Der SFDR in Multioktaven-Breitband-Digitalempfängern (Teil 1)

Die Entwicklung von Breitband-Digitalempfängern bringt neue Herausforderungen mit sich. Große Aufmerksamkeit verlangt z.B. der Dynamikbereich.

Empfänger für die elektronische Kampfführung (EW) müssen unbekannte feindliche Signale in einem stark belegten und mit Störsignalen verseuchten Breitbandspektrum aufnehmen und identifizieren. Doch dabei können sie nicht von den Techniken zur Verbesserung des Dynamikbereichs und der Empfindlichkeit profitieren, die in Kommunikations- und Radarempfängern eingesetzt werden. Der Grund: Die in Kommunikationsempfängern verwendete Begrenzung auf einzelne HF-Bänder wäre in einem EW-Empfänger eine unerwünschte Beeinträchtigung, soll er doch ein immer größeres unmittelbares Bandspektrum in kürzerer Zeit verarbeiten.

Im Radarbereich profitiert der Dynamikbereich des Empfängers von den angepassten Filtern, bei denen die empfangene Radarantwort mit einer Kopie des gesendeten Signals korreliert wird. Leider besteht beim EW-Empfänger keine Vorkenntnis über das abzuhörende Signal wie beim Radar und somit nichts, womit er korrelieren könnte! Es ist, als würde man in einer Menschenmenge nach einem Fremden suchen, den man noch nie zuvor gesehen hat ... und, schlimmer noch, dieser versteckt sich oder ist vielleicht garnicht vorhanden!

Und nun die gute Nachricht:

In den kommenden Jahren wird die Technologie der Analog/Digital-Wandler (ADC) und der Digital/Analog-Wandler (DAC) mit hohen Abtastraten eine Evolution in der digitalen Breitband-Empfängerarchitektur einleiten. Am wichtigsten dabei ist, dass die Wandler von Analog Devices die hervorragende Linearität, das Rauschverhalten und den Dynamikbereich der bisherigen digitalen Wandler mit niedrigeren Wandlungsraten beibehalten werden. Die Direktabtastungs- und Direktwandlerarchitekturen werden dem Arbeitspferd Superheterodyne-Tuner den Rang ablaufen [1]. Die Frequenzabstimmung wird sich weiter vom HF-Bereich in den Bereich der digitalen Signalverarbeitung verlagern.

Dieser Umbruch in der Breitband-HF-Abtastung wird Vorteile in Bezug auf Größe, Gewicht, Leistung und Kosten (SWaP-C) ermöglichen: höhere Anzahl von Empfangs- und Sendekanälen bei geringeren Kosten pro Kanal, und das in den gleichen oder kleineren Formfaktoren von heute.

Im Vorgriff auf die kommende Ära digitaler EW-Empfänger mit Multioktaven-Bandbreite werden in diesem Artikel neue Herausforderungen und Überlegungen beim Design für einen best-in-class Dynamikbereich diskutiert. In diesem Artikel bezieht sich der Begriff „Dynamikbereich“ auf den unmittelbaren störungsfreien Dynamikbereich, die wichtigste Kennzahl für Empfänger, die kleine Signale in einem überfüllten Spektrum mit größeren Blocking-Signalen erkennen sollen.

ADC Performance der nächsten Generation

Viele aktuelle EW-Empfänger verfügen über eine unmittelbare Sub-Oktaven-Bandbreite (Instantaneous Bandwidth, IBW), die durch Datenwandler der älteren Generation begrenzt ist. Diese werden in Zukunft durch digitale Multioktaven-Breitband-Empfänger ersetzt, die mehrere GHz IBW abdecken. In den kommenden Jahren wird zum Beispiel eine wachsende Anzahl von Sensorplattformen Wandlerchips mit ADCs und DACs von ADI einsetzen, die in der Lage sind, IBW von mehr als 4 GHz zu verarbeiten und dabei einen SFDR von mehr als 70 dB beizubehalten [2, 3, 4].

Anforderungen wie sie in einem populären digitalen Breitband-Empfänger-ADC mit niedrigem SWaP der Fall sein könnten:

- eine ADC-Abtastrate von etwa 15 GSPS
- eine direkte Abtastung der ersten Nyquist-Zone (d.h. DC bis 6 GHz)

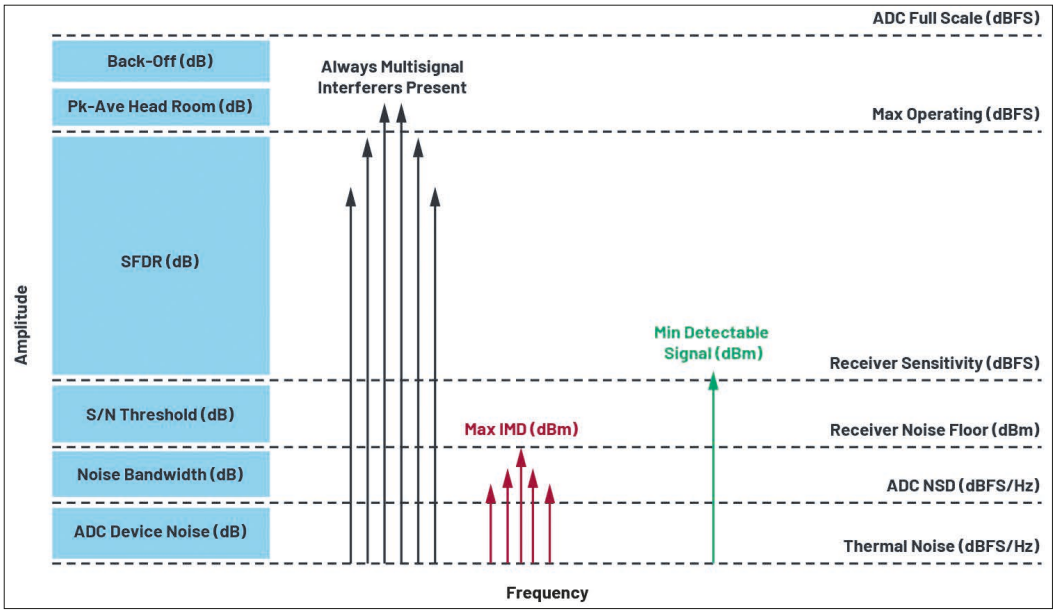


Bild 1: Relation von SFDR zu ADC Arbeitsbereich, Rauschen, IMD Spurs und Detektionsschwelle

Analog Devices Inc.
www.analog.com

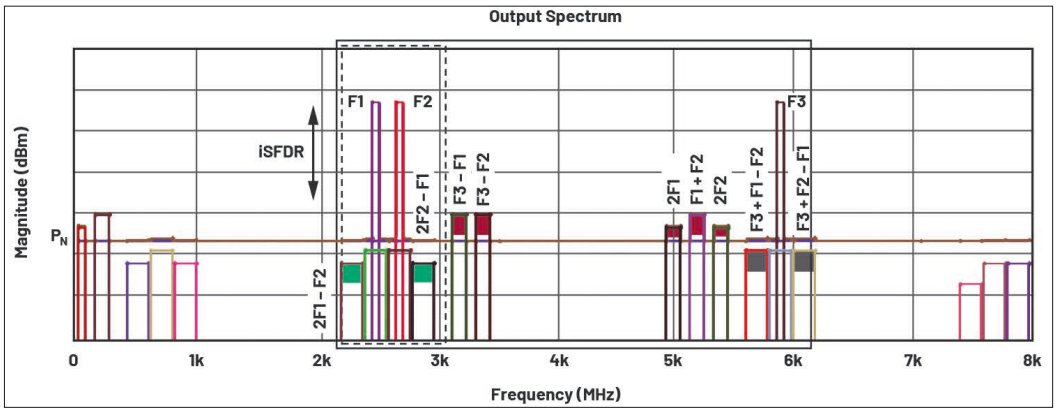


Bild 2: Ein Beispiel für Multisignale F1, F2 und F3 (jeweils 60 MHz), die Produkte der zweiten Harmonischen, IMD2 (rot), IMD3 (grün) und IMD2/3 Combo (grau) induzieren. Das Grundrauschen (braun) ist als PN vermerkt

- eine direkte Abtastung der zweiten Nyquist-Zone (d.h. 8 bis 14 GHz)
- Der Frontend-Block wandelt mittlere (6 bis 8 GHz) und höhere (>14 GHz) Bänder.

EW-Empfänger müssen immer größere Signalanhäufungen in einem Spektrum von 18 bis 50 GHz und darüber hinaus bewältigen. Die hohe zweite Nyquist-Zone des ADCs erleichtert die Frequenzplanung und ermöglicht einen einfachen HF-Frontend-Wandlerblock mit unkomplizierten, kleineren SWaP-HF-Filtern. Im Folgenden wird ein HF-Frontend betrachtet, das mit einem ADC mit hoher Abtastrate kaskadiert ist, ähnlich wie im vorherigen Anwendungsfall.

Dynamikbereich von digitalen Breitbandempfängern

Entwickler von Empfängern, die den Dynamikbereich optimieren wollen, müssen die Empfindlichkeit (NF) mit der Linearität (IP2, IP3) in Einklang bringen, da sich diese HF-Eigenschaften normalerweise gegeneinander bewegen. Der Dynamikbereich wird durch die Empfindlichkeit bei niedrigeren HF-Pegeln und die Linearität bei höheren HF-Pegeln begrenzt. Als Faustregel gilt, dass der maximal zulässige Betriebspegel des Empfängers so eingestellt wird, dass die Störpegel der Multisignal-Intermodulationsverzerrung (IMD) gleich der Rauschleistung sind, wie in Bild 1 dargestellt. Moderne Systeme verwenden eine unmittelbare adaptive Bandbreitenkanalisierung und Verarbeitungsbandbreiten (Bv), die das Rauschen nach oben und unten 10log(Bv) verschieben. Die komplizierte Thematik der Verarbeitungsbandbreite wird später eigens diskutiert.

Multi-Octave-IMD2-Herausforderungen

Die Entwicklung von Breitband-Digitalempfängern bringt neue Herausforderungen an die HF mit sich. Mehrsignal-Intermodulationsverzerrungen zweiter Ordnung (IMD2) beeinträchtigen den Dynamikbereich in einem digitalen Breitbandempfänger über mehrere Oktaven. Während der IIP3 seit langem eine wichtige Kennzahl (FOM) in den HF-Gerätedatenblättern ist, ist IIP2 schwieriger zu ermitteln und kann den EW-Designer vor Probleme stellen. Das Problem mit IMD2-Spurs ist, dass sie nur um 1 dBc pro 1 dB Abnahme der einfallenden 2-Ton-Signalleistung abfallen, während Intermodulationsverzerrungen dritter Ordnung (IMD3) Spurs um 2 dBc abfallen.

Eigentlich ist die direkte HF-Abtastung über mehrere Oktaven im unteren Bereich der ersten Nyquist-Zone des ADCs nichts Neues. Ein älteres System könnte zum Beispiel mit 500 MSPS abtasten und in der ersten Nyquist-Zone ohne IMD2-Probleme Frequenzen von DC bis 200 MHz beobachten. Das liegt daran, dass bei diesen niedrigen Frequenzen (d.h. weniger als ein paar hundert MSPS) die ADC-Charakteristiken sehr linear sind und das effektive IIP2 und IIP3 des ADCs sehr hoch ist, was zu brauchbaren IMD2-Produkten führt, die unterhalb der Rauschflur nicht sichtbar sind. Genau wie bei Breitband-HF-Geräten verschlechtert sich jedoch die Linearität von ADCs im Multi-GHz- und Multi-Oktaven-Bereich mit zunehmender Frequenz, und die IMD2-Produkte liegen bei höheren Betriebsfrequenzen oft oberhalb der Rauschflur. In Zukunft werden wir uns deshalb mehr mit dem IMD2 beschäftigen müssen.

Erweiterte SFDR-Definition in digitalen Breitbandempfängern

Wenn der IMD2 einen Störfaktor darstellt, ist eine neue Definition der gängigen Empfänger-FOM beim Spurious-Free Dynamic Range (SFDR) erforderlich. Der SFDR gibt an, welches kleinste Signal ein Empfänger erkennen kann bei gleichzeitigem Auftreten von mehreren größeren Signalen, die IMD-Produkte erzeugen. SFDR wird in dB relativ zu den großen Signalen angegeben.

Traditionell wird der SFDR in Form von IMD3-Produkten definiert, zusammen mit dem NF und der Verarbeitungsbandbreite. Der IMD3-bezogene SFDR wird verschieden abgeleitet und manchmal als unmittelbarer SFDR bezeichnet, so wie wir ihn in diesem Artikel verwenden [5, 6]. Wir werden ihn SFDR3 nennen:

$$\begin{aligned} &SFDR3\ \text{dB} = 2/3\ [IIP3\ \text{dBm} - P_N\ \text{dBm}] - [S/N\ threshold\ \text{dB}] \\ &P_N = -174\ \text{dBm/Hz} + NF\ \text{dB} + 10Log_{10}[B_v/\text{Hz}]\ \text{dB} \\ &B_v = processing\ bandwidth\ \text{Hz} \end{aligned} \quad (1)$$

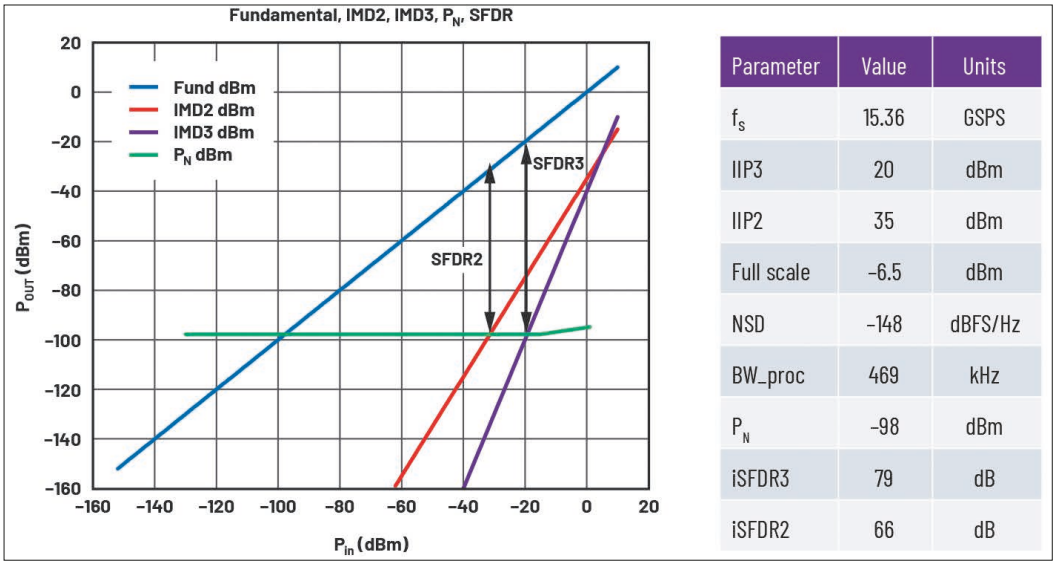
Heutzutage wird dem IMD2-bezogenen SFDR weniger Aufmerksamkeit geschenkt, aber es zeichnet sich ab, dass er eine wichtige Beeinträchtigung darstellt, die verringert werden muss. Er kann auf die gleiche Weise wie SFDR3 abgeleitet werden. Hier nennen wir ihn SFDR2:

$$SFDR2\ \text{dB} = 1/2\ [IIP2\ \text{dBm} - P_N\ \text{dBm}] - [S/N\ threshold\ \text{dB}] \quad (2)$$

Bild 2 zeigt ein HF-Frontend-Spektralszenario, bei dem drei gleichzeitig auftretende Signale (F1, F2 und F3) Intermodulationsprodukte erzeugen, die die untere Grenze des Dynamikbereichs festlegen. Unterhalb dieses Pegels kann der digitale Breitbandempfänger nicht ohne weiteres erkennen, ob es sich bei einem Ziel um ein echtes oder ein falsches IMD-Produkt handelt.

Im aktuellen Suboktav-IBW-Empfänger, der fiktiv durch das gestrichelte Kästchen in Bild 2 dargestellt wird, gibt es Probleme wegen des IMD3, da dieser innerhalb des Bandes liegt und nicht gefiltert werden kann. Dagegen spielt der IP2 keine Rolle, da IMD2 und die induzierenden Signale leicht gefiltert werden können. F3 lässt sich mit Hilfe des Eingangs-HF-Filter leicht unterdrücken, wodurch F3 - F1 und F3 - F2 weit unter das Grundrauschen fallen. Ähnlich wie die zweiten Harmonischen von F1 und F2 lässt sich auch der IMD2 von F1 + F2 mithilfe der Ausgangsfilter einfach abschwächen. Natürlich muss die Performance des ADCs zweiter Ordnung in Bezug auf Nyquist-Faltungsprodukte berücksichtigt werden, leichter ist dagegen die IMD2-Performance des Frontends zu handhaben.

Betrachtet man einen Multioktaven-IBW-Empfänger, in Bild 2 als ausgefüllter Kasten dargestellt, stellt sich die Situation auf den Kopf. IMD2 ist da das größere Problem im Vergleich zum IMD3. Die IMD2-Produkte und induzierten Störer befinden sich jetzt im Band. Eine Bandpassfilterung macht den Zweck einer Mehrokta-



Parameter	Value	Units
f_S	15.36	GSPS
IIP3	20	dBm
IIP2	35	dBm
Full scale	–6.5	dBm
NSD	–148	dBFS/Hz
BW_proc	469	kHz
P_N	–98	dBm
iSFDR3	79	dB
iSFDR2	66	dB

Bild 3: SFDR2 und SFDR3 geben an, wie weit unterhalb des größten Signals (Grundton) ein kleineres Signal leicht zu erkennen ist. Da sie stark variiert, ist die Erkennungsschwelle hier gleich Null. In der Praxis subtrahiert man die Erkennungsschwelle vom SFDR

ven-IBW zunichte. Das ist der Grund, warum die abstimmbaren Notchfilter trotz ihrer Einschränkungen immer mehr Beachtung als Interferenzunterdrücker im Frontend finden. Sie schneiden keine sehr großen Bereiche aus dem Multioktavspektrum.

Bild 3 veranschaulicht beispielhaft die Beziehung zwischen dem fundamentalen Mehrton-Großsignal, dem IMD2- und IMD3-Pegel, dem Grundrauschen und dem resultierenden SFDR in einem digitalen Mehroktaven-Breitbandempfänger. Das Beispiel verwendet reale Rausch- und Linearitätsattribute für einen ADC, der die erste Nyquist-Zone mit einer 4 GHz IBW von 2 bis 6 GHz abtastet. Es wird eine Verarbeitungsbandbreite von 469 kHz angenommen. Optimale SFDR2 und SFDR3 treten an verschiedenen P_{in}-Betriebspunkten auf, wo der jeweilige IMD-Pegel die Rauschleistung schneidet. Wenn wir für einen Moment so tun, als ob es sich um einen Suboktaven-Empfänger mit Frontend-HF-Bandbegrenzung handelt, legt SFDR3 den Gesamt-SFDR fest, und wir können im besten Fall einen SFDR von 79 dB erwarten, ein guter Wert. Da der EW-Empfänger jedoch eine Mehr-Oktaven-IBW benötigt, bestimmt der SFDR2 den Gesamt-SFDR. Beim besten SFDR3-Eingangspegel (P_{in} = -20 dBm) verschlechtern die IMD2-Spurs den SFDR um 24 dB, was zu einem SFDR von 55 dB führt. Ein faires, wenn auch enttäuschendes Ergebnis.

Eine nützliche Daumenregel ist, dass man einen bestimmten HF-Ausgangspegel = $P_{RF,O}$ benötigt, um äquivalente IMD2- und IMD3-Pegel zu erreichen:

$$OIP2 \text{ dBm} = 2OIP3 \text{ dBm} - P_{RF,O} \text{ dBm} \quad (3)$$

Mit anderen Worten, diese Bedingung führt dazu, dass die SFDR2- und SFDR3-Linien den Rauschboden an der gleichen Stelle schneiden, sodass SFDR2 die Leistung nicht einschränkt.

Für das vorherige SFDR-Beispielszenario speist das HF-Frontend den ADC mit -20 dBm und hat einen OIP3 von 20 dBm. Der erforderliche OIP2, um IMD2- und IMD3-Spus mit gleichem Pegel zu erhalten und damit die Leistung nicht zu begrenzen, ist:

$$OIP2 \text{ dBm} = 2(20 \text{ dBm}) - (-20 \text{ dBm}) = 60 \text{ dBm} \quad (4)$$

Diese ungefähre OIP2-Leistung ist heute nicht verfügbar, wenn man sie in die Balance mit den anderen Attributen wie Frequenz, Bandbreite, Rauschen und Gleichstromleistung setzt. Dies erklärt das zunehmende Interesse an adaptiven Frontend-Störungsunterdrückungs-Techniken der nächsten Generation. Um IMD2 abzuschwächen, muss der Empfänger den maximalen Eingangs-Betriebspegel von -20 dBm auf -32 dBm absenken und ist dann in der Lage, ein verbessertes SFDR2 von 66 dB im besten Fall zu erreichen. In Bild 3 ist dieser optimale SFDR2 dort, wo die IMD2-Spur den Rauschboden schneidet. Leider ist der SFDR2 im besten Fall bei P_{in} = -32 dBm immer noch 13 dB schlechter als der SFDR3 im besten Fall bei -20 dBm. Da wir nun den maximalen Betriebspegel nach unten verschoben haben, rückt dies die Begrenzung der Rauschleistung (Empfindlichkeit) in den Vordergrund, wie in den nächsten Abschnitten besprochen.

Was bestimmt die Verarbeitungsbandbreite?

Die Empfindlichkeit bzw. Rauschleistung des EW-Empfängers wird besser, wenn die Verarbeitungsbandbreite verringert wird. Typischerweise gibt es jedoch Kompromisse, die abgewogen werden müssen: Wir können die Bandbreite nicht einfach auf einen willkürlich kleinen Wert reduzieren. Was sind nun die konkurrierenden Faktoren, die zu berücksichtigen sind? Um diese Frage zu beantworten, müssen wir die Dezimierung, die schnelle Fourier-

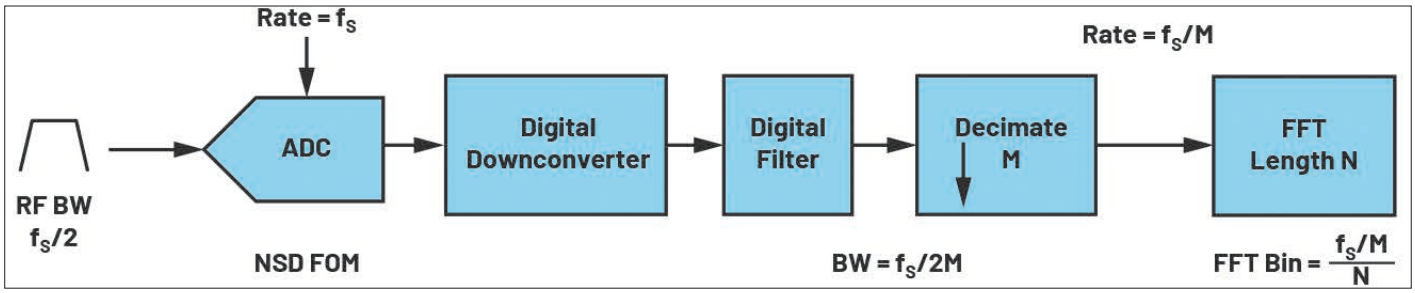


Bild 4: Vereinfachtes Blockschaltbild von ADC, Daten Decimation und FFT

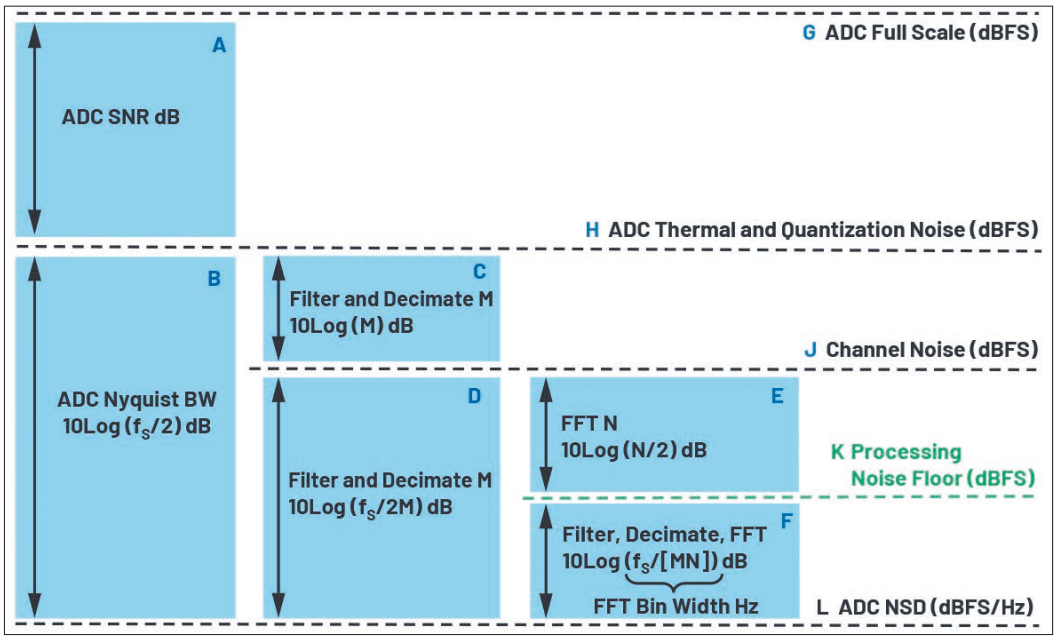


Bild 5. Verhältnis von Dezimierungs- und FFT-Verstärkung zu allgemein referenzierten Rauschpegeln

Transformation (FFT) und ihre Beziehung zueinander diskutieren. Zuerst definieren wir ein paar Variablen:

M is the ADC decimation factor of the digital data stream

(5)

N is the FFT length, proportional to the sample time duration

Die ADCs mit hoher Abtastrate von ADI verwenden On-Chip-DSP-Blöcke (Digital Signal Processor), die eine konfigurierbare Filterung und Dezimierung des Rohdatenstroms auf ein brauchbares Minimum ermöglichen, das an das nachgeschaltete FPGA gesendet wird. Dieser Prozess wird in der ADI-Literatur ausführlich beschrieben [3]. Der offensichtliche Vorteil der Dezimierung ist die Reduzierung der digitalen Nutzdaten, die über JESD204B/JESD204C zum FPGA gesendet werden müssen. Ein weiterer Vorteil ist die Einsparung beim Stromverbrauch, die durch die Verwendung einer lokalen On-Chip-Dezimierungsschaltung (d.h. ASIC) im Vergleich zur Implementierung der gleichen Operation in der FPGA-Fabric erzielt wird. Aber die Vorteile der lokalen On-Chip-Dezimierung gehen weit über die Ausdünnung des Datenstroms und die Energieeinsparung hinaus. Dazu werden wir noch kommen.

Bild 4 ist das Blockschaltbild für die moderne digitale Breitbandwandlung, wie für uns relevant. Der Signalweg besteht aus Abtastung, digitaler Abwärtswandlung, digitaler Filterung, Dezimierung und schneller Fourier-Transformation des Datenstroms. Zunächst wird das mit f_S abgetastete HF-Signal mithilfe eines feinabgestimmten NCOs digital auf das Basisband (komplexe I/Q) heruntergewandelt. Der Datenstrom wird dann mit einem programmierbaren digitalen Tiefpassfilter gefiltert. Diese digitale Vorfilterung stellt die ZF-Bandbreite ein und ist die erste von zwei verschiedenen Operationen zur Einstellung der Empfänger-Rauschflur P_N. Wird die ZF-Bandbreite kleiner, nimmt die gesamte In-Band-Rauschleistung ab, da die Filterung das Breitbandrauschen dämpft:

$$IF\ (noise)\ channel\ bandwidth = f_S/2M \tag{6}$$

Durch die Dezimierung um M wird die effektive Abtastrate auf f_S/M reduziert, wobei jeder M_{te}-Abtastwert erhalten bleibt und die dazwischenliegenden Abtastwerte verworfen werden. So erhält die nachgeschaltete FFT-Verarbeitung einen Datenstrom mit der Rate f_S/M und der Bandbreite $f_S/2M$. Schließlich legt die FFT-Länge N die Bin-Breite und die Erfassungszeit fest, was der zweite Schritt bei der Einstellung der Rauschflur ist:

$$FFT\ bin = [IF\ channel\ BW] / [N/2]\ \text{Hz} = f_S/[MN]\ \text{Hz} \tag{7}$$

Einfluss der Decimation und der FFT

Nun zum Einfluss der Decimation und der FFT auf die Rauschflur des digitalen Breitbandempfängers: In Bild 5 wird das Grundrauschen (K) des digitalen Breitbandempfängers mit der Rauschspektraldichte (L) des ADCs in Beziehung gesetzt, die die weithin verfügbare Datenblatt-FOM für additives Rauschen des ADCs ist. In der vorhandenen ADI-Literatur werden die Begriffe Prozessverstärkung, NSD, SNR und Quantisierungsrauschen gut erklärt [7].

Die wichtigste Erkenntnis aus Bild 5 ist:

$$K = L + F$$
Or, in other words
$$Processing\ noise\ floor\ (\text{dBFS}) = NSD\ (\text{dBFS/Hz}) + 10Log_{10}[f_s/(MN)/\text{Hz}]\ (\text{dB}) \tag{8}$$

Das Verarbeitungsgrundrauschen (Bild 5, K) ist das gleiche wie P_N und kann in unsere erste und zweite Gleichung (s.o.) eingesetzt werden. Der Entwickler muss M und N sorgfältig auswählen, basierend auf den im nächsten Abschnitt besprochenen Kompromissen Obwohl die Erhöhung des Dezimierungsfaktors M den gleichen proportionalen Effekt zur Reduzierung des Grundrauschens hat (Bild 5, C) wie die Erhöhung der FFT-Länge N (Bild 5, E), ist es wichtig zu beachten, dass die Mechanismen völlig unterschiedlich sind. Der Schritt der Dezimierung beinhaltet die Bandbegrenzung des Kanals durch digitale Filterung. Dadurch wird die effektive Rauschbandbreite festgelegt, die das gesamte integrierte Rauschen im Kanal bestimmt (Bild 5, D). Es wird auch die maximale momentane spektrale Bandbreite eines detektierbaren Signals festgelegt.

Vergleichen Sie dies mit dem FFT-Schritt, der per se nicht filtert, sondern das gesamte integrierte Rauschen im Kanal über N/2 Bins verteilt und die Auflösung der Spektrallinie definiert. Je höher N ist, desto mehr Bins gibt es und desto geringer ist der Rauschanteil pro Bin [8].

Die Dezimierungsverstärkung M und die FFT-Verstärkung N definieren zusammen die FFT-Bin-Breite und werden in Diskussionen über die Verarbeitungsbandbreite oft in einen Topf geworfen (Bild 5, F), aber ihre Werte müssen auf der Grundlage ihrer jeweiligen nuancierten Auswirkungen auf die Signalbandbreite, die spektrale Auflösung, die Empfindlichkeit und die Latenzanforderungen abgewogen werden, wie im nächsten Abschnitt beschrieben. und Beschränkungen.

Fortsetzung im nächsten Heft