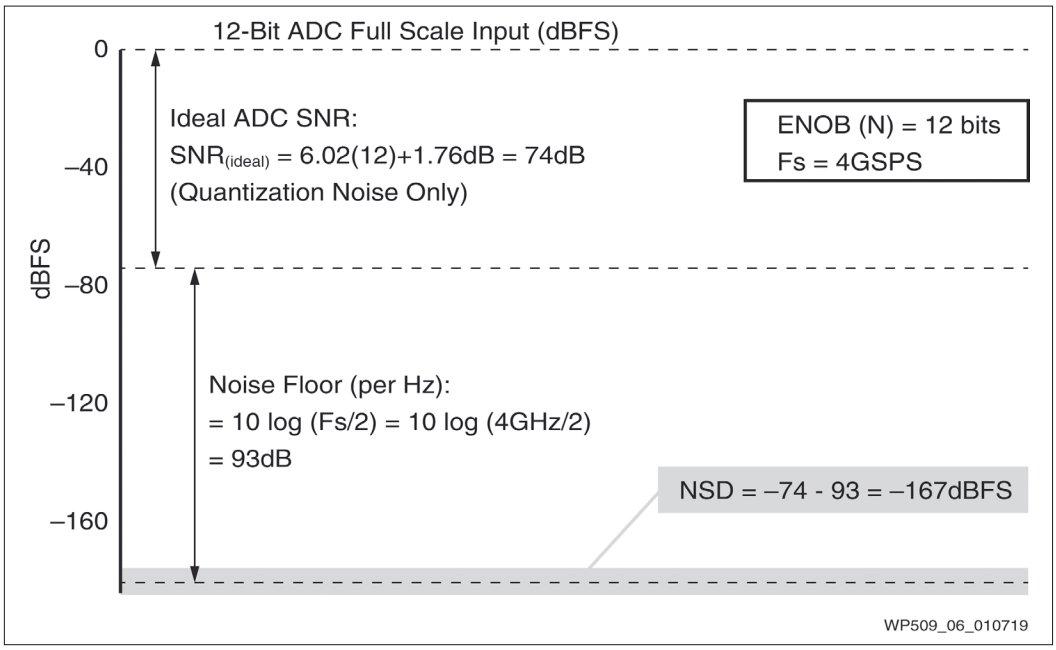


Bild 5: Grafische Darstellung von SNR und NSD im FFT-Spektrum

Quelle:
Understanding Key Parameters for RF-Sampling Data Converters, White Paper WP509 (v1.0) 20. Februar 2019

Xilinx, www.xilinx.com

übersetzt von FS

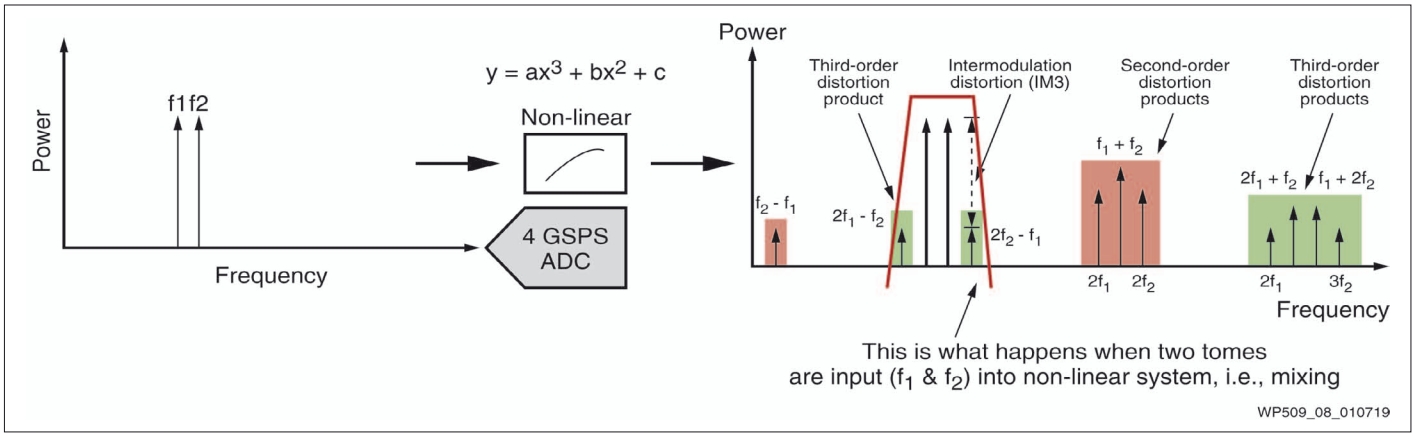


Bild 6: Grafische Darstellung von IM3 in einem nichtlinearen System

besondere für SDR, nicht relevant. In realen Anwendungen sind häufig enge Bandpassfilter für das interessierende Band vorgesehen, und viele ADCs mit HF-Abtastung enthalten Dezimierungsmerkmale, um nur das Signal in der interessierenden Bandbreite zu extrahieren. Beide Aspekte eliminieren immer das gesamte Rauschen außerhalb dieser Bänder.

Somit ist die NSD eine geeignetere Metrik zur Quantifizierung der Fähigkeit des HF-Abtastdatenkonverters, da die NSD gewissermaßen die Menge an Rauschenergie in 1 Hz Bandbreite auch für einen Datenkonverter angibt.

Während die NSD Theoretikern bereits gut bekannt ist, wird sie erst seit einiger Zeit auf Datenkonverter angewendet, sodass sie für einige Ingenieure und IC-Beschaffungs-Manager noch neu ist. Per Definition bezieht sich der Parameter NSD auf die Rauschleistung pro Hertz relativ zum HF-ADC-Vollton am Eingang, der üblicherweise als dBFS/Hz ausgedrückt wird und es ermöglicht, das Rauschverhalten von Datenkonvertern mit unterschiedlichen Abtastraten zu untersuchen.

Um die NSD von Datenkonvertern zu erhalten, wird zunächst die RMS-Quantisierungsrauschleistung über den gesamten Nyquist-Bereich berechnet. Dazu setzt man beim SNR an, das als Verhältnis der Leistung von Grundsignal zur Leistung des Rauschens über der ersten Nyquist-Zone definiert ist:

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

Die folgende Gleichung enthält die Einheiten der Komponenten:

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

Zur Vereinfachung für die Praxis angenommen sei eine Leistung des Grundsignals von 0 dBFS:

$$SNR_{(dBFS)} = 0_{dBFS} - NSD_{(dBFS/Hz)} - 10\log_{10}\left(\frac{fs}{2}\right)_{(Hz)}$$

Dann erhält man folgende einfache Gleichung:

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

Diese NSD-Gleichung ist nützlich, um verschiedene HF-Abtastdatenkonverter mit unterschiedlichen Abtastfrequenzen zu untersuchen und um herauszufinden, welche Produkte das niedrigste frequenzbandspezifische Rauschen in SDR-Anwendungen aufweisen.

Für einen idealen 12-Bit-ADC mit 4 GSPS Abtasttakt gilt:

NSD = - (6,02 × 12 + 1,76) [dBFS] - 10 $\log_{10}$ (4 GSPS/2) [Hz]

= - (74 + 93) dBFS/Hz

= -167 dBFS/Hz

Bild 5 zeigt die Rauschleistung für dieses Produkt.

Für nichtideale Datenkonverter lautet die NSD-Gleichung:

$$NSD_{(dBFS/Hz)} = -SNR_{measured(dBFS)} - 10\log_{10}\left(\frac{fs}{2}\right)_{(Hz)}$$

Das vollständige SNR wird zwecks Anwendung dieser Gleichung entweder durch eine direkte Messung oder aus dem vom Anbieter gelieferten Datenblatt erhalten.

Das Aufmacherbild betrifft das Xilinx Zynq UltraScale +

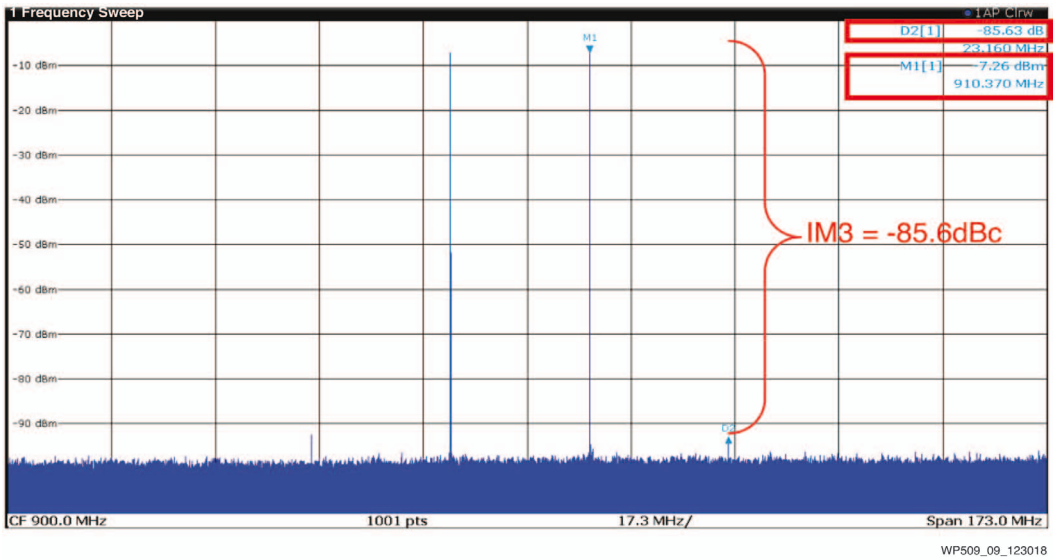


Bild 7: Zynq UltraScale + RFSoC RF-DAC IM3-Messung mit Zweitonsignal

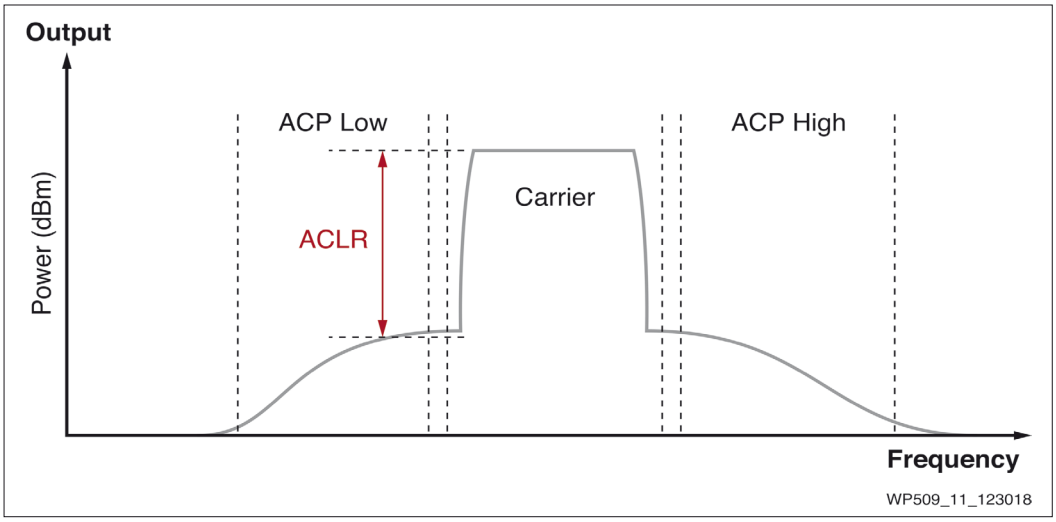


Bild 8: Grafische Darstellung zum ACLR

RFSoC-Tool zur Bewertung von HF-Datenkonvertern. Es sind 58,33 dBFS des gemessenen SNR und -151,25 dBFS/Hz des gemessenen NSD dargestellt bei 3,93216 GSPS Abtasttakt für F_{out} = 900 MHz Sinuswelle bei -1 dBFS. Wir überprüfen dies mit der obigen Gleichung:

RF-ADC NSD (dBFS) bei 900 MHz = - $SNR_{gemessen}$ [dBFS] - 10 $\log_{10}$ (f_s/2) [Hz]

= -58,33 dBFS - 10 $\log_{10}$ (3,93216 GSPS/2)

= -151,33 dBFS/Hz

Intermodulationsverzerrung dritter Ordnung (IM3)

Jedes komplexe Signal enthält Komponenten mit mehreren Frequenzen gleichzeitig. Nichtlinearität in der Übertragungsfunktion des Wandlers verursacht nicht nur eine Verzerrung eines reinen Tons, sondern auch zwei oder mehr Signalfrequenzen zur Interaktion und Bildung von Intermodulationsprodukten. Im Fall der Interaktion eines Grundtons mit einer Harmonischen des Zweiton-Testsignals spricht man von Intermodulationsverzerrung dritter Ordnung oder IM3. Die 3 folgt aus 1 (Grundton) + 2 (2. Harmonische) = 3. Diese M-Produkte fallen in die Nähe des Nutzsignals.

Typischerweise wird der Zweitontest verwendet, um nichtlineares Verhalten (d.h. praktisch IM3) für eine breite Palette von HF-Geräten zu messen, insbesondere Datenkonverter. Dabei wird ein Eingangssignal mit f1 und f2 mit kleiner Trennung in das HF-Gerät (z.B. den ADC) injiziert. Am Ausgang erscheinen lediglich die zwei Töne mit genau den gleichen Frequenzen wie das Eingangssignal, wenn der ADC perfekt linear ist. Beim nichtlinearen ADC treten jedoch die Signale $2f_1$ - f_2 und $2f_2$ - f_1 als Intermodulationsverzerrungsprodukte hinzu sowie nf_1 und nf_2 als harmonische Komponenten. Ein Zweitontest ist in Bild 6 illustriert.

Einige Anwendungen, insbesondere diejenigen, die sich mit der HF-Signalverarbeitung befassen, reagieren empfindlicher auf die genannten Intermodulationsprodukte als andere. Zum Beispiel sind in HF-Anwendungen die Produkte dritter Ordnung $2f_1$ - f_2 oder $2f_2$ - f_1 wichtig, da sie der Eingangsfrequenz am nächsten liegen. Andere Frequenzen können digital herausgefiltert werden. Aus diesem Grund werden andere Szenarien als IM3 normalerweise ignoriert, wenn die IMD (Intermodulation Distortion) für HF-Anwendungen angegeben ist.

IM3 kann zu schwerwiegenden Problemen in HF-Kommunikationssystemen führen, auch dann, wenn die zusätzlichen Frequenzen in Bändern neben den modulierten Signalen auftauchen. In einem Empfangspfad kann IM dazu führen, dass Außerbandsignale das interessierende Signal stören. Auf der anderen Seite kann ein schlechter IM3 benachbarte Kanäle beeinflussen.

Die M3-Leistung des Zynq UltraScale + RFSoC RF-DAC bei Eingangsfrequenzen um 900 MHz und mit einem Abstand von 20 MHz zwischen den zwei erzeugten Tönen beträgt -85,63 dBc sowohl bei $2f_1$ - f_2 als auch bei $2f_2$ - f_1 mit -7,26 dBm Eingangspegel, wie in Bild 7 dargestellt. Für den Zynq UltraScale + RFSoC RF-ADC wurde unter ähnlichen Bedingungen ein IM3 von -78,08 dBc ermittelt. Folglich weisen sowohl RF-DAC als auch RF-ADC eine hervorragende Linearität im Zweitontest auf, wodurch die Erzeugung großer neuer Frequenzkomponenten verhindert wird.

Adjacent Channel Leakage Ratio (ACLR)

Da die Nachfrage nach drahtlosen Anwendungen dramatisch gestiegen ist, wird das zugewiesene Frequenzspektrum immer mehr überfüllt. Heutzutage erfordert die drahtlose Infrastruktur eine immer größere Datenkapazität und Bandbreite zur Bereitstellung von IP-Diensten für mehr Teilnehmer und mehr mobile Geräte. Während der Über-

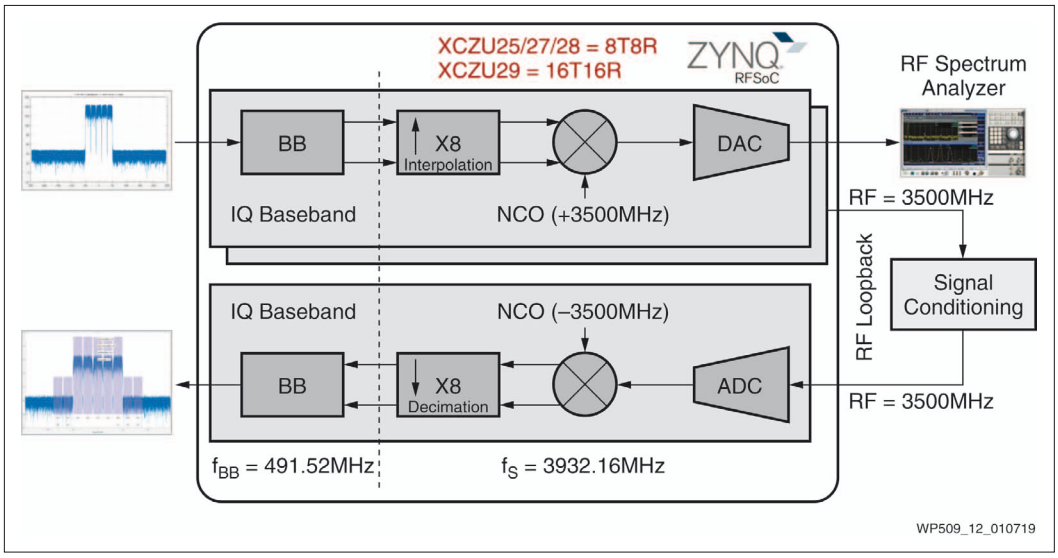


Bild 9: Anwendungsfall der ACLR-Messung

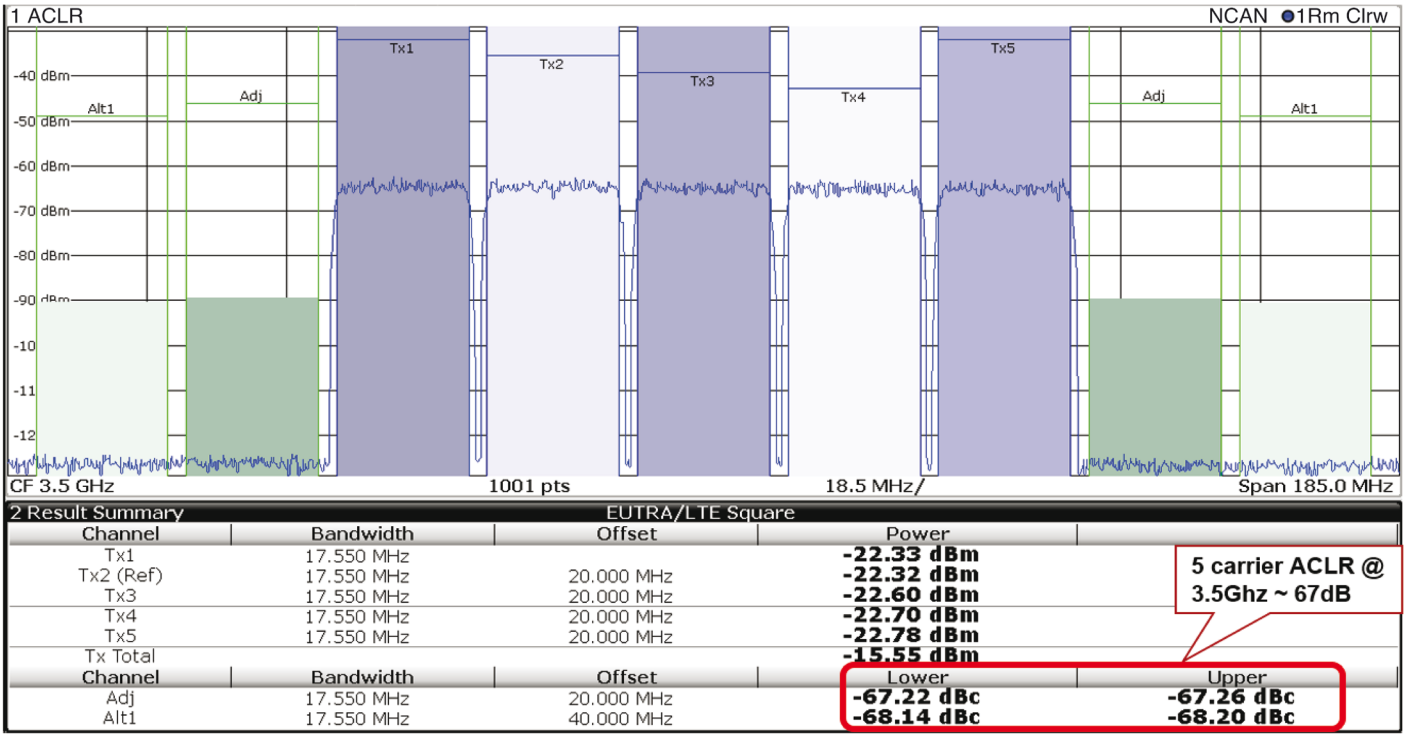


Bild 10: RF-DAC-ACLR-Messung für 64QAM mit 5 x 20 MHz bei 3500 MHz

tragung eines Signals durch eine Over-the-Air-Schnittstelle kann Leistung in benachbarte Kanäle entweichen und dadurch die Übertragung in den angrenzenden Kanälen stören und die Gesamtleistung des Funksystems beeinträchtigen.

Das ACLR beruht auf einer standardkonformen Spektrumsmessung für den Einsatz in Funksystemen wie 3GPP 5G, LTE und W-CDMA. Wie in Bild 8 gezeigt, charakterisiert es das Verhältnis von modulierter Signalleistung zur Leistung, die davon in benachbarte Kanäle des Kommunikationssystems übertritt. Die Möglichkeit, die Bandbreiten und den Abstand benachbarter Kanäle zu variieren, ist erforderlich, um im Rahmen verschiedener Kommunikationsprotokolle zu messen.

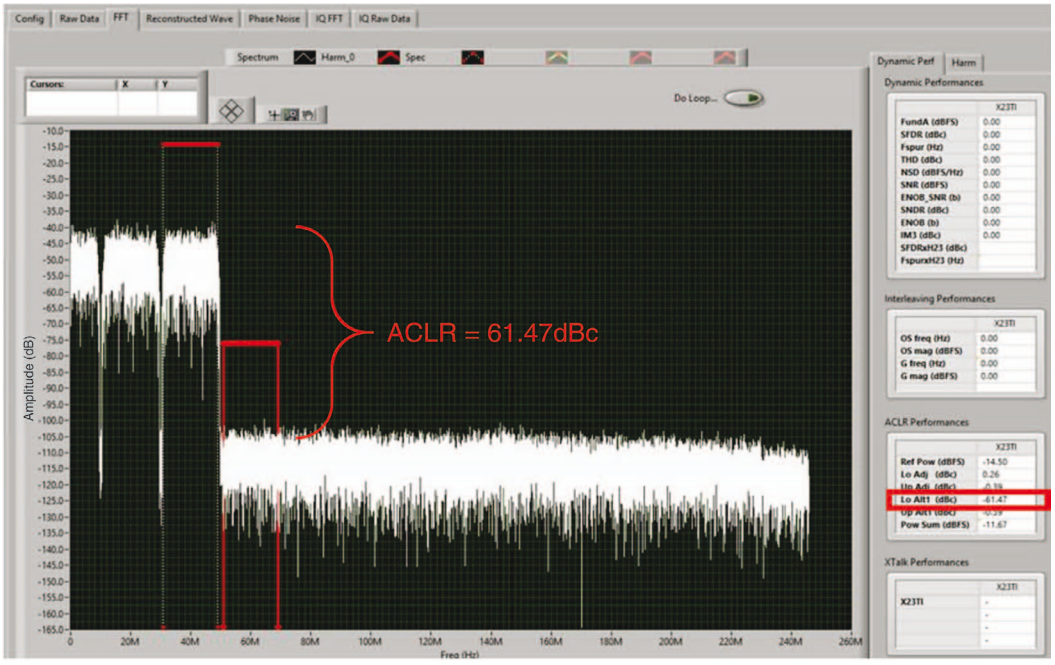


Bild 11: RF-ADC-ACLR für 64QAM mit 5 x 20 MHz bei 3500 MHz im Loopback-Modus

Zur Messung des ACLR wird üblicherweise ein moduliertes Signal aus einem entsprechenden Generator oder DAC verwendet. Der Zynq UltraScale + RFSoC beispielsweise integriert entweder 8x8- oder 16x16-DAC- und ADC-Kanäle. Bild 9 skizziert zeigt den Anwendungsfall der ACLR-Messung (mehr in der Originalveröffentlichung) beim DAC. Bild 10 zeigt die Darstellung des Spektrumanalysators für 5 x 20 MHz Multi-Carrier in 64QAM-Modulation bei 3500 MHz am Senderausgang. Zwischen den Tx1- bis Tx5-Kanälen beträgt die ACLR sowohl des oberen als auch des unteren Nachbarkanals etwa -67 dBc. Für das ACLR des Zynq UltraScale + RFSoC RF-ADC werden 61,42 dBc in der Loopback-Konfiguration von DAC zu ADC gemessen, wie in Bild 11 gezeigt. Mit 40 MHz Offset betragen beide ACLRs -68 dBc.

Gemäß der 3GPP-Anforderung für eine 5G-NR-Basisstation beträgt die ACLR-Emissionsgrenze für das Gesamtsystem und den Sendepfad -45 dB in Bezug auf das Trägersignal. ◄