Der SFDR in Multioktaven-Breitband-Digitalempfängern (Teil 2)

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

Kompromisse bei Verarbeitungsbandbreite und System-Performance

Zum Einfluss der Beziehung zwischen Dezimierung M und FFT N auf Performance-Attribute mit hoher Priorität:

Die Latenz ist die Zeit für die Erfassung und Verarbeitung aufeinanderfolgender spektraler Erfassungen und muss so kurz wie möglich sein. Viele Systeme erfordern deshalb einen Betrieb nahezu in Echtzeit. Dies erfordert, dass M × N so klein wie möglich ist. Mit zunehmender FFT-Größe verbessert sich die spektrale Auflösung und das Grundrauschen sinkt, da das gesamte Rauschen über mehr Bins verteilt wird. Der Kompromiss ist die Erfassungszeit, die von großer Bedeutung und einfach ist:

$$Time = N \times M \times t_s \text{ (seconds)} \quad (9)$$

Die minimale detektierbare Impulsbreite (PW) legt die minimal zulässige ZF-Kanalbandbreite fest, da sich der Spektralinhalt eines Kurzzeitimpulses über ein relativ breiteres Frequenzband erstreckt. Wenn die ZF-Kanalbandbreite zu schmal ist, wird der Spektralinhalt des Signals abgeschnitten und der Kurzzeitimpuls wird nicht richtig erkannt. Die minimale ZF-BW, die das maximal zulässige M festlegt, muss folgende Kriterien erfüllen:

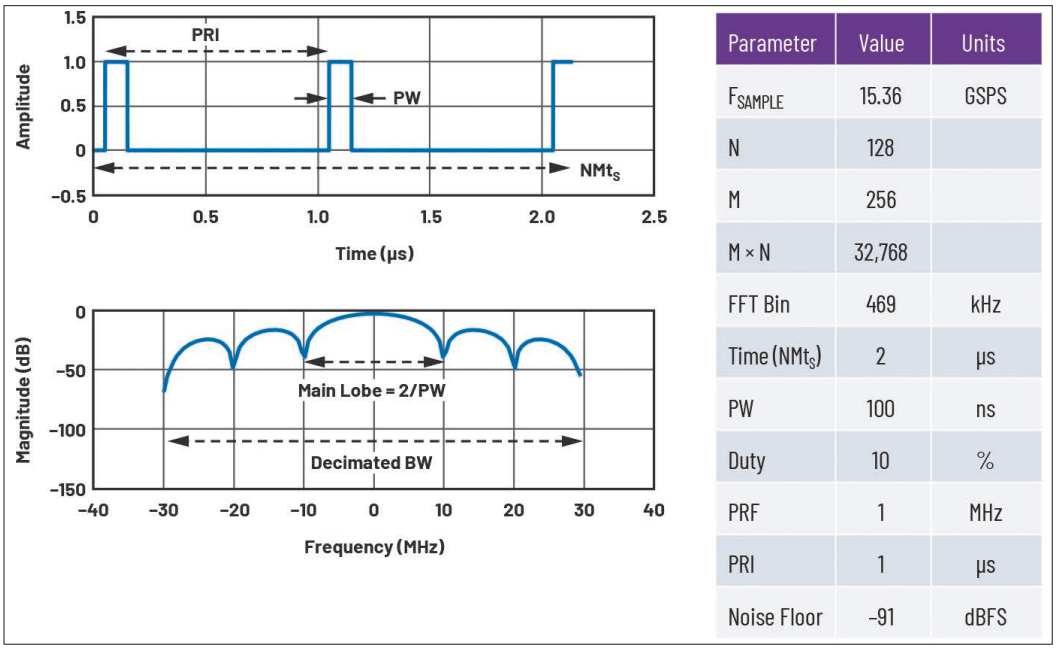
$$f_s/[2M] > [1/PW] \text{ Hz} \quad (10)$$

Die spektrale Auflösung und die Empfindlichkeit verbessern sich, wenn der FFT-Bin schmaler wird, was eine Erhöhung von N erfordert. Längere Pulsbreiten und PRIs erfordern eine feinere Auflösung, um engere Spektrallinien aufzulösen, was ein größeres N für eine korrekte Erkennung bedeutet. Eine Erhöhung von N verbessert die Auflösung der Spektrallinien, aber nur innerhalb der durch M definierten ZF-Bandbreite.

Parameter	Pulsed Doppler Radar	Pulsed Radar
PW	short, 100 ns	longer, 10 µs
PRI	short, 1 µs	longer, 1 ms
PRF	high, 1 MHz	low, 1 kHz
Duty Cycle	mid/high, 10%	mid/low, 1%
Decimation M	low, 256	high, 1536
FFT Length N	low, 128 bis 512	high, 16,384 bis 65,536
Time	quick, 2 bis 9 µs	longer, 2 bis 7 ms
Sensitivity	lower, -91 dBFS	higher, -120 dBFS

Tabelle 1: Vergleich von gepulstem Doppler-Radar und gepulstem Radar

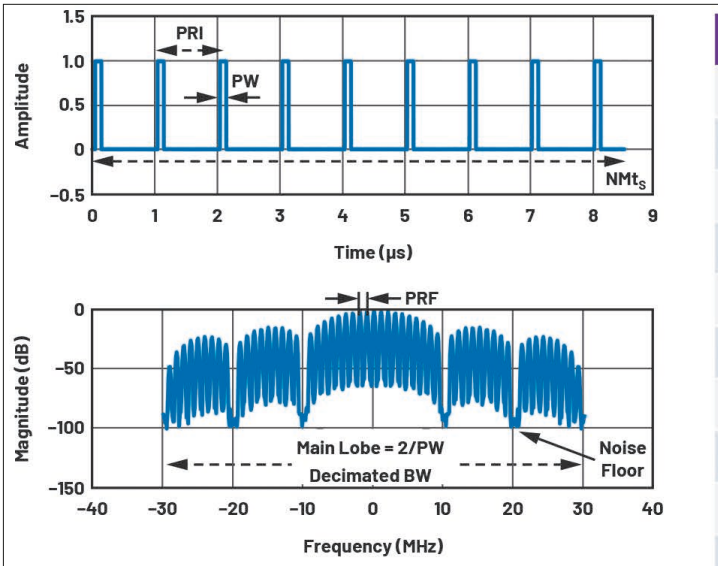
Wenn eine zu hohe Dezimierung verwendet wird, verbessert eine Erhöhung von N die spektrale Auflösung innerhalb der durch M festgelegten ZF-BW, kann aber die fehlende Signalbandbreite nicht wiederherstellen. Ein Impulsfolge mit einer Impulsbreite unterhalb der Mindestimpulsbreite des Empfängers hat z.B. eine Sinc-Funktion im Frequenzbereich, deren Hauptkeule die Dezimationsbandbreite überschreitet. Das Erhöhen von N hilft bei der Auflösung der PRF der Impulsfolge, trägt aber nicht zur Auflösung der Impulsbreite bei; diese Information geht verloren. Die einzige Lösung besteht darin, die Dezimierung M zu verringern und die ZF-Bandbreite zu erhöhen.



Parameter	Value	Units
F_{SAMPLE}	15.36	GSPS
N	128	
M	256	
M × N	32,768	
FFT Bin	469	kHz
Time (NMt$_S$)	2	µs
PW	100	ns
Duty	10	%
PRF	1	MHz
PRI	1	µs
Noise Floor	-91	dBFS

Bild 6: Schnelle Erfassung einer für das gepulste Dopplerradar typischen Impulsfolge mit geringer Impulsbreite und hoher PRF

Analog Devices Inc.
www.analog.com



Parameter	Value	Units
F_{SAMPLE}	15.36	GSPS
N	512	
M	256	
M × N	131,072	
FFT Bin	117	kHz
Time (NMt$_S$)	8.5	µs
PW	100	ns
Duty	10	%
PRF	1	MHz
PRI	1	µs
Noise Floor	-97	dBFS

Bild 7: Eine längere FFT eines gepulsten Doppler-Beispiels zur Auflösung von Spektrallinien

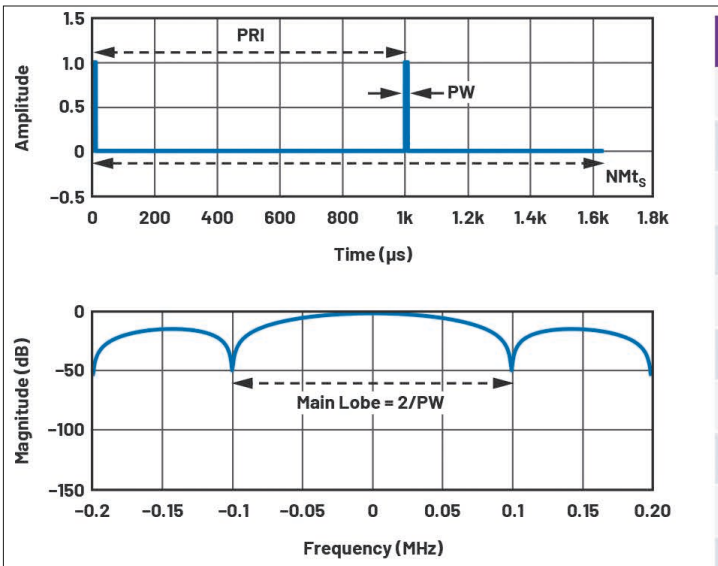
Decimation, FFT und Detektion von Impulsfolgen

EW-Breitband-Digitalempfänger verbringen einen Großteil ihrer Zeit mit dem De-Interleaving, der Identifizierung und der Verfolgung gleichzeitig auftretender Radarimpulsfolgen. Trägerfrequenz, Pulsbreite und Pulswiederholungsintervall (PRI) sind Radarsignaturen, die entscheidend sind, um herauszufinden, wer wer ist. Sowohl der Zeit- als auch der Frequenzbereich werden in Erkennungsschematas verwendet [9]. Ein übergeordnetes Ziel ist es, die Impulsfolgen in einer möglichst kurzen Zeitspanne zu erfassen, zu verarbeiten und darauf zu reagieren. Der Dynamikbereich ist entscheidend, da der EW-Empfänger gleichzeitig mehrere weit entfernte Ziele verfolgen muss, während er mit hochenergetischen Störimpulsen bombardiert wird.

FFT-Beispiele für Impulsfolgen

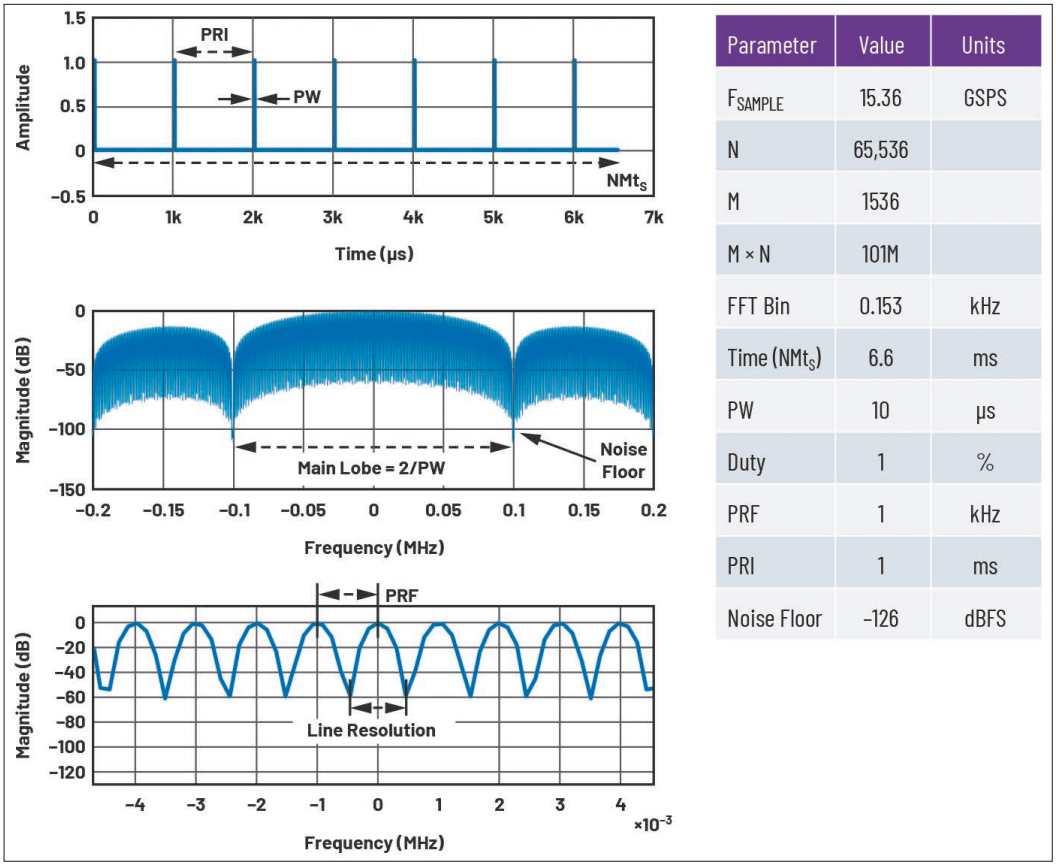
Betrachten wir zwei Beispiele für Impulsfolgen. Das erste stellt ein gepulstes Doppler-Radar dar, das eine sehr kurze PW (100 ns) bei 10% Tastverhältnis aufweist, was zu einer sehr hohen PRF führt. Das zweite simuliert ein gepulstes Radar mit vergleichsweise längerem PW und PRI (geringeres Tastverhältnis, geringere PRF). Die zugehörigen Diagramme und Tabellen veranschaulichen den Einfluss der Dezimierung M und der FFT-Länge N auf die Zeit, die Empfindlichkeit (Grundrauschen) und die spektrale Auflösung. Tabelle 1 fasst die Parameter zum einfachen Vergleich zusammen. Die fiktiven Werte repräsentieren keine spezifischen Radargeräte, liegen aber dennoch in einer realistischen Größenordnung [10].

Der Punkt hier ist, dass M und N keine Einheitsgröße sind, und ausgefeilte Erkennungsalgorithmen und parallele Kanalisierungsschemata in einem gegebenen EW-Empfänger können eine große Bandbreite von Werten für jeden verwenden. Der EW-Empfänger muss in der Lage sein, beide Signale zu erkennen, wahrscheinlich sogar gleichzeitig (hier nicht gezeigt), weshalb eine schnelle, anpassungsfähige Konfigurierbarkeit wichtig ist. Dynamikbereich



Parameter	Value	Units
F_{SAMPLE}	15.36	GSPS
N	16,384	
M	1536	
M × N	25.2M	
FFT Bin	0.6	kHz
Time (NMt$_S$)	1.6	ms
PW	10	µs
Duty	1	%
PRF	1	kHz
PRI	1	ms
Noise Floor	-120	dBFS

Bild 8: Schnelle Erfassung einer längeren Pulsfolge mit niedriger PRF, die für gepulste Radargeräte typisch ist



Parameter	Value	Units
F_{SAMPLE}	15.36	GSPS
N	65,536	
M	1536	
M × N	101M	
FFT Bin	0.153	kHz
Time (NMt$_S$)	6.6	ms
PW	10	µs
Duty	1	%
PRF	1	kHz
PRI	1	ms
Noise Floor	-126	dBFS

Bild 9: Eine längere FFT des gepulsten Beispiels zur Auflösung der Spektrallinien

und Empfindlichkeit sind direkt von den zu erfassenden Impulsattributen abhängig.

Beispiel: Digitaler Breitbandempfänger erfasst Signale vom gepulstem Doppler-Radar

Die folgenden zwei FFTs erfassen ein gepulstes Dopplerszenario. Die erste FFT in Bild 6 benötigt etwas mehr als zwei Impulszyklen, um die Impulsbreite des Signals aus der Breite der FFT-Hauptkeule zu bestimmen. Die Dezimierung M ist auf eine ZF-Bandbreite eingestellt, die ausreichend breit ist, um die Hauptkeule sowie einige Nebenkeulen zu erfassen. Die Reaktionszeit ist sehr schnell. Der Preis für die schnelle Reaktionszeit ist ein schlechteres Grundrauschen und eine schlechtere spektrale Auflösung. Beachten Sie, dass aufgrund der mangelnden spektralen Auflösung keine PRI-Informationen in der FFT verfügbar sind. Die zweite FFT in Bild 7 zeigt ein verbessertes Grundrauschen und eine bessere spektrale Auflösung, wenn die Abtastlänge N (und die Zeit) erhöht wird. M bleibt gleich. Bei etwa neun Impulszyklen verbessert sich die spektrale Auflösung genug, um den PRI (1/PRF) aus der FFT zu bestimmen. Das Grundrauschen ist zwischen den Nebenkeulen zu sehen.

Beispiel: Digitaler Breitbandempfänger erfasst Signale vom gepulstem Radar

Die folgenden zwei FFTs erfassen ein breiteres gepulstes Szenario. Der viel breitere PRI bzw. die geringere Impulsdichte im gepulsten Radarbeispiel in Bild 8 erfordert ein viel höheres N. Die Einstellung von M ist völlig systemabhängig. Wenn der kurze Impuls gleichzeitig mit dem langen Impuls im gleichen ZF-Kanal detektiert werden muss, dann muss M so eingestellt werden, dass es die spektrale Bandbreite des kurzen Impulses berücksichtigt und kann nicht erhöht werden. Für sich allein betrachtet benötigt der lange Impuls eine geringere ZF-Bandbreite, so dass M höher eingestellt werden kann, um das Kanalrauschen und die daraus resultierende Empfindlichkeit zu verbessern. Die benötigte Erfassungszeit, bzw. FFT-Länge N, ist jedoch wesentlich länger. Daher ist es wahrscheinlich, dass der Erkennungsalgorithmus Zwischenentscheidungen für das Szenario mit dem kurzen Impuls treffen möchte, während das System ein ausreichend hohes N zur Auflösung des langen Impulses erfordert.

Das zweite Langimpuls-FFT-Beispiel in Bild 9 zeigt, wie die lange PRI (niedrige PRF) zu sehr engen Spektrallinien führt, was eine sehr geringe FFT-Bin-Größe oder Auflösungsbandbreite erfordert.

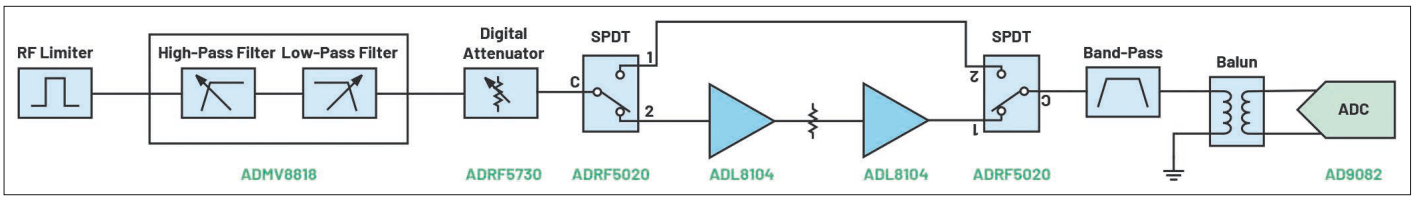


Bild 10: Beispiel für ein HF-Frontend mit geschaltetem Hochempfindlichkeits- und Bypass-Modus

Mode	G (dB)	NF (dB)	IIP2 (dBm)	IIP3 (dBm)	IP1dB (dBm)
High Sense	10	15	31	17	5
Bypass	-14	14	75	40	25

Tabelle 2: Beispiel HF-Frontend-Black-Box, Parameter für die zwei Modes

Der Kompromiss ist ein noch höherer Zeitbedarf (FFT N). Ein Vorteil ist eine noch bessere Empfindlichkeit.

Frontend des digitalen Empfängers unter Verwendung von kaskadierten ADCs

Wenn die Ziele für den Dynamikbereich und die Empfindlichkeit festgelegt sind, muss ein HF-Frontend mit einem digitalen Datenwandler gepaart werden. Das optimale HF-Frontend stellt die Empfängerempfindlichkeit (NF) ein und führt die erforderliche spektrale Signalkonditionierung mit genügend Linearitätsspielraum durch, damit die ADC-Performance die Empfänger-IP3 und IP2 einstellen kann. Die HF-Verstärkung des Frontends wird typischerweise so eingestellt, dass sie gut genug ist, um die erforderliche kaskadierte NF zu erreichen, da eine darüberhinausgehende Verstärkung im Allgemeinen den Dynamikbereich beeinträchtigt und vermieden wird. Es ist sträflich, wenn das Frontend den Dynamikbereich einschränkt und die ADC-Fähigkeit unbeachtet bleibt!

Ein hilfreicher Trick ist, die ADC-Performance-Zahlen in äquivalente HF-Kaskadenparameter umzurechnen und den ADC wie eine HF-Blackbox zu behandeln. Einige Faustregeln:

$$\begin{aligned} ADC\ NF\ \text{dB} &= ADC\ NSD\ (\text{dBm/Hz}) + 174\ (\text{dBm/Hz}) \\ ADC\ IIP2\ \text{dBm} &= 2P_{RF}\ (\text{dBm}) - IMD2\ (\text{dBm}) \\ ADC\ IIP3\ \text{dBm} &= [3P_{RF}\ (\text{dBm}) - IMD3\ (\text{dBm})]/2 \end{aligned} \quad (11)$$

Dabei ist P_{RF} (dBm) der ADC-Eingangs-HF-Pegel, bei dem die Pegel IMD3 und IMD2 gemessen werden. Beachten Sie, dass die kaskadierte System NF entsprechend der Kombination aus Frontend und ADC dem breitbandigen Rauschen vor der Anpassung an die Prozessverstärkung entspricht.

Design-Beispiel Frontend mit ADC-Kaskade

Es folgt als Beispiel eine Kaskadenanalyse unter Verwendung des in Bild 10 gezeigten Frontends. Diese Kaskade profitiert von den neuesten ADI-Produktveröffentlichungen im HF-Katalog, darunter:

- ADMV8818, breitbandiges programmierbareres Hoch-/Tiefpassfilter
- ADRF5730, Breitband-HF-SOI-Digital-Dämpfungsglied
- ADRF5020, Breitband-HF-SOI-SPDT
- ADL8104, ultrahoher IP2-Breitband-HF-Verstärker
- AD9082, MxFE 4× DAC (12 GSPS) + 2× ADC (6 GSPS)

Zusätzlich verfügt die Kaskade über einen Breitband-HF-Limiter mit 200 W und eine feste Filterung mit hohem Q-Faktor im kleinen Format, die bei ADI entwickelt wurden.

Eine uralte Technik zur Erhaltung des Dynamikbereichs besteht darin, zwischen einem High-Sense-Modus für niedrigere Eingangssignale und einem Bypass-Modus für höhere Eingangssignale zu wechseln. Wie in Tabelle 2 dargestellt, begünstigt der High-Sense-Pfad die NF-Performance, und der Bypass-Pfad räumt eine höhere NF zugunsten einer höheren Linearität (IP2 und IP3) ein. Die Leistungstabellen verdeutlichen diesen Vorteil.

Tabelle 3 vergleicht die Frontend- und ADC-Black-Box-Parameter sowie die resultierende Gesamtleistung der Kaskade.

Im High-Sense-Modus ist der begrenzende Faktor für den Dynamikbereich das Grundrauschen, weshalb die kaskadierte NF Vorrang hat. Die Front-End-Rauschzahl hängt hauptsächlich von der Einfügungsdämpfung der Front-End-Filterung ab, die für die Störerunterdrückung erforderlich ist (in diesem Beispiel werden 6 dB Verlust veranschlagt). Diese Vorfilterung muss vor dem Verstärker sitzen, um wirksam zu sein, da der Verstärker Multisignal-IMD-Produkte erzeugt.

Im Bypass-Modus profitieren wir von der extrem hohen Linearität der SOI-Technologie. Hier gibt es keine Tricks, da die begrenzte Linearität des Verstärkers einfach zugunsten einer höheren Linearität, niedrigeren Verstärkung und höheren NF ausgeschaltet wird.

Breitband-Digital-Receiver – Design-Ergebnisse und Optimierung des digitalen Breitbandempfängers

Die folgenden Leistungskennfelder sind Empfindlichkeitsanalysen, die den momentanen störungsfreien Dynamikbereich (DR, dB) für unterschiedliche Kriterien anzeigen:

- Verarbeitungsbandbreite und HF-Eingangspegel
- HF-Frontend IIP2 und HF-Eingangspegel
- HF-Frontend NF und HF-Eingangspegel

Jedes Szenario wird für den hochempfindlichen und den Bypass-Pfad aufgeführt. Die Kästen kennzeichnen günstige Betriebsbereiche. Die Tabellen geben den Dynamikbereich (SFDR) oder den

Parameter	RF Frontend	ADC	Overall	Units
Full Scale	–	-6.5	–	dBm
NSD	–	-148	–	dBFS/Hz
–	–	-154.5	–	dBFS/Hz
Gain	10	0	–	dB
NF	15	19.5	16.1	dB
IIP2	31	35	21.5	dBm
IIP3	17	20	9.2	dBm
Pi	-40	-30	–	dBm
PN	–	–	-91.2	dBm
Parameter	RF Frontend	ADC	Overall	Units
Full Scale	–	-6.5	–	dBm
NSD	–	-148	–	dBFS/Hz
–	–	-154.5	–	dBFS/Hz
Gain	-14	0	–	dB
NF	14	19.5	33.5	dB
IIP2	75	35	48.6	dBm
IIP3	40	20	33	dBm
Pi	-15	-29	–	dBm
PN	–	–	-97.8	dBm

Tabelle 3: Beispiel High Sense (oben) und Bypass (unten) Performance der Kaskade; die Overall-Spalte zeigt das kaskadierte HF-Frontend plus ADC All-In Performance

DR (dB)		P_{in} (dBm)										
	61	–80	–70	–60	–50	–40	–35	–30	–25	–20	–15	–10
B_v (Hz)	1.00E+02	58	68	78	71	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+03	48	58	68	71	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+04	38	48	58	68	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+05	28	38	48	58	61	56	51	46	41	36	31
	1.00E+06	18	28	38	48	58	56	51	46	41	36	31
	1.00E+07	8	18	28	38	48	53	51	46	41	36	31
	1.00E+08	–2	8	18	28	38	43	48	46	41	36	31

DR (dB)		P_{in} (dBm)										
	64	–80	–70	–60	–50	–40	–35	–30	–25	–20	–15	–10
B_v (Hz)	1.00E+02	41	51	61	71	81	84	79	74	69	64	59
	1.00E+03	31	41	51	61	71	76	79	74	69	64	59
	1.00E+04	21	31	41	51	61	66	71	74	69	64	59
	1.00E+05	11	21	31	41	51	56	61	66	69	64	59
	1.00E+06	1	11	21	31	41	46	51	56	61	64	59
	1.00E+07	–10	1	11	21	31	36	41	46	51	56	59
	1.00E+08	–20	–10	1	11	21	26	31	36	41	46	51

Bild 11: Momentaner störungsfreier Dynamikbereich (DR) in Abhängigkeit von HF-Eingangspegel (P_{in}) und Verarbeitungsbandbreite (B_v); hohe Empfindlichkeit (oben) und Bypass-Modus (unten)

Abstand bis zum Grundrauschen oder der höchsten IMD-Spur für einen gegebenen maximalen Eingangssignalpegel Pin an. In jeder der Tabellen sind die statischen Variablen gemäß den vorherigen Kaskadenparametern eingestellt. Wie bereits beschrieben, hängt der in Bild 11 gewählte Bv-Wert von den Zielen der Wellenformerkennung ab. Ein niedriger B_v-Wert verringert das Grundrauschen und verbessert den Dynamikbereich bei niedrigen P_{in}-Werten, allerdings auf Kosten einer langsameren FFT. Umgekehrt erhöhen hohe B_v-Werte das Grundrauschen, und eine schlechte Empfindlichkeit begrenzt den Dynamikbereich. Der wahrscheinliche Betriebsbereich liegt bei der Balance dazwischen.

DR (dB)		P_{in} (dBm)										
	61	–80	–70	–60	–50	–40	–35	–30	–25	–20	–15	–10
IIP2 (FE, dBm)	20	21	31	41	51	56	51	46	41	36	31	26
	30	21	31	41	51	61	56	51	46	41	36	31
	40	21	31	41	51	61	59	54	49	44	39	34
	50	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35
	60	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35
	70	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35
	80	21	31	41	51	61	60	55	50	45	40	35

DR (dB)		P_{in} (dBm)										
	64	–80	–70	–60	–50	–40	–35	–30	–25	–20	–15	–10
IIP2 (FE, dBm)	20	4	14	24	34	44	49	50	45	40	35	30
	30	4	14	24	34	44	49	54	54	49	44	39
	40	4	14	24	34	44	49	54	59	57	52	47
	50	4	14	24	34	44	49	54	59	63	58	53
	60	4	14	24	34	44	49	54	59	64	62	57
	70	4	14	24	34	44	49	54	59	64	63	58
	80	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59

Bild 12: Unmittelbarer störfreier Dynamikbereich (DR) in Abhängigkeit vom HF-Eingangspegel (P_{in}) und vom referenzierten HF-Frontend-Eingang IP2; hohe Empfindlichkeit (oben) und Bypass-Modus (unten)

Bild 12 veranschaulicht, dass bei niedrigen Pin-Pegeln der IIP2 irrelevant ist, da die Empfindlichkeit den Dynamikbereich bestimmt. Die Performance im mittleren Leistungsbereich ist am empfindlichsten gegenüber IIP2. Eingangsleistungspegel im mittleren Bereich dürften die meisten Anwendungsfälle umfassen, und mit steigender Pin in Richtung des hohen Sense-to-Bypass-Umschaltpunkts ist die Linearität des Verstärkers, insbesondere IP2, von entscheidender Bedeutung. Der überragende IP2 des ADL8104 zeichnet sich in diesem wichtigen mittleren Bereich aus und erhält die Performance im hohen Dynamikbereich. Der höhere IIP2 des Bypass-Modus´ ermöglicht, die Betriebszonenbox nach unten zu verschieben, um dem besten Dynamikbereich zu folgen.

Bild 13 zeigt, dass für große Verbesserungen der NF, die sehr kostspielig für SWaP-C und Linearität sein können, eine abnehmende Rendite des Dynamikbereichs bei Verwendung eines mittleren B_v-Wertes besteht. Damit sich eine niedrigere NF auszahlt, muss B_v mit ihr sinken und die damit verbundenen Kompromisse müssen toleriert werden. Der High-Sense-Modus schneidet mit einer NF im Bereich von 10 bis 15 dB gut ab. Für den Bypass-Modus zeigt sich, dass die hohe NF angesichts des Vorteils für die Linearität ein williger Kompromiss ist. Idealerweise kann die NF im Bypass-Modus im Bereich von 20 bis 25 dB gehalten werden. Eine bessere NF im Bypass-Modus hilft dem Dynamikbereich nicht, da wir IMD-limitiert sind.

Zusammenfassung

Die unmittelbar bevorstehende Entwicklung in der elektronischen Kriegsführung hin zu HF-Tunern mit mehreren Oktaven und unmittelbaren Band-

DR (dB)		P_{in} (dBm)										
	61	-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
NF (dB)	5	27	37	47	57	61	56	51	46	41	36	31
	10	25	35	45	55	61	56	51	46	41	36	31
	15	21	31	41	51	61	56	51	46	41	36	31
	20	17	27	37	47	57	56	51	46	41	36	31
	25	12	22	32	42	52	56	51	46	41	36	31
	30	7	17	27	37	47	52	51	46	41	36	31
	35	2	12	22	32	42	47	51	46	41	36	31

DR (dB)		P_{in} (dBm)										
	64	-80	-70	-60	-50	-40	-35	-30	-25	-20	-15	-10
NF (dB)	5	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	10	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	15	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	20	4	14	24	34	44	49	54	59	64	64	59
	25	3	13	23	33	43	48	53	58	63	64	59
	30	2	12	22	32	42	47	52	57	62	64	59
	35	0	10	20	30	40	45	50	55	60	64	59

Bild 13: Momentaner störungsfreier Dynamikbereich (DR) vs. HF-Eingangspegel (P_{in}) und HF-Frontend-Rauschzahl (NF); hohe Empfindlichkeit (oben) und Bypass-Modus (rechts)

breiten im Multi-GHz-Bereich sowie zu breitbandigen digitalen Empfängern führt zu IMD2-Effekten, die den Dynamikbereich herausfordern. Die heutige Betrachtung von SFDR in Bezug auf IMD3 wird sich auf IMD2 ausweiten, und der Entwickler wird sowohl die SFDR2- als auch die SFDR3-Gleichung verwenden. Das Grundrauschen des Systems ist dynamisch, da sich die Verarbeitungsbandbreite je nach Wellenformerkennung und Zeitanforderungen während des Betriebs ändert. Beim Entwurf des optimalen Rauschflurs definieren die Dezimierung M und die FFT-Tiefe N zusammen die FFT-Bin-Breite, doch haben sie jeweils eigene wichtige Auswirkungen, die berücksichtigt werden müssen. Es werden Beispiel-Impulsfolgen-FFTs mit unterschiedlichen M und N gezeigt. Da sich die ADC-Leistung verbessert, ist das Frontend weiterhin auf hochlineare Breitband-HF-Komponenten mit

```
clear all; clc; %close all;
% sampling parameters
fs = 15.36e9; %sampling frequency
ts = 1/fs; % time step
N = 2^9; %FFT bins
m= 2^8; %decimation 1536 max
MN=N*m;
fs_dec=fs/m;
bin = fs_dec/N;
capture_time= N*m*ts; % radar waveform
tau = 100e-9; % pulse width
duty = 0.1;
PRI = tau/duty;
PRF = 1/PRI; % Hz
NSD=-148; %dBFs/Hz
floor=NSD+10*log10(2*fs_dec/N);
mainlobe=2/tau;
line_spacing= PRF;
num_cycles = N*m*ts/PRI;
t = 0:ts:(N*m*ts - ts);
d = tau:PRI:(PRI*(num_cycles));
y = pulstran(t,d,@rectpuls,tau); %pulse train
y=awgn(y, 50);
%plot pulse train in time domain
subplot(2,1,1)
plot(t/1e-6,y)
xlabel('Time (us)'); ylabel('Amplitude')
ylim([-0.5,1.5]);
%filter and decimate data stream
ydec=decimate(y,m);
%window
win = blackman(length(ydec)); % blackman window....
   use yup for zero pad
ywin=win'.*ydec;
% FFT
Y = abs(fft(ywin,N));
f = -fs_dec/2:fs_dec/N:(fs_dec/2-fs_dec/N);
%normalize and convert to dB
Y_db = mag2db(Y./max((Y)));
%plot FFT
subplot(2,1,2)
plot(f/1e6,fftshift(Y_db));
xlabel('Frequency (MHz)'); ylabel('Magnitude (dB)');
xlim([-4/tau/1e6 4/tau/1e6])
ylim([-150,0]);
```

abstimmbaren Attributen und Frequenzselektivität angewiesen. Das Frontend sollte in Kaskade mit den HF-Eigenschaften des ADCs entworfen werden.

Der Autor

Benjamin Annino (benjamin.annino@analog.com) ist Applications Director für die Aerospace and Defense Business Unit bei Analog Devices. Er kam 2011 zu Hittite Microwave, bevor er 2014 zu Analog Devices wechselte. Davor arbeitete er bei Raytheon an verschiedenen Radartechnologien. Er hat einen B.S.E.E. vom Dartmouth College, einen M.S.E.E. von der University of Massachusetts-Lowell und einen M.B.A. von der University of Massachusetts-Amherst.

Danksagung

Das Zusammenführen der Konzepte in diesem Artikel war eine Teamleistung, bei der ich viel Hilfe von Kollegen bekam. Mein Dank geht an Nate Turner, Brad Hall, Wyatt Taylor, Frank Murden, Pete Delos, Ed Woertz, Robin Getz und Travis Collins. Das Buch „Digital Techniques for Wideband Receivers“ von Dr. James Tsui inspirierte und lieferte einen großen Teil des Inhalts.

Referenzen

[1] Peter Delos. “A Review of Wideband RF Receiver Architecture Options.” Analog Devices, Inc., February 2017.

[2] Ahmed Ali, Huseyin Dinc, Paritosh Bhoraskar, Scott Bardsley, Chris Dillon, Mohit Kumar, Matthew McShea, Ryan Bunch, Joel Prabhakar, and Scott Puckett. “A 12b 18GS/s RF Sampling ADC with an Integrated Wideband Track-and-Hold Amplifier and Background Calibration.” 2020 IEEE International Solid-State Circuits Conference, February 2020.

[3] AD9213 data sheet. Analog Devices, Inc., March 2020.

[4] AD9174 data sheet. Analog Devices, Inc., July 2019.

[5] William F. Egan. Practical RF System Design. John Wiley & Sons, April 2003.

[6] James Bao-Yen Tsui. Microwave Receivers and Related Components. Peninsula, 1983.

[7] Ian Beavers. “Noise Spectral Density: A New ADC Metric?” Analog Devices, Inc., December 2017.

[8] Travis F. Collins, Robin Getz, Di Pu, and Alexander M. Wyglinski. Software-Defined Radio for Engineers. Artech House, 2018.

[9] James Tsui and Chi-Hao Cheng. Digital Techniques for Wideband Receivers. SciTech, 2015.

[10] Duty Cycle. Electronic Warfare and Radar Systems Engineering Handbook. Naval Air Systems Command, April 1997. ◄