

多倍频程宽带数字接收器的SFDR考量

Benjamin Annino, 应用总监

简介

通信和雷达接收器可以采用动态范围和灵敏度增强技术, 而电子战(EW)接收器必须在没有这些技术可利用的情况下, 在多个干扰信号拥塞的宽带频谱中拦截并识别未知的敌方信号。通信接收器中采用的入射射频限带技术对于电子战接收器而言是得不偿失, 因为后者希望在更短的时间内处理越来越宽的瞬时带宽。在雷达领域, 匹配滤波对接收器动态范围有利, 接收到的雷达回波因此与发射信号的副本相关。遗憾的是, 电子战接收器事先不知道要拦截什么信号, 因此没有东西可以关联! 这就像在人群中寻找一个您从未谋面的陌生人一样……更糟糕的是, 他还躲着, 甚至可能根本不在那里!

不过有一些好消息: 未来几年内, 高采样速率模数转换器(ADC)和数模转换器(DAC)技术将引领宽带数字接收器架构的发展。最重要的是, ADI公司的转换器将保持传统低速率数字转换器的出色线性度、噪声性能和动态范围。作为主力的超外差式调频器将让位于直接采样和直接变频架构¹。自适应频谱调谐将继续从射频转向数字信号处理领域。

宽带射频检测的这种巨大转变将带来尺寸、重量、功耗与成本(SWaP-C)优势: 以较低的成本提供更高的接收和发射通道数, 外形尺寸则与当今相同或更小。

展望即将到来的具有多倍频程带宽的数字电子战接收器时代, 本文讨论设计出出色动态范围时面临的新挑战和考虑因素。在本文中, 动态范围指瞬时杂散动态范围, 这是负责在拥挤的较大阻塞频谱中检测小信号的接收器的关键品质因数。

新一代ADC性能

受老一代数据转换器的限制, 当今许多电子战接收器的瞬时带宽(IBW)在倍频程以下。未来, 这些接收器将被IBW有几GHz的多倍频程宽带数字接收器所取代。例如, 在未来几年, 越来越多的检测平台将采用具有ADC和DAC的ADI转换器芯片, 这些芯片能够处理大于4 GHz的IBW, 同时保持70 dB以上的SFDR^{2,3,4}。

一种受欢迎的低SWaP宽带数字接收器ADC使用案例可能是:

- ▶ ADC采样速率约为15 GSPS
- ▶ 对第一奈奎斯特区 (即DC到6 GHz) 直接采样
- ▶ 对第二奈奎斯特区 (即8 GHz到14 GHz) 直接采样
- ▶ 射频模块转换中频段 (6 GHz至8 GHz) 和更高频率(>14 GHz)

电子战接收器需要覆盖越来越高的频谱, 从18 GHz到50 GHz甚至更高范围。ADC较高的第二奈奎斯特区可简化频率规划, 从而允许使用简单的射频前端模块转换器和要求放宽且SWaP更小的射频滤波器。以下讨论考虑射频前端与高采样速率的ADC级联, 这与前面的例子相似。

宽带数字接收器的动态范围

优化动态范围的接收器设计人员必须在灵敏度(NF)与线性度(IP2、IP3)之间取得平衡, 因为这些射频器件特性通常相互制约。在较低射频级别时, 动态范围受灵敏度限制; 在较高射频级别时, 动态范围受线性度限制。根据经验, 允许的接收器最大工作电平应如此设置, 即其应使得多信号交调失真(IMD)杂散水平等于噪声功率, 如图1所示。现代系统使用自适应瞬时带宽通道化和处理带宽(B_p), 本底噪声因此上下移动 $10\log(B_p)$ 。处理带宽的细微差别至关重要, 值得在后面单独讨论。

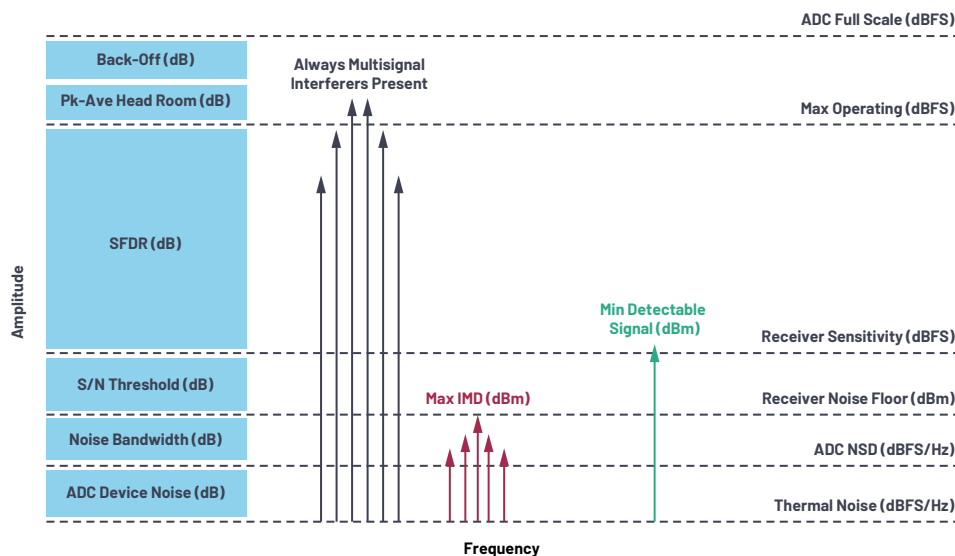


图1. SFDR与ADC工作范围、噪声、IMD杂散和检测阈值有关。

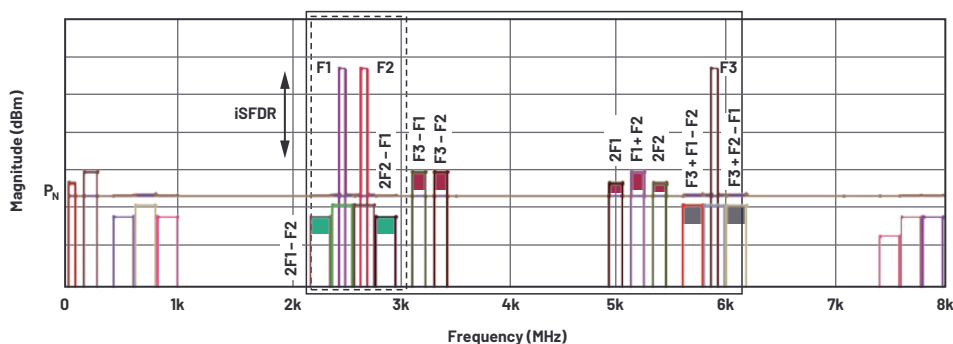


图2. 多信号F1、F2和F3 (每个均为60 MHz) 引起二次谐波、IMD2 (红色)、IMD3 (绿色) 和IMD2/3组合 (灰色) 杂散的示例。本底噪声 (棕色) 标记为 P_N 。

宽带数字接收器的多倍频程IMD2挑战

宽带数字接收器的发展带来了新的射频挑战。在多倍频程宽带数字接收器中, 多信号二阶交调失真(IMD2)杂散是一个问题, 会损害动态范围。虽然IIP3在射频器件数据手册中一直是一个关键品质因数(FOM), 但IIP2更难追踪, 对电子战设计人员而言可能更棘手。IMD2杂散的问题在于, 入射双音信号功率每降低1 dB, IMD2杂散只会降低1 dBc, 而三阶交调失真(IMD3)杂散则降低2 dBc。

当然, 多倍频程直接射频采样在ADC第一奈奎斯特区的较低部分进行并不是什么新鲜事。例如, 一个较旧的系统可能以500 MSPS采样, 并观测第一奈奎斯特区中的DC至200 MHz范围, 不会有IMD2问题。这是因为在这些较低频率 (即不到几百MSPS), ADC特性是高度线性的, ADC的有效IIP2和IIP3非常高, 导致良性IMD2产物消失在本底噪声以下。就像宽带射频器件一样, 多GHz、多倍频程ADC的线性度会随着频率的提高而降低, 而在较高工作频率时, IMD2产物常常位于本底噪声之上。展望未来, 我们需要处理IMD2。

拓宽宽带数字接收器的SFDR定义

不请自来的IMD2要求重新定义流行的接收器FOM瞬时无杂散动态范围(SFDR)。SFDR指当有多个较大信号产生IMD杂散时, 接收器可以检测到多小的信号。相对于大信号, SFDR以dB为单位指定。

传统上, SFDR是根据IMD3产物、NF和处理带宽来定义的。许多文章中对基于IMD3的SFDR进行了推导, 其有时也被称为瞬时SFDR, 这也是本文中的意思^{5,6}。我们将其称为SFDR3:

$$\begin{aligned} SFDR3 \text{ dB} &= 2/3 [IIP3 \text{ dBm} - P_N \text{ dBm}] - [S/N_{\text{阈值}} \text{ dB}] \\ P_N &= -174 \text{ dBm/Hz} + NF \text{ dB} + 10 \log_{10} [B_v / \text{Hz}] \text{ dB} \\ B_v &= \text{处理带宽 Hz} \end{aligned} \quad (1)$$

如今, 基于IMD2的SFDR较少受到关注, 但它作为一个重大威胁已经迫在眉睫, 需要予以解决。它可以采用与SFDR3相同的方式推导出来, 这里将其称为SFDR2:

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

图2显示了一种射频前端频谱情况, 三个同步信号 (F1、F2和F3) 造成交调产物, 动态范围的下限由此决定。低于此水平时, 宽带数字接收器便无法轻易分辨出目标是真实的还是虚假的IMD杂散。

当今的倍频程以下IBW接收器(如图2虚线框所示)仅担心IMD3, 因为其位于带内, 无法滤除。它不用担心IP2, 因为IMD2及其引起的信号处于很容易滤除的位置。使用输入射频滤波可以轻松将F3斩波, 从而使F3-F1和F3-F2降至本底噪声以下。与F1和F2的二次谐波非常相似, F1+F2 IMD2可以通过输出滤波轻松衰减。当然, 必须考虑ADC相对于奈奎斯特折叠杂散的二阶性能, 但前端IMD2性能很容易处理。

进入多倍频程IBW接收器(如图2实线框所示)后, 情况开始改变。与IMD3相比, IMD2是更大的问题。IMD2杂散及其引起的干扰现已在带内。带通滤波会破坏多倍频程IBW的作用。这就是为什么可调陷波滤波尽管有其局限性, 但作为前端干扰缓解措施却越来越受到关注。它不会让多倍频程频谱损失太多。

图3显示了一个示例多倍频程宽带数字接收器的基波多音大信号、IMD2和IMD3水平、本底噪声以及相应的SFDR之间的关系。该例使用ADC的实际噪声和线性度特性, 该ADC对第一奈奎斯特区进行采样, IBW为4 GHz(从2 GHz到6 GHz)。假定处理带宽为469 kHz。

最佳SFDR2和SFDR3出现在不同的 P_{in} 工作点, 在这些工作点, 相应的IMD水平与噪声功率相交。如果假装这是一个采用前端射频限带技术的倍频程以下接收器, 则SFDR3决定总体SFDR, 我们可以预期最佳情况SFDR为79 dB, 这非常不错。但是, 由于电子战接收器需要多倍频程IBW, 因此SFDR2决定总体SFDR。在最佳SFDR3输入水平($P_{in} = -20$ dBm)时, IMD2杂散使SFDR降低24 dB, 导致SFDR为55 dB。结果很公平, 但令人失望。

一个有用的经验法则是, 对于特定射频输出水平 $= P_{RF,0}$, 要获得同等的IMD2和IMD3水平, 必须满足以下条件:

$$OIP2 \text{ dBm} = 2OIP3 \text{ dBm} - P_{RF,0} \text{ dBm} \quad (3)$$

换句话说, 此条件将使SFDR2和SFDR3线在同一点与本底噪声相交, 因此SFDR2不会限制性能。

对于之前的SFDR示例情况, 射频前端向ADC馈送-20 dBm, OIP3为20 dBm。要获得相同水平的IMD2和IMD3杂散(从而不限制性能), 所需的OIP2为:

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

考虑到与其他特性(如频率、带宽、噪声和直流功率)的平衡, 目前无法获得这样的器件原始OIP2性能。因此, 业界对新一代自适应前端干扰缓解技术的兴趣日益浓厚。

为了减小IMD2, 接收器必须将最大输入工作电平从-20 dBm降至-32 dBm, 然后才能将SFDR2改进到66 dB的最佳情况。在图3中, 此最佳SFDR2是IMD2迹线与本底噪声相交的位置。遗憾的是, 在 $P_{in} = -32$ dBm时的最佳情况SFDR2仍比在-20 dBm时的最佳情况SFDR3差13 dB。现在我们已经降低了最大工作电平, 因此问题的焦点转移到噪声功率(灵敏度)限制上, 这将在以下部分进行讨论。

是什么决定了宽带数字接收器的处理带宽?

当处理带宽变窄时, 电子战接收器的灵敏度或噪声功率会变得更好。但是, 通常情况下需要权衡取舍: 不能只将带宽降低到任意小的值就认为天下大吉。有哪些竞争因素需要考虑? 要回答这个问题, 我们需要讨论抽取、快速傅立叶变换(FFT)及其关系。首先定义几个变量:

$$\begin{aligned} M & \text{为数字数据流的ADC抽取系数} \\ N & \text{为FFT长度, 与采样持续时间成比例} \end{aligned} \quad (5)$$

ADI公司的高采样速率ADC采用片内数字信号处理器(DSP)模块, 可对原始数据流进行可配置的滤波和抽取, 以将最小有效载荷发送至下游FPGA。ADI公司的相关文献对此过程进行了详细讨论³。抽取的明显好处是减少了必须通过JESD204B/JESD204C传递给FPGA的数字有效载荷。另一个好处是, 与在FPGA架构中实现相同操作相比, 使用本地片内抽取专用电路(即ASIC)可以节省功耗。我们会在后面谈到这个问题。

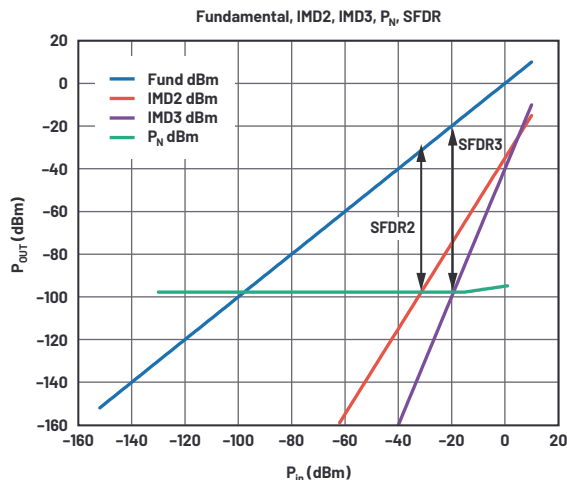


图3. SFDR2和SFDR3反映在最大信号(基波)以下多远, 您可以轻松检测到较小信号。由于变化很大, 此处的检测阈值为零。实践中, 应从SFDR中减去检测阈值。

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

图4显示了现代宽带数字转换中使用的模块（与本讨论相关）。该流程包括对数据流进行采样、数字下变频、数字滤波、抽取和快速傅立叶变换。

首先，使用微调NCO将在 f_s 处采样的数据数字下变频到基带（复数I/Q）。然后，使用可编程低通数字滤波器对数据流进行滤波。此预抽取数字滤波设置中频带宽，并且是设置接收器本底噪声 P_n 的两个不同操作中的第一个。随着中频带宽变小，并且滤波使宽带噪声衰减，带内积分噪声功率会降低。

$$\text{中频 (噪声) 通道带宽} = f_s/2M \quad (6)$$

接下来，以M进行抽取会将有效采样速率降至 f_s/M ，保留第M个样本，并将其间的样本丢弃。

因此，下游FFT处理获得速率为 f_s/M 且带宽为 $f_s/2M$ 的数据流。最后，FFT长度N设置窗口宽度和捕获时间，这是设置本底噪声的第二步。

$$\text{FFT窗口} = [\text{中频通道带宽}] / [N/2] \text{ Hz} = f_s/[MN] \text{ Hz} \quad (7)$$

抽取和FFT对宽带数字接收器本底噪声的影响

图5将宽带数字接收器的处理本底噪声(K)与ADC的噪声谱密度(L)关联起来，后者是ADC加性噪声的FOM，可在数据手册上轻松获得。现有ADI文献很好地解释了处理增益、NSD、SNR和量化噪声⁷。

图5中最有用的关系是：

$$\begin{aligned} &\text{或者换言之} \\ &\text{处理本底噪声 (dBFS)} = \text{NSD (dBFS/Hz)} + \\ &10\text{Log}_{10}[f_s/(MN)/\text{Hz}] \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (8)$$

处理本底噪声（图5中的K）与 P_n 相同，可以放入式1和式2中。注意，设计人员基于下一部分中讨论的设计权衡和约束条件仔细选择M和N。

尽管提高抽取系数M与减小FFT长度N（图5中的E）对降低本底噪声（图5中的C）具有相同的比例效应，但必须注意二者的机制完全不同。抽取步骤涉及使用数字滤波对通道进行限带。由此设定的有效噪声带宽决定了通道中的总积分噪声（图5中的D）。它还设置了可检测信号的最大瞬时频谱带宽。与之相比，FFT步骤本身并不进行滤波，而是将通道中的整个积分噪声扩展到N/2个窗口中，并且决定了频谱线分辨率。N越高，则窗口越多，每个窗口的噪声含量就越低⁸。抽取增益M和FFT增益N共同定义了FFT窗口的宽度，在讨论处理带宽时常常将它们合并在一起（图5中的F），但其值必须根据各自对信号带宽、频谱分辨率、灵敏度、延迟要求的微妙影响来平衡，详见下一部分的讨论。

处理带宽和系统性能的权衡

反过来将抽取M和FFT N与高优先级性能关联起来：

延迟是检测和处理连续频谱捕获的时间，必须尽可能短。许多系统需要近乎实时的操作，这就要求 $M \times N$ 尽可能小。随着FFT大小的增加，频谱分辨率会提高，而本底噪声会降低，因为积分噪声会分布在更多窗口上。需要权衡的是采集时间，后者很重要，计算公式如下：

$$\text{时间} = N \times M \times t_s \text{ (秒)} \quad (9)$$

当较短时间脉冲的频谱内容扩展到相对较宽的频带时，最小可检测脉冲宽度(PW)设置最小容许中频通道带宽。如果中频通道带宽太窄，则信号频谱内容将被截断，较短时间脉冲将得不到正确检测。设置最大容许M的最小中频带宽必须满足以下条件：

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

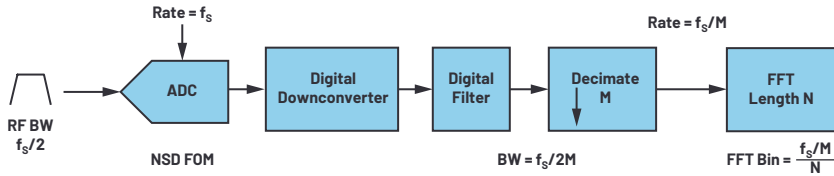


图4. ADC数据抽取和FFT的简单框图。

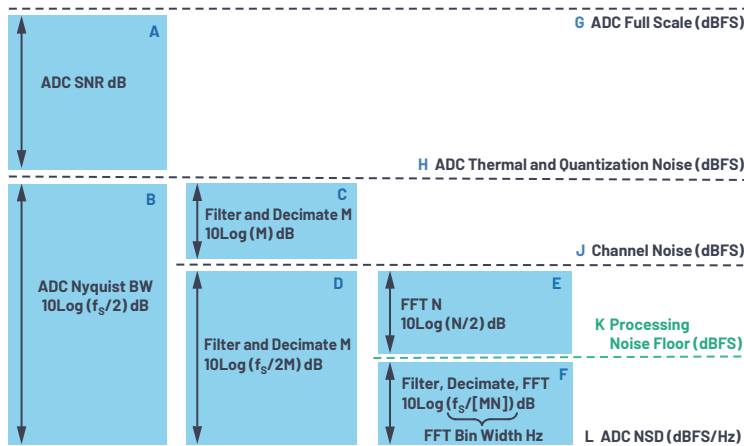


图5. 抽取和FFT增益运算与通常参考的噪声水平的关系。

频谱分辨率和灵敏度随着FFT窗口变窄(需要增加N)而提高。更长的脉冲宽度和PRI需要更高的分辨率才能分辨出更近的频谱线,这意味着需要更大的N才能正确检测。N的增加会改善频谱线分辨率,但只能在M所定义的中频带宽内。如果使用过高的抽取, N的增加会改善M所设置的中频带宽内的频谱分辨率,但无法恢复丢失的信号带宽。例如,脉冲宽度低于接收器最小脉冲宽度的脉冲序列将有一个频域sinc函数,其主瓣超过抽取带宽。增加N将有助于解析序列的PRF,但无助于解析脉冲宽度,该信息会丢失。唯一的解决办法是减小抽取M,增加中频带宽。

抽取、FFT和脉冲序列检测

电子战宽带数字接收器的大部分工作是解交织、识别、跟踪同时入射的雷达脉冲序列。载波频率、脉冲宽度和脉冲重复间隔(PRI)是雷达的标签,对于确定谁是谁至关重要。检测方案中同时使用时域和频域⁹。总体目标是在尽可能短的持续时间内检测、处理和响应脉冲序列。动态范围至关重要,因为电子战接收器需要同时跟踪多个远距离目标,并且同时受到高能干扰脉冲的轰炸。

脉冲序列FFT示例

这里给出了两个脉冲序列示例。第一个代表脉冲多普勒雷达,其在10 的占空比时显示出非常短的PW(100 ns),导致PRF非常高。第二个模拟脉冲雷达,其PW和PRI相对较长(占空比较低,PRF较低)。下面的图像和表格说明了抽取M和FFT长度N对时间、灵敏度(本底噪声)和频谱分辨率的影响。表1汇总了这些参数以便于比较。虚构的值并不代表具体的雷达,但仍有实际意义¹⁰。

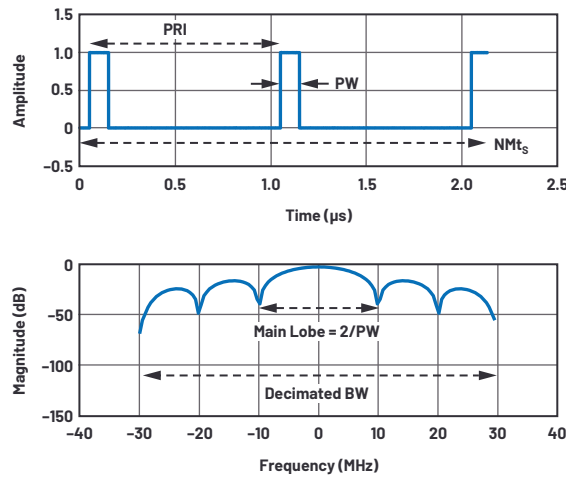


图6. 快速捕获脉冲多普勒雷达的典型窄脉冲宽度、高PRF脉冲序列。

表1. 示例脉冲多普勒雷达和脉冲雷达特性的比较

参数	脉冲多普勒雷达		脉冲雷达	
PW	短	100 ns	较长	10 μs
PRI	短	1 μs	较长	1 ms
PRF	高	1 MHz	低	1 kHz
占空比	中/高	10%	中/低	1%
抽取M	低	256	高	1536
FFT长度N	低	128至512	高	16,384至65,536
时间	快	2 μs至9 μs	较长	2 ms至7 ms
灵敏度	较低	-91 dBFS	较高	-120 dBFS

要点是, M和N并没有一个适合一切情况的值, 任何具体电子战接收器中的复杂检测算法和并行通道化方案都可能采用广泛的值。电子战接收器必须能够检测两个信号, 可能是同时进行(此处未显示), 这就是为什么快速、适应性配置能力很重要的原因。动态范围和灵敏度直接取决于必须检测的脉冲特性。

示例: 宽带数字接收器检测脉冲多普勒雷达

以下两个FFT捕获脉冲多普勒情形。

图6所示的第一个FFT仅需要2个以上的脉冲周期, 便能从FFT主瓣的宽度确定信号的脉冲宽度。抽取值M的设置使得中频带宽足够宽, 能够捕获主瓣及一些旁瓣。响应时间非常快。快速响应时间的不利一面是导致本底噪声和频谱分辨率较差。注意, 由于缺乏频谱分辨率, FFT中没有可用的PRI信息。

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

图7中的第二个FFT显示, 因为采样长度N (和时间) 增加, 本底噪声和频谱分辨率得到了改善。M保持不变。经过大约九个脉冲周期, 频谱分辨率提高到足以从FFT确定PRI (1/PRF)的程度。旁瓣之间可以看到本底噪声。

示例: 宽带数字接收器检测脉冲雷达

以下两个FFT捕获更宽的脉冲情形。

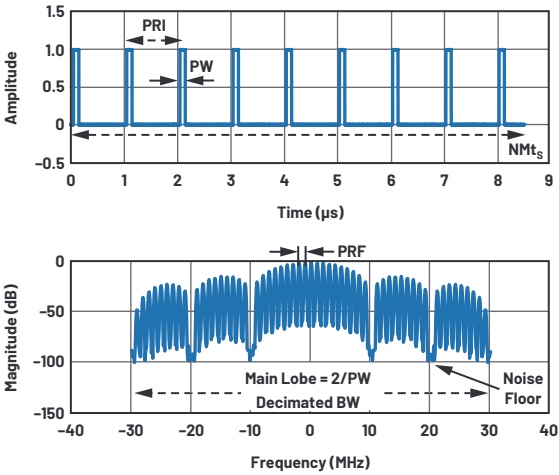


图7. 脉冲多普勒示例使用较长FFT解析谱线。

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

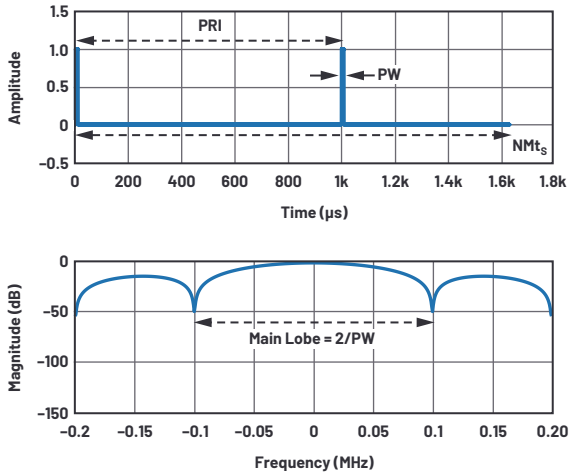


图8. 快速捕获脉冲雷达的典型较长脉冲、较低PRF脉冲序列。

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

图9中的第二个长脉冲FFT示例说明了长PRI (低PRF) 如何产生非常接近的频谱线, 这需要非常低的FFT窗口大小或分辨率带宽。缺点是需要更多时间(FFT N)。好处是灵敏度更高。

使用级联ADC的宽带数字接收器射频前端设计

确立了动态范围和灵敏度目标之后, 射频前端与数字数据转换器必须匹配。最佳射频前端设置接收器灵敏度(NF), 并以足够好的线性裕量执行所需的频谱信号调理, 使得ADC性能可以设置接收器IP3和IP2。通常将前端射频增益设置为足以建立所需级联NF的水平, 因为超出该增益一般会损害动态范围, 应避免这种情况。如果前端成为动态范围的瓶颈, ADC的能力将被浪费, 这会非常可惜!

一个有用的技巧是将ADC的品质因数转换为等效的射频级联参数, 并将ADC视为射频黑匣子。一些经验法则:

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

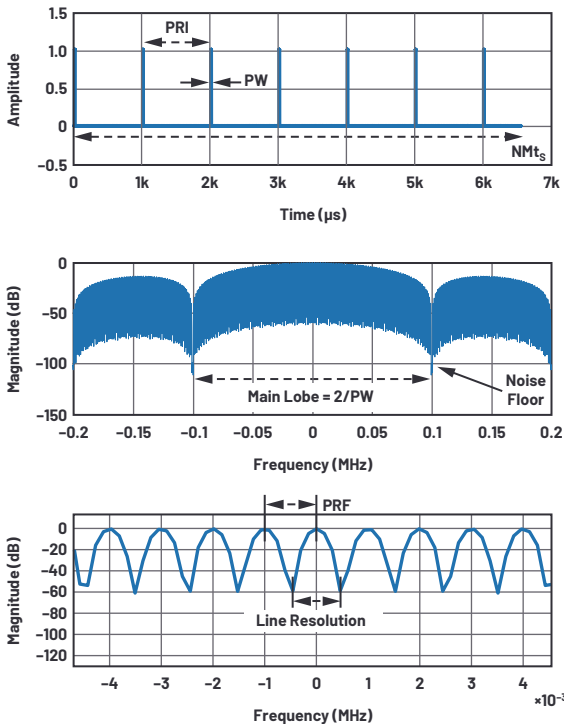


图9. 脉冲示例使用较长FFT解析谱线。

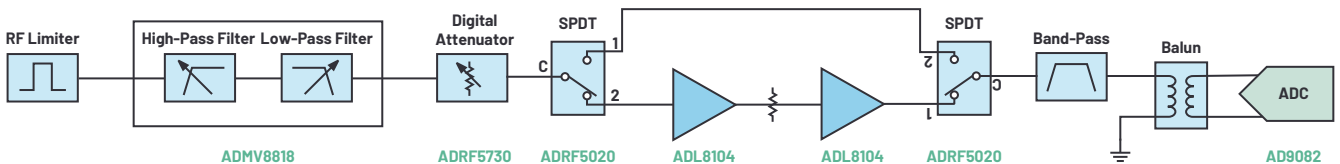


图10. 切换高灵敏度模式和旁路模式的射频前端示例。

其中PRF (dBm)是测量IMD3和IMD2水平的ADC输入射频水平。

注意, 在针对处理增益进行调整之前, 组合前端和ADC的级联系统NF是宽带噪声。

前端与ADC级联的设计示例

下面是使用图10所示前端进行级联分析的例子。此链受益于ADI最新发布的射频目录产品, 包括:

- ▶ [ADMV8818](#) 宽带可编程高通/低通可调谐滤波器。
- ▶ [ADRF5730](#) 宽带射频SOI数字衰减器。
- ▶ [ADRF5020](#) 宽带射频SOI SPDT。
- ▶ [ADL8104](#) 超高IP2宽带射频放大器。
- ▶ [AD9082](#) MxFE 4× DAC (12 GSPS) + 2× ADC (6 GSPS)

此外, 该链具有ADI开发的宽带200 W射频限幅器和小尺寸高Q的固定滤波器。

保护动态范围的一种古老技术是在针对较低输入信号的高检测模式与针对较高输入信号的旁路模式之间进行切换。如表2所示, 高检测路径有利于NF性能, 而旁路路径则牺牲较高NF以有利于提高线性度 (IP2和IP3)。性能表说明了这种好处。

Parameter	Value	Units
F _{SAMPLE}	15.36	GSPS
N	65,536	
M	1536	
M × N	101M	
FFT Bin	0.153	kHz
Time (NMt ₅)	6.6	ms
PW	10	μs
Duty	1	%
PRF	1	kHz
PRI	1	ms
Noise Floor	-126	dBFS

表2. 两种模式的射频前端黑匣子参数示例

模式	G (dB)	NF (dB)	IIP2 (dBm)	IIP3 (dBm)	IP1dB (dBm)
高检测	10	15	31	17	5
旁路	-14	14	75	40	25

表3比较了前端和ADC黑盒参数以及所得到的整体级联性能。

在高检测模式下, 动态范围的限制因素是本底噪声, 因此优先考虑级联NF。前端噪声系数主要取决于减轻干扰所需的前端滤波的插入损耗 (本示例预算为6 dB损耗)。这种预选滤波必须放在放大器之前才能有效, 因为放大器会产生多信号IMD产物。

在旁路模式下, SSI技术的极高线性度非常有利。这里没有什么技巧, 因为放大器有限的线性度换得了较高的线性度、较低的增益和较高的NF。

表3. 高检测（顶部）和旁路（底部）级联性能示例，“总体”列是级联射频前端加上ADC的全部性能

	射频前端	ADC	总体	单位
满量程		-6.5		dBm
NSD		-148		dBFS/Hz
		-154.5		dBFS/Hz
增益	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
P _N			-91.2	dBm
	射频前端	ADC	总体	单位
满量程		-6.5		dBm
NSD		-148		dBFS/Hz
		-154.5		dBFS/Hz
增益	-14	0		dB
NF	14	19.5	33.5	dB
IIP2	75	35	48.6	dBm
IIP3	40	20	33.0	dBm
Pi	-15	-29		dBm
P _N			-97.8	dBm

宽带数字接收器设计结果和优化

以下性能热度图是灵敏度分析, 显示了改变以下条件时获得的瞬时无杂散动态范围 (DR, dB) :

- 处理带宽和射频输入水平
- 射频前端IIP2和射频输入水平
- 射频前端NF和射频输入水平

每种情况均针对高灵敏度和旁路路径运行。方框标出了有利的工作区域。表格列出了给定最大输入信号水平P_{in}下的动态范围 (SFDR), 即到本底噪声或最高IMD杂散的距离。对于任何给定表格, 静态变量都是根据前面的链参数设置的。

如之前所讨论的, 图11中选择的B_v取决于波形检测目标。较低的B_v会降低本底噪声, 改善较低P_{in}下的动态范围, 但FFT时间会变慢。相反, 较高的B_v值会增加本底噪声, 而较差的灵敏度会限制动态范围。可能的工作区域位于二者的平衡点。

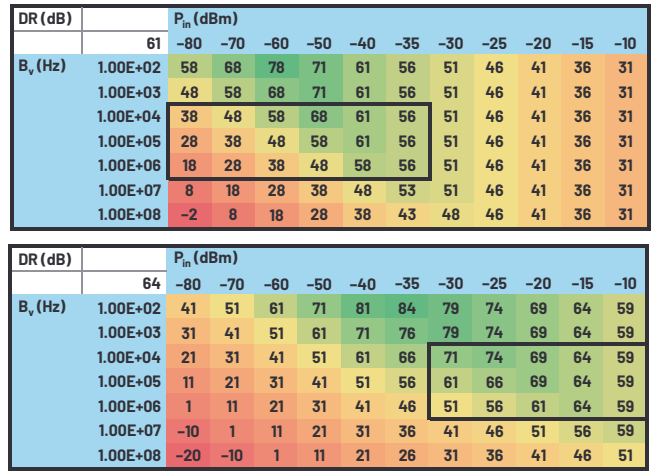


图11. 瞬时无杂散动态范围(DR)与射频输入水平(P_{in})和处理带宽(B_v)的关系, 高灵敏度模式（顶部）和旁路模式（底部）。

图12说明, 在低P_{in}水平下, 由于灵敏度设置动态范围, 因此IIP2不相关。中等性能对IIP2最敏感。中等输入功率水平可能包含大多数使用场景, 随着P_{in}的增加, 高检测模式趋于向旁路模式切换, 放大器的线性度 (尤其是IP2) 至关重要。ADL8104的出色IP2在这一重要的中端输入范围的应用中中脱颖而出, 保持了高动态范围性能。

旁路模式下较高的IIP2允许工作区域框向下移动以获得最佳动态范围。

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	

图12. 瞬时无杂散动态范围(DR)与射频输入水平(P_{in})和射频前端IIP2 (折合到输入端) 的关系; 高灵敏度模式 (顶部) 和旁路模式 (底部)。

图13显示, 若大幅改进NF (对于SWaP-C和线性度非常不利), 使用中等B₀的动态范围所获得的好处会递减。为了降低NF, B₀需要随之降低, 并且必须接受相关的损失。高检测模式适用于10 dB至15 dB的NF。对于旁路模式, 考虑到线性度的优势, 高NF被证明是一个很好的折衷。理想情况下, 对于旁路模式, NF可以保持在20 dB至25 dB的范围内。由于受到IMD的限制, 旁路模式下更好的NF对动态范围没有帮助。

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	

图13. 瞬时无杂散动态范围(DR)与射频输入水平(P_{in})和射频前端噪声系数(NF)的关系; 高灵敏度模式 (顶部) 和旁路模式 (右侧)。

总结

电子战即将向多倍频程、多GHz瞬时带宽射频调谐器和宽带数字接收器发展, 这使得IMD2效应成为挑战动态范围的因素。当今基于IMD3的SFDR考量将扩大到包括IMD2, 设计人员将同时使用SFDR2和SFDR3公式。系统本底噪声是动态的, 因为处理带宽会根据波形检测和时间要求而随时变化。在设计最佳本底噪声时, 抽取M和FFT深度N共同定义了FFT窗口宽度, 但它们各自都有重要影响需要考虑。本文提供了不同M和N的脉冲序列FFT示例。随着ADC性能的提高, 前端将继续依赖具有可调谐特性和频率选择性的高线性度宽带射频器件。前端应与ADC的射频属性进行级联设计。

MATLAB®代码

```
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]);
```

参考文献

- ¹ Peter Delos. “宽带射频接收器架构选项综述”。ADI公司, 2017年2月。
- ² Ahmed Ali, Huseyin Dinc, Paritosh Boraskar, Scott Bardsley, Chris Dillon, Mohit Kumar, Matthew McShea, Ryan Bunch, Joel Prabhakar and Scott Puckett. “集成宽带采样保持放大器和背景校准功能的12位18GS/s射频采样ADC”。2020年IEEE国际固态电路会议, 2020年2月。
- ³ AD9213数据手册。ADI公司, 2020年3月。
- ⁴ AD9174数据手册。ADI公司, 2019年7月。
- ⁵ William F. Egan. 实用射频系统设计。John Wiley & Sons, 2003年4月。
- ⁶ James Bao-Yen Tsui. 微波接收器和相关器件。Peninsula, 1983年。
- ⁷ Ian Beavers. “噪声频谱密度: 一个新ADC指标?” ADI公司, 2017年12月。

- ⁸ Travis F. Collins, Robin Getz, Di Pu和Alexander M. Wyglinski. 面向工程师的软件定义无线电。Artech House, 2018年。
- ⁹ James Tsui和Chi-Hao Cheng. 宽带接收器的数字技术。SciTech, 2015年。
- ¹⁰ 占空比。电子战和雷达系统工程手册。美国海军航空系统司令部, 1997年4月。

致谢

将本文中的概念整合在一起是团队的努力, 我得到了同事们的重要帮助。感谢Nate Turner、Brad Hall、Wyatt Taylor、Frank Murden、Pete Delos、Ed Woertz、Robin Getz和Travis Collins。James Tsui博士的宽带接收器的数字技术对本文的很大一部分内容有启发性, 强烈建议有兴趣了解细节的人阅读此文。



作者简介

Benjamin Annino是ADI公司航空航天与防务事业部的应用总监。他于2011年加入Hittite Microwave, 然后于2014年转入ADI公司。在此之前, 他在Raytheon从事各种雷达技术工作。他拥有达特茅斯学院电气工程学士学位、马萨诸塞大学洛厄尔分校电气工程硕士学位以及马萨诸塞大学阿姆斯特分校M.B.A.学位。联系方式: benjamin.annino@analog.com。

