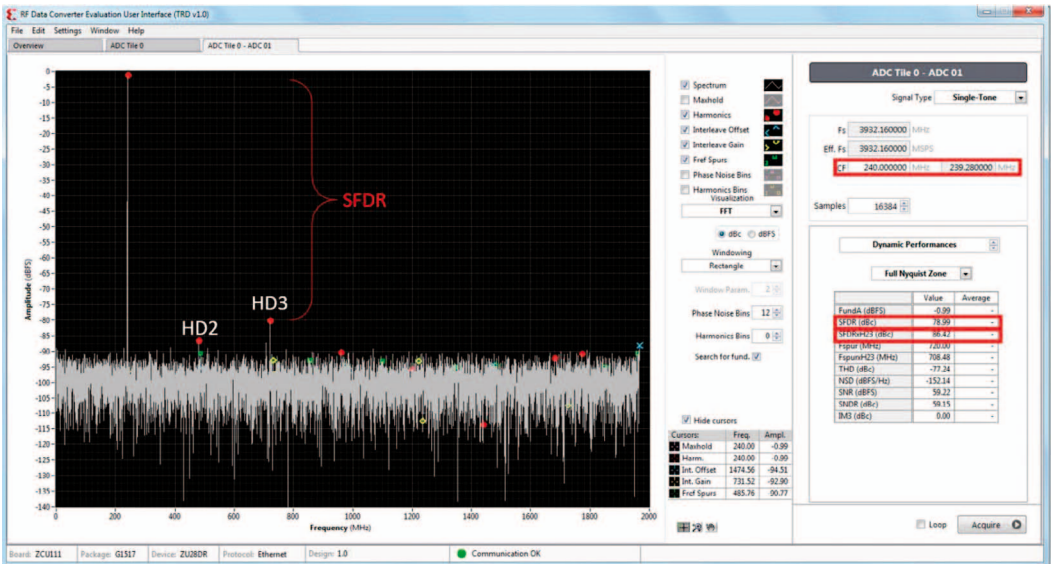
Schlüsselparameter von HF-Sampling-Datenkonvertern kennen und verstehen (Teil 1)

Herkömmliche ADC-Spezifikationen: SFDR, SNR, SNDR & ENOB



In diesem zweiteiligen Beitrag werden zunächst die traditionellen ADC-Parameter SFDR, SNR, SNDR (SINAD) und ENOB vorgestellt, die eine gute Charakterisierung von Datenkonvertern in Breitbandanwendungen ermöglichen. In Teil 2 geht es dann um Herleitung und Messung der Parameter NSD, IM3 und ACLR, die eine große Rolle in SDR- und Schmalband-Anwendungen spielen.

Quelle: Understanding Key Parameters for RF-Sampling Data Converters, White Paper WP509 (v1.0) 20. Februar 2019, Xilinx, www.xilinx.com, übersetzt von FS

Im vorliegenden ersten Teil kommen die grundlegenden mathematischen Beziehungen für die traditionellen ADC-Parameter SFDR, SNR, SNDR (SINAD) und ENOB zur Sprache und es wird veranschaulicht, warum diese eine gute Charakterisierung von Datenkonvertern in Breitbandanwendungen wie Überlagerungsempfängern ermöglichen. Dann wird begründet, warum diese Parameter für Datenkonverter in Schmalbandanwendungen, die über ihre gesamte Nyquist-Bandbreite arbeiten, wie es bei der direkten HF-Abtastung im SDR der Fall ist, weniger geeignet sind. In Teil 2 werden dann Herleitung und Messung von NSD, IM3 und ACLR thematisiert.

Einführung

Analoge Datenkonverter wurden bereits im Zweiten Weltkrieg für entwickelt Nachrichtenverschlüsselungssysteme benutzt. Seit jenen frühen Tagen hat die Industrie Schlüsselparameter definiert und übernommen (z. B. SNR, SFDR und ENOB), um die Leistungsfähigkeit von Datenkonvertern näher zu quantifizieren. In letzter Zeit wurden viele neue HF-Abtastdatenkonverter für die Implementierung in SDR-Anwendungen entwickelt, aber die Parameter für herkömmliche ADCs übernommen. Doch diese können HF-Abtastwandler nicht vollständig charakterisieren. Ein neuer Satz von Parametern, wie z. B. Rauschspektraldichte (NSD), Intermodulation 3. Ordnung (IM3) und Lecking-Verhältnis des Nachbarkanals (ACLR) sind erforderlich, um insbesondere die dynamische Leistung von HF-Abtastdatenkonvertern zu definieren, die heute für Direkt-HF-Abtastanwendungen eingesetzt werden.

In diesem Beitrag werden die Spezifikationen sowohl für herkömmliche Datenkonverter als auch für neue HF-Abtastungen beschrieben. Verschiedene Datenkonverter werden beschrieben und die bevorzugten Parameter für HF-Abtastkonverter identifiziert.

Spurious-Free Dynamic Range (SFDR)

Der störungsfreie Dynamikbereich (SFDR) wird üblicherweise verwendet, um den nutzbaren Dynamikbereich eines Datenkonverters abzustecken, d.h. den Bereich, bevor die Störkomponente das Nutzsignal stört oder verzerrt.

Der SFDR ist definiert als das Verhältnis des quadratischen Mittelwerts (RMS) der sinusförmigen Testsignals zum Effektivwert des Spitzenstörsignals im Ausgang, gemessen von 0 Hz (DC) bis zur die Hälfte der Abtastrate des Datenkonverters (fs/2). Die Spitzenstörkomponente könnte harmonisch oder nichtharmonisch sein. Der SFDR kann mit der folgenden Gleichung berechnet werde:

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

Kennt man die entsprechenden Pegel (in dBm), kann man einfach die Differenz bilden.

Das Aufmacherbild zeigt die SFDR- und Oberwellen-Leistung eines RF-ADCs mit einer Amplitude von -1 dBFS bei 240 MHz im Eingang, sodass ein SFDR = 79 dBc vorliegt. Gemäß der FFT-Messung ist der größte Störpegel die dritte Harmonische des Eingangssignals. Der SFDR von Datenkonvertern wird häufig durch die zweite oder dritte Harmonische des Eingangssignals begrenzt.

Durch sorgfältiges Filter-Design und optimale Frequenzplanung können HD2 und/oder HD3 jedoch in der Regel soweit unterdrückt werden, dass sich der SFDR stark verbessert. Ohne HD2 und HD3 beträgt der SFDR hier 86,42 dBc.

Signal/Rausch-Verhältnis (SNR)

Das Signal/Noise Ratio (SNR) ist der Parameter, der typischerweise zur Quantifizierung des Rauschens in Datenkonvertern verwendet wird. Auch dieses Verhältnis der Leistung des Rauschens zur Leistung des vom

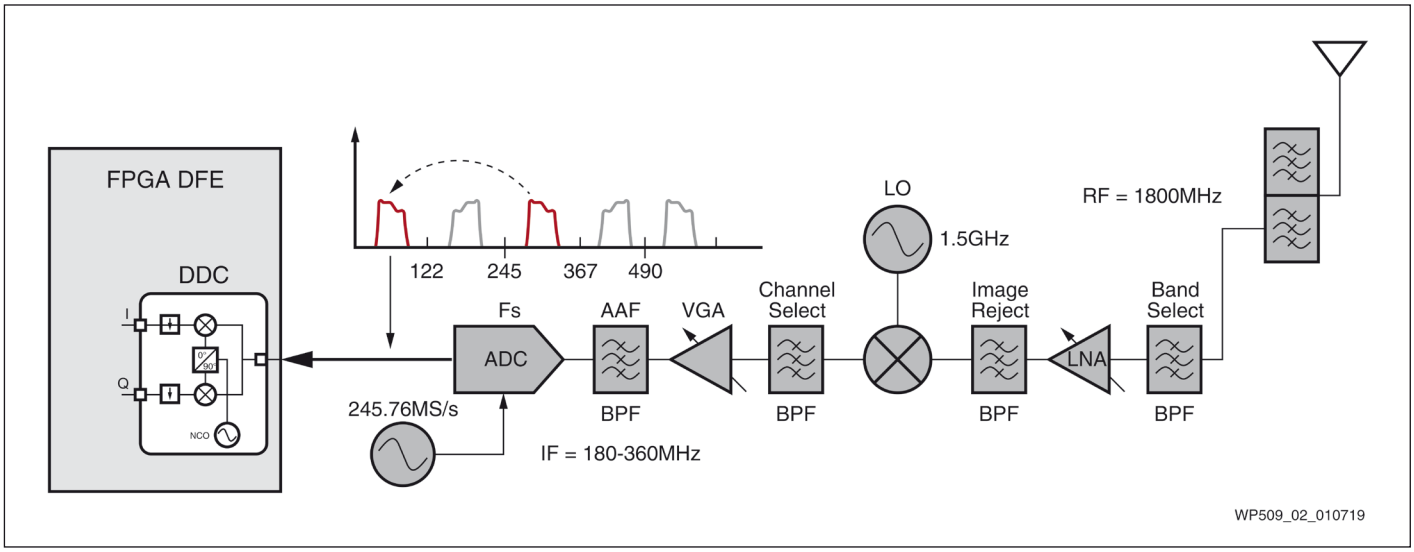


Bild 1: Blockschema eines Superhetempfängers mit hoher 1. ZF

Rauschen befreiten Eingangssignals wird üblicherweise in Dezibel ausgedrückt. Es werden die Effektivwerte des Signals und des Rauschens in Beziehung gesetzt:

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

Da man das Signal nicht ohne Rauschen messen kann, bildet man zunächst das Verhältnis N/(S+N) und rechnet dann in das SNR um. Beide Verhältnisse verschlechtern sich normalerweise bei höherer Frequenz aufgrund von Abtast-Jitter.

Störendes Rauschen kommt beim ADC aus drei Quellen:

- Quantisierungsrauschen
- thermisches Rauschen des ADCs
- Jitter-Rauschen (Abtastunsicherheitsrauschen)

Das theoretische maximale SNR für einen ADC mit einem vollständigen Sinussignal am Eingang ergibt sich lediglich aus dem Quantisierungsrauschen.

Für das SNR ist noch eine andere (einfachere) Formeldarstellung auf Basis der Nyquist-Bandbreite möglich, wobei N die Anzahl der Bits eines idealen ADCs ist:

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

Diese Formel gibt das bestmögliche SNR über die gesamte Nyquist-Bandbreite unter der Annahme eines Sinussignals am Eingang für einen idealen N-Bit-Datenkonverter (ohne harmonische Verzerrung) an.

Das SNR eines Datenkonverters ist ebenfalls begrenzt durch sein eigenes thermisches Rauschen und das Abtasttakt-Phasenrauschen. Das SNR verbessert sich, wenn die Eingangssignalbandbreite niedriger ist als die Nyquist-Rate. (Eine detaillierte Ableitung finden Sie im Anhang der Originalveröffentlichung.)

Verhältnis Signal/(Rauschen+Verzerrungen): SNDR

Das SNDR (auch SINAD genannt) ist das Verhältnis der RMS-Signalleistung zu (a) der gesamten Rauschleistung und (b) der RMS-Summe aller anderen Spektralkomponentenleistungen plus aller anderen harmonischen Komponentenleistung am Ausgang (ohne Gleichstrom), wenn das Eingangssignal eine Sinuswelle ist.

Das SNDR ist einer der Schlüsselparameter zur Beurteilung der dynamischen Leistung von Datenkonvertern, da das SNDR das gesamte Rauschen und die übrigen Störungen (z.B. Oberwellen) über die Nyquist-Bandbreite enthält. Die SNDR-Gleichung kann wie folgt dargestellt werden:

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

Dabei ist PSignal die durchschnittliche Leistung der interessierenden Signal-, Rausch- und Verzerrungskomponenten.

Das SNDR wird üblicherweise in Dezibel, dBc (Dezibel relativ zum Träger) oder dBFS (Dezibel relativ zum Skalenendwert) ausgedrückt. Auch das SNDR hat noch eine andere Gleichung:

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

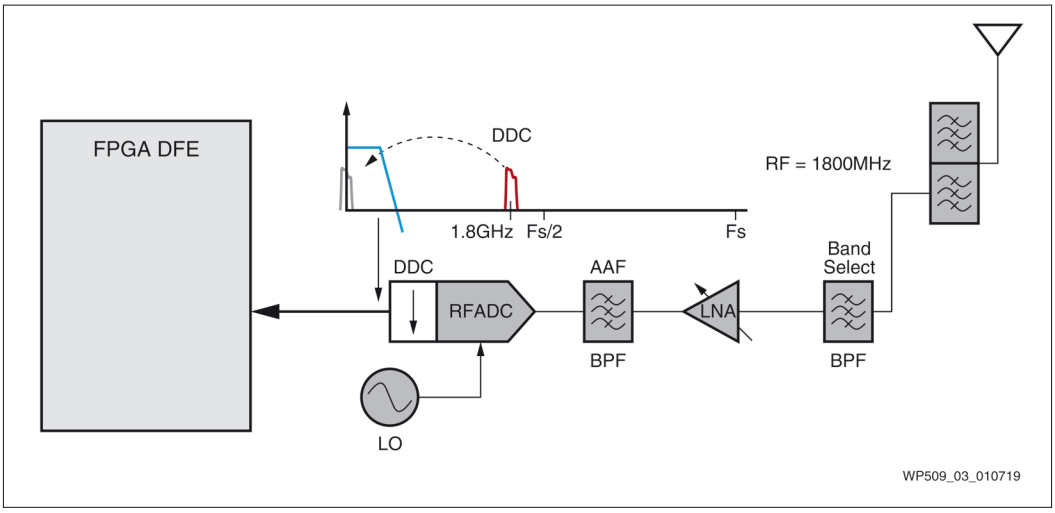


Bild 2: Blockdiagramm eines Überlagerungsempfängers mit Direct-RF-Sampling-Architektur

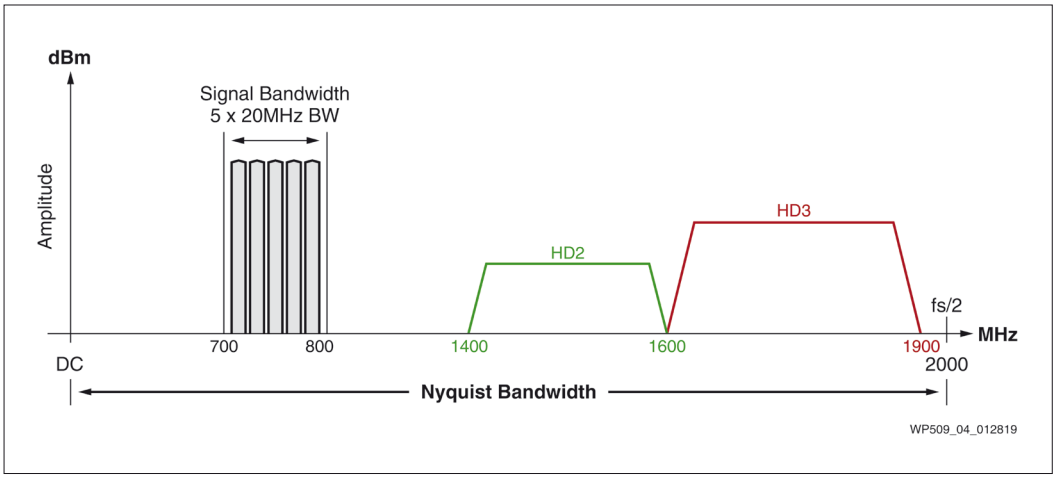


Bild 3: 4G-LTE-Mehrträger-Signalspektrum, 5 x 20 MHz BW, zentriert bei 700 MHz (4 GSPS Abtastung)

Das SNDR ist eine Kombination der SNR- und THD-Spezifikationen (Total Harmonic Distortions, Klirraktor) und daher vergleicht das SNDR alle unerwünschten Frequenzkomponenten mit dem Eingangsnutzsignal. Es lässt sich als ein Gesamtmaß der dynamischen Leistung des Konverters auffassen.

Effektive Anzahl von Bits (ENOB)

Die effektive Anzahl von Bits (Effective Number of Bits) ist ein Parameter, der zur Charakterisierung der Qualität der Datenwandlung verwendet wird, dies in Bezug auf das Eingangssignal über die Nyquist-Bandbreite. Die ENOB impliziert, dass der Konverter so funktioniert, als wäre er perfekt. Der perfekte Datenwandler verursacht absolut keine Verzerrungen und das einzige Rauschen, das er zeigt, ist das Quantisierungsrauschen. Das SNR wäre dann gleich dem SNDR in der Gleichung SNR (dBFS) = 6,02 N + 1,76. Daher ist die ENOB lediglich eine andere Darstellung des Parameters SNDR:

$$ENOB(N) = \frac{SNDR_{(dBFS)} - 1.76}{6.02}$$

Hierbei wird beim SNDR (dBFS) ein vollwertiges (full-scale) Eingangssignal angenommen.

Für nichtideale Datenkonverter umfasst die gegenüber dem idealen DAC eintretende SNDR- und ENOB-Verschlechterung jedoch Unvollkommenheiten wie thermisches Rauschen des Wandlers, fehlender Ausgangs-Code, Oberschwingungen, AC/DC-Nichtlinearität, Verstärkungs-/Versatzfehler und Phasenrauschen oder Jitter der Taktung. Auch das Rauschen auf der externen Vorspannungsreferenz und den Stromversorgungsschienen verringert die ENOB. Darüber hinaus nimmt der ENOB-Wert mit zunehmender Frequenz des Eingangssignal aufgrund des Problems der Nichtlinearität ab. Die ENOB kommt vom SNDR her, das wiederum im Zusammenhang mit THD und SNR steht. Detaillierte Spezifikationen, um ein genaues ENOB für einen Datenkonverter anzuzeigen und die erforderlichen Bedingungen sind im Datenblatt hervorgehoben.

Aufgrund der oben genannten Kriterien tendieren die meisten Anbieter von analogen Datenkonvertern dazu, ihre ENOB in einem idealen Szenario in der Kurzfassung im Datenblatt anzugeben. Systemingenieure und Beschaffungs-Manager sind dann eventuell neugierig, warum der gemessene ENOB-Wert sich deutlich vom Wert im Datenblatt unterscheidet.

Einige wichtige Punkte zur ENOB:

Die „Anzahl der Bits“ bei der Datenkonverterbezeichnung (z.B. 14-Bit ADC) bezieht sich lediglich auf die Auflösung. Dies hat nichts mit der ENOB zu tun.

- Die ENOB ist hauptsächlich eine Funktion von Rauschen, Nichtlinearität und Eingangssignalfrequenz.
- Die ENOB wird auch durch externe Unsicherheiten (z.B. Taktquelle, Stromversorgung) beeinträchtigt.
- Die ENOB wird über die gesamte Nyquist-Bandbreite (DC bis fs/2) berechnet.
- Die ENOB ist kein guter Maßstab zur Analyse von Direkt-HF-Systemen wie SDR.

Konventionelle Datenkonverter-Parameter und das SDR

Per Definition sind SFDR, SNR, SNDR und ENOB Kennwerte, die von der vollständigen Nyquist-Bandbreite des Datenkonverters in Bezug auf ein Einton-Sinussignal am Eingang abgeleitet sind.

Bild 1 zeigt eine traditionelle Überlagerungsempfänger-Architektur mit hochliegender 1. ZF. In diesem Beispiel wird ein Eingangssignal mit 1,8 GHz durch Mischen auf 300 MHz herunterkonvertiert; der lokale Oszillator (LO) arbeitet mit 1,5 GHz. Das ZF-Signal wird durch Abtasten im ADC auf 54,24 MHz zurückgesetzt; die Sample-Rate beträgt 245,76 MSPS. In diesem Fall nimmt das interessierende Signal den größten Teil der ADC-Nyquist-Bandbreite ein. Daher sind SNR und ENOB für die Charakterisierung der dynamischen Leistung des ADCs sinnvoll.

Wenn dies nun mit der direkten HF-Abtastung verglichen wird, wie sie im software-definierten Funkempfänger (SDR) Verwendung findet, so wird für diesen Fall deutlich, dass die ENOB kein genauer Parameter zur Charakterisierung eines Datenkonverters ist. In dem SDR-Beispiel, dargestellt in Bild 2, tastet ein RF ADC eine große Bandbreite ab, die das gewünschte Signal enthält. Es folgt eine Abwärtskonvertierung und Filterung im digitalen Bereich.

Die größten Sorgen bei so einer Direkt-HF-Implementierung bereiten die Artefakte im heruntergetasteten und gefilterten Band. Das SNR, das SFDR und die ENOB, die über die Nyquist-Bandbreite definiert werden, sind wegen der hier bestehenden Möglichkeit, die Außerbandverzerrungen mit einer guten Frequenzplanung zu umgehen oder herauszufiltern, wenig relevant. Die wichtigste Eigenschaft ist hier eher die Empfindlichkeit, die auch in solchen Parametern wie NSD, IM3 und ACLR zum Ausdruck kommt. Dies sind relevantere Spezifikationen zur Quantifizierung der Leistung eines HF-Abtastdatenkonverters, da sie den tatsächlichen Einfluss von Rauschen und Verzerrungen auf den Konverter im dezimierten interessierenden Band widerspiegeln.

Anwendungen für HF-Sampling-Datenkonverter

Um die Wichtigkeit der eben genannten neueren Parameter zu unterstreichen, folgen als Vorgeschmack auf Teil 2 beispielhafte Anwendungen für SDR-Implementierungen mit einer Nutzbandbreite, die geringer ist als die gesamte Nyquist-Bandbreite des ADCs:

- 4G Long Term Evolution (LTE) Multi-Carrier
- 5G massives MIMO (unter 6 GHz)

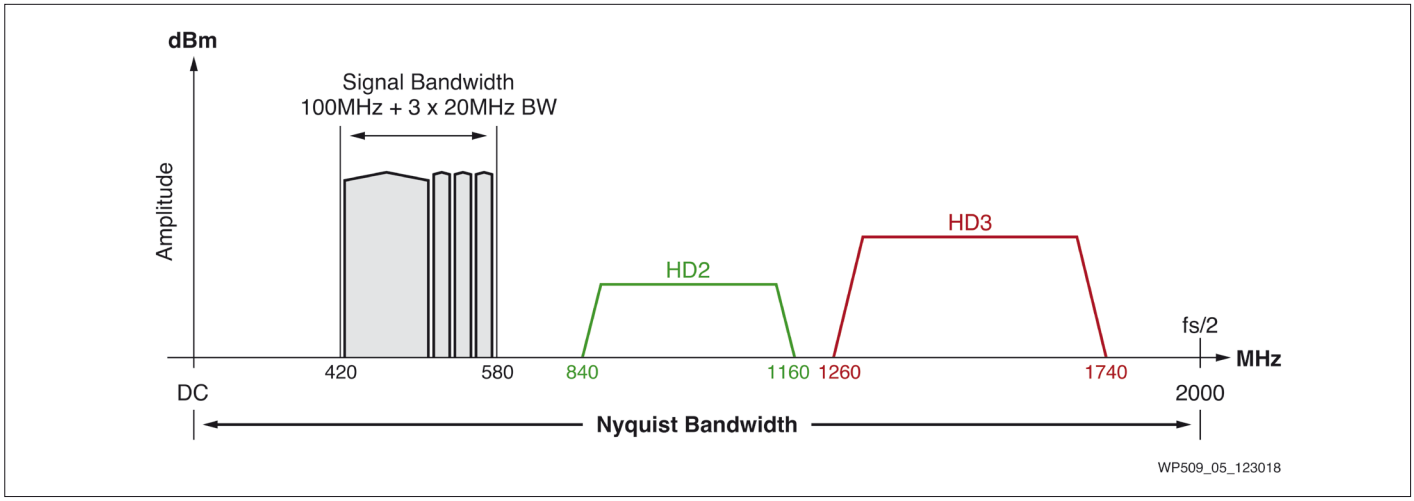


Bild 4: Beispiel für 5G Massive MIMO mit 100 MHz Signalbandbreite in FR1 plus 4G-LTE-Multi-Carrier-Lösung mit drei 20-MHz-Signalbandbreiten, zentriert bei 3500 MHz mit 4 GSPS Abtasttakt und Zurückklappen in die Nyquist-Zone 1

- Mikrowellen-Backhaul
- Phased-Array-Radar

4G LTE Multi-Carrier

4G LTE hat in den meisten Industrieländern eine Verbreitung von mehr als 80% erreicht. Der 4G-LTE-Multi-Carrier-Standard wird hauptsächlich in Frequenzbändern zwischen 700 und 3800 MHz eingesetzt, wobei mit zwischen 1 und 20 MHz skalierbarer Trägerbandbreite und maximal fünf aggregierten Trägerkomponenten gearbeitet wird.

Bei 4G LTE werden zwei Hauptschemata verwendet, um das Senden und Empfangen zu regeln: Frequenzduplex (FDD) und Zeitduplex (TDD). FDD-aggregierte Träger werden auf zwei verschiedene Frequenzen aufgeteilt, wodurch es möglich ist, Signale (DL und UL) gleichzeitig zu senden und zu empfangen. Im Gegensatz dazu sind die Trägerfrequenzen der TDD-Komponenten und ihre Bandbreiten für DL und UL gleich.

Der 4G-LTE-Standard sei hier in Bild 3 als praktisches Beispiel vorgestellt, das zeigt, warum SNR, SFDR und ENOB für die Bewertung der Schmalband-RF-ADC- und RF-DAC-Leistung irrelevant sind. Zum Beispielsweise können fünf 20-MHz-Kanäle in 100 MHz Bandbreite empfangen werden, die auf 700 MHz zentriert ist, und die Datenkonverter im System arbeiten mit 4.000 MSPS Abtastrate.

Basierend auf der SNR-Definition im entsprechenden Abschnitt oben wird der Effektivwert des Quantisierungsrauschens über den gesamten Nyquist-Frequenzbereich (d.h. 2 GHz) integriert; bei 4G LTE muss jedoch nur eine Rauschkanalbandbreite von 20 MHz berücksichtigt werden.

In ähnlicher Weise zeigt der Abschnitt zum Spurious-Free Dynamic Range (SFDR) die zweite oder dritte Harmonische als Worst-Case, der die SFDR-Leistung einschränken. Somit hat das SFDR keinen Einfluss auf die Leistung des 4G-LTE-Systems in der 100-MHz-Empfängerbandbreite bei korrekter Kanalfilterung, optimalem Abtasttakt und guter Frequenzplanung. HD2- und HD3-zentrierte Frequenzen befinden sich im Nyquist-Bereich bei 1,5 bzw. 1,75 GHz, also gut vom Signal entfernt. Solche Außerband-Harmonischen lassen sich leicht mit einem Bandpassfilter im System eliminieren.

Schließlich kann die effektive Anzahl von Bits (ENOB) keine realistische Information zur Systemleistung sein, weil die 4G-LTE-Leistung nicht über den gesamten Nyquist-Bereich charakterisiert ist.

5G Massive MIMO + 4G LTE Multi-Carrier

Das 3GPP hat zwei Frequenzbereiche (FR1 und FR2) für die drahtlose 5G-Kommunikation festgelegt, wie in Tabelle 1 gezeigt. Mit einem optimalen Gleichgewicht zwischen Abdeckung und Kapazität für eine kosteneffiziente Implementierung ist das 3,3…5-GHz-Segment des C-Bands das primäre Frequenzband für die Einführung von 5G für mit FR1 (unter 6 GHz). Der Vorteil der Verwendung dieses Frequenzbands in Kombination mit 3,3…3,8 GHz (unter Verwendung der LTE/NR-Uplink-Koexistenzfunktion der 3GPP-Standards) ist: Betreiber profitieren von einer schnelleren und kostengünstigeren Bereitstellung des C-Bands und liefern somit eine verbesserte Kapazität ohne Kosten für die Netzwerkverdichtung.

Bild 4 zeigt ein Beispiel für 5G Massive MIMO mit 100 MHz Signalbandbreite in FR1 plus einer 4G-LTE-Multi-Carrier-Lösung mit drei 20-MHz-Signalbandbreiten, zentriert bei 3,5 GHz und mit dem Abtasttakt von 4 GSPS, zurückgeklappt in die Nyquist-Zone 1. HD2- und HD3-zentrierte Frequenzen befindet sich bei 1 bzw. 1,5 GHz in der Nyquist-Zone 1. Der Abstand zwischen dem 5G-Signal und HD2 von 260 MHz ist breit genug für ein Bandpassfilter, um damit HD2 und HD3 zu reduzieren oder sogar herauszufiltern.

Trotz der Einfachheit dieser 4G-LTE-Implementierung beträgt die Gesamtsignalbandbreite unterhalb der 5G-Implementierung 160 MHz, was viel schmaler als die gesamte Nyquist-Bandbreite (2 GHz) ist. Durch sorgfältige Frequenzplanung dieses Schmalbandsystems sind die Parameter SNR, SFDR und ENOB nicht in der Lage, das wahre Leistungsvermögen solcher RF-Sampling-Datenkonverter für 5G Massive MIMO und 4G LTE zu charakterisieren.

Fortsetzung im nächsten Heft

Frequenzbereichs-Bezeichnung	Frequenzbereich (MHz)	maximale Kanalbandbreite (MHz)
FR1 (unter 6 GHz)	450…6000	100
FR2 (Millimeterwellen)	24.250…52.600	400

Tabelle 1: Frequenznutzung FR1/FR2