

高中频采样使宽带软件定义无线电触手可及

Benjamin Annino, 应用总监

简介

多波段雷达和电子战(EW)应用对宽带、高动态范围、灵活的频谱监测提出了更高的要求。随着数据转换器的采样速率不断提高，需要对射频前端架构进行更改，以缩小尺寸、重量、功率和成本(SWaP-C)，同时性能保持不变，并向软件可编程的通用硬件发展。我们将为大家介绍推动实现宽带软件定义无线电时代的一些技术进步，这种无线电技术有望改变电子战和多波段雷达架构。

随后通过一系列频率规划图，展示在先进的数据转换器技术的推动下，不断改进的宽带频谱扫描方法的进展情况。本文以一个500 MHz至18+ GHz的电子战数字接收器为示例。从带附注的图示可以看出，对于给定方法，为何频率规划不可或缺，以及是哪些因素允许在保持动态范围的同时，持续改善SWaP-C和灵活性。在改进方案的过程中，您会发现接收器RF镜像变得更容易处理，这带来了软件定义的灵活性。通过可调谐预选来消除多频声IMD2的需求不会随着方法改变而改变，即使直接采样技术得到越来越广泛的应用，它仍然是未来的关键需求。

过去的频谱检测

不久之前，先进的数字接收器采用像AD9467这样的数字数据转换器，覆盖高达几百MHz瞬时带宽(iBW)，并且保持高动态范围。它们的采样速率远低于1 GSPS，带宽以DC（零中频，也称为ZIF）或中频偏移（射频直接采样）为中心。ZIF需要使用IQ调制器和解调器，以及正交纠错(QEC)来实现镜像抑制。¹²雷达和电子战应用通常需要宽iBW和高水平的镜像抑制。当iBW超过几百MHz时，很难采用QEC来实现可接受的镜像抑制，而在如今的电子战和雷达标准中，几百MHz只是一项保守的iBW要求。这就是高性能、高带宽的多波段雷达和电子战为何更倾向在第一和第二奈奎斯特区对宽iBW进行射频直接采样的原因所在。

为了覆盖奈奎斯特区以外的频谱，射频调谐器使用扫频本振(LO)混频器将滑动的iBW块频率转换为与数据转换器直接采样区域匹配的固定中频。图1显示的是为低采样速率数据转换器馈送数据的典型双频转换低中频接收器的功能框图。这些接收器支持高动态范围。

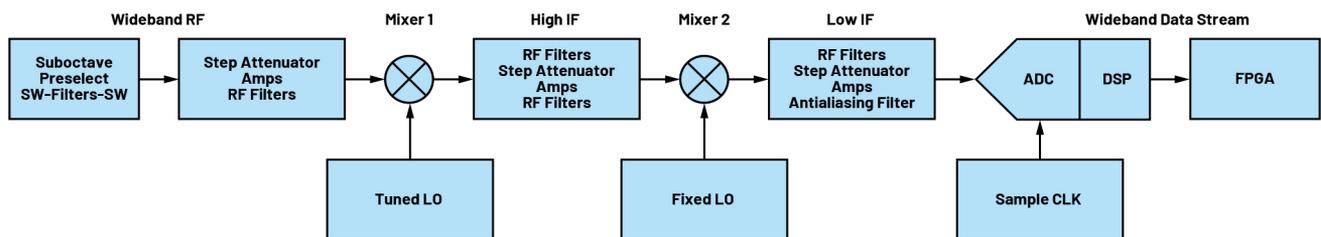


图1. 低中频数字接收器中使用的双混频器频率转换。

图2显示使用图1所示的低中频方案时采用的频率规划。与数字数据转换器一样，射频调谐器要求提供高射频镜像抑制，以免出现信号模糊、杂散和噪声。单射频混频器调谐器方法（红色x）无法满足镜像抑制要求，因为中频频率太低，无法在所需频段（绿色）和镜像频段（红色）之间提供足够间隔。间隔不够，则无法采用所需的射频输入滤波器（或者不可行，即尺寸太大和/或价格高昂）。所以，会采用双混频器双级频率转换，一般称为超外差式接收器。输入射频先转换为中高中频（比最后的直接采样中频高几GHz）。然后高中频经过射频滤波和再次频率转换，得到最后的中频，之后进行直接采样。此方法使现实使用的高性能射频滤波器能够满足镜像抑制要求。这些射频滤波器在系统SWaP-C排列图中处于高位。

需要使用射频预选器滤波（图2，黄色）来消除多隔离器导致的IMD2杂散（即 $F_2 - F_1$ 和 $F_2 + F_1$ ）。IMD2消除要求与镜像问题互无影响，但前端滤波通常可用于解决这两个问题。

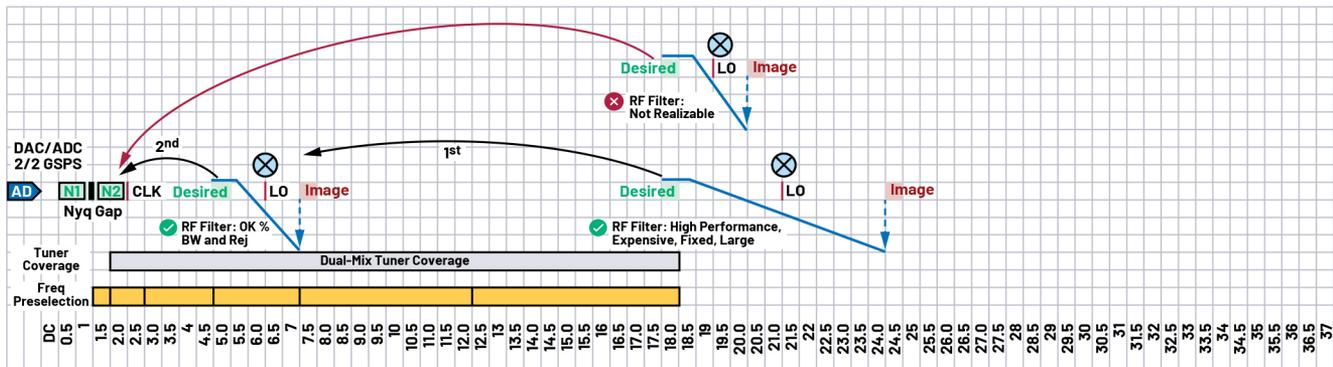


图2. 采用窄带超外差式调谐的旧式频谱扫描。

如今的频谱检测(MxFE)

如今的宽带频谱检测方法在过去的的基础上进行了改进。在使用ADI公司的混合信号前端(MxFE[®])之后，ADC采样率足够高，可以对之前提到的第一个混频器之后的中高中频直接采样。因此，在如今使用MxFE的宽带接收器中，射频调谐器通常不需要使用双混频器级。第二个奈奎斯特中频直接采样的频率足够高，使所需的输入射频频段和镜像频段之间具有适当的频率间隔，所以使用可获取的射频滤波器可完成这项工作。图3显示如今的单混频器方法，图4显示了其频率规划。

如今，SWaP-C最大部分的节省在于取消了整个频率转换级，其中包含混频器、射频放大器、滤波器和其他组件。如今，更高中频功能带来的另一项SWaP-C优势在于：直接采样现在覆盖大部分低频到5.5 GHz。所以，您并非始终需要使用射频调谐器来覆盖一直到2 GHz的整个范围。在很多情况下，您可以使用5 GHz至

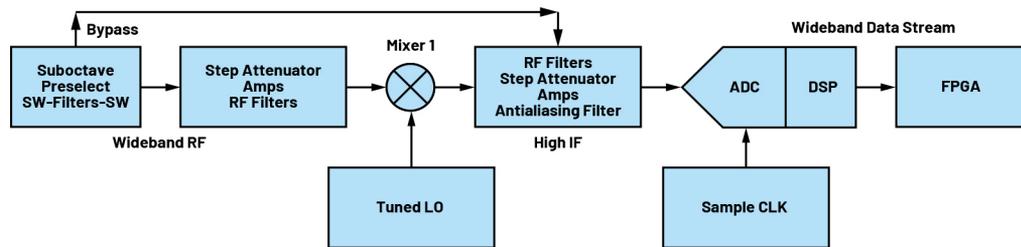


图3. 高中频数字接收器中使用的单混频器频率转换。

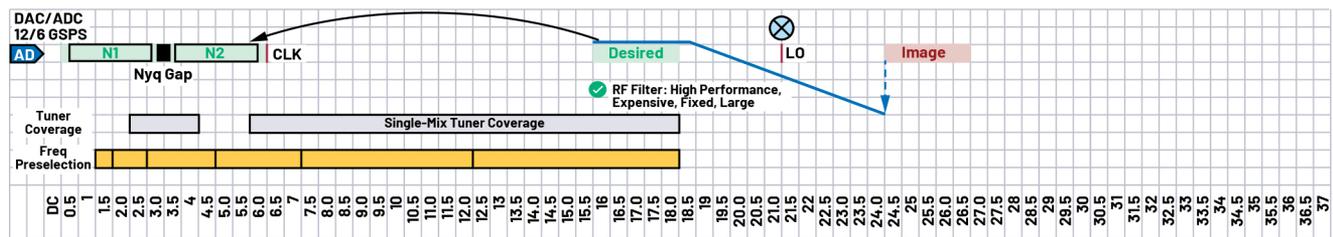


图4. 如今的频谱扫描方法采用宽带单混频器调谐，在6 GSps ADC上进行MxFE采样。混频器的低边带翻转进入直接采样频段，使用LO扫频。

18 GHz射频调谐器。将调谐器的下限从2 GHz调节到5.5 GHz，调节幅度似乎不大，但这种调节非常重要，因为它简化了滤波、频率规划和所需的LO范围。需要注意的是，您仍然需要弄清楚如何覆盖第一和第二奈奎斯特频段之间的间隙，在6 GSPS ADC中，这个间隙约为2.7 GHz至3.3 GHz。另一个考虑因素是需要开关式或可调谐ADC抗混叠RF滤波器，以在第一和第二个奈奎斯特操作之间切换。

射频滤波器在系统SWaP-C排列图中处于高位，因为它们：

- ▶ 具有高性能，需要低IL、平坦的带通和陡峭的抑制边缘
- ▶ 是大型滤波器，在高Q陶瓷（例如氧化铝）上使用分布式平面几何形状
- ▶ 许多仍需使用

仍然需要使用亚倍频程射频预选器，但要求可能降低，允许使用不太激进的滤波。这种优势在于直接信号链不使用射频混频器，因而可改善IP2。

总结一下如今的方案：它取消了整个射频混频器级，在高中频下进行宽带奈奎斯特采样可以改善SWaP-C和iBW。但是，它仍然需要使用多个分立式MMIC（按应用特定顺序排列）、多个高Q平面滤波器和结构。因此，仍然需要使用价格高昂、结构复杂的调谐器，以进行较为艰难的SWaP-C取舍（参见图8）。SWaP-C仍在寻求变革性地发展，并且有望很快实现这一目标。

将来的频谱检测

未来，进一步提高采样率的数字数据转换器会使我们越过临界点，以最小的SWaP-C实现完全软件定义的宽带无线电。如今，许多公司已推出几十GHz的高速数据转换器，但买家需要注意：请注意多阻隔(multiblocker)动态范围。高射频直接采样数据转换器要变革雷达和电子战，必须保持其前代窄带产品出色的动态范围。随着采样速率和iBW不断走高，保持出色的噪声和线性度（也就是动态范围）很难，需要进行无数架构因素考量。与竞争产品相比，这就是ADI产品的优势所在。

下一代更高采样速率的数据转换器会在之前提到的MxFE方案的基础上进行许多架构改进。主要表现为以下三个方面：

- ▶ 对更高中频进行直接射频采样，使所需频段和镜像频段之间保持足够间隔，这样使用低Q可调谐MMIC滤波器就足够了。MxFE在第二个奈奎斯特区进行直接采样的频率可达到约6 GHz。ADI的下一代高速数字数据转换器将大大扩展这一覆盖范围，随之带来更多好处。³
- 至此，通过取消使用平面高Q陶瓷滤波器，SWaP-C实现了诸多节省。

- 射频滤波器从固定式（每个用例使用定制的滤波器组）转变为可调谐。这意味着，可以通过软件编程设置单宽带硬件配置，针对许多使用案例中的客户频率方案性能进行优化取舍。

- ▶ 从低频率到毫米波(mmW)，进行直接射频采样，奈奎斯特间隙除外。在这个直接采样区域内，您可以进行数字调谐，同时控制射频可调谐滤波器，以消除IMD2导致的阻隔。雷达中常见的非连续多频带系统可能无需使用射频混频器，并避免奈奎斯特区之间的间隙。在这种情况下，功能框图进一步简化，如图5所示，其中去除了直接射频采样雷达和数字波束成形。电子战中常见的需要连续频谱覆盖的系统，仍然需要使用射频混频器级来覆盖第一和第二个奈奎斯特区之间的间隙，所以其功能框图与图3相近。但是，出于之前提到的原因，SWaP-C得以降低。

- ▶ 广泛的片内可编程数字信号处理(DSP)功能可以处理高速宽带数据流。⁴⁵负责处理数字转换器数据有效载荷的下游FPGA是系统中消除尺寸、功率和成本瓶颈的最大障碍。在数据转换器芯片上采用多样化、灵活的DSP更为节能，可以释放外部FPGA资源来实施更高级别的任务特定算法，或实现尺寸更小、成本更低、散热性能更佳。FPGA。

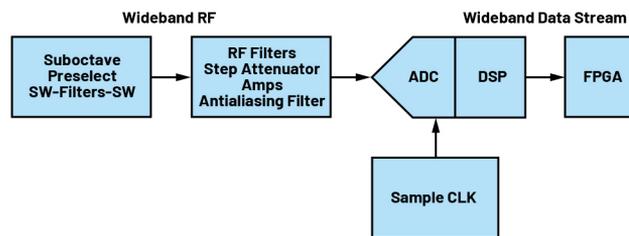


图5. 直接射频采样数字接收器。

为了展示频率规划的优势，图6和图7显示一种电子战方案，该方案提供高达44 GHz的连续频谱覆盖，ADC的时钟频率为18 GSPS。第一奈奎斯特射频直接采样覆盖低频率——8 GHz。奈奎斯特间隙为8 GHz至10 GHz，第二奈奎斯特射频直接采样覆盖10 GHz至16 GHz。射频调谐器通过将7 GHz至11 GHz转换为2 GHz至6 GHz的中频，以覆盖奈奎斯特间隙和频段重叠。在混频器的输入端，需要一个可调谐带通（滤波器）。LPF抑制镜像，HPF抑制中频馈通。

射频调谐器还覆盖ADC射频直接采样范围之外的更高频率，如图7所示。在本示例中，10 GHz至14 GHz高中频采样会扩展镜像频段的范围，使更低Q的MMIC可调谐滤波能够实现所需的镜像抑制。从信号链中消除了高SWaP-C固定式滤波。

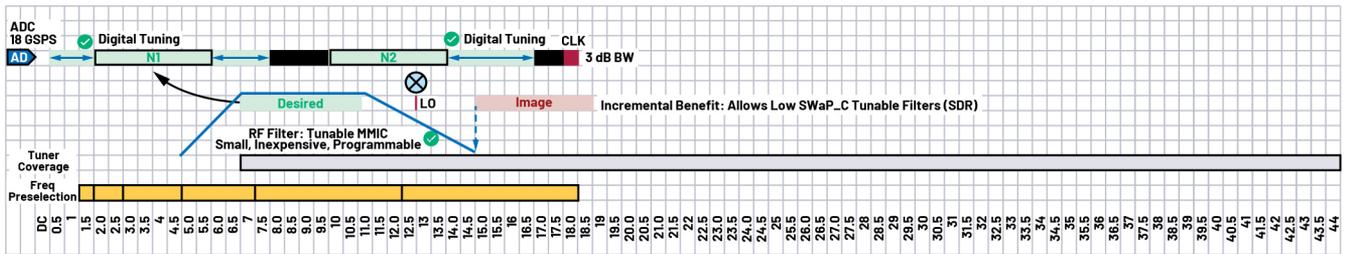


图6. 未来的频谱扫描，覆盖第一和第二奈奎斯特区之间的间隙。

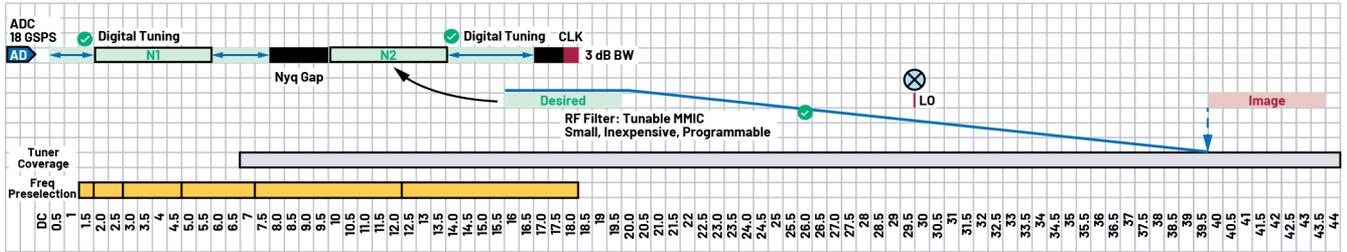


图7. 未来的频段扫描，使用调谐器来覆盖毫米波。

使用射频调谐器的另一个优势是可以提高灵活性。对于尝试直接采样的较高频率，ADC可大幅降低其噪声和线性度，或者，您可能更倾向于选择不含HD2和/或HD3的某些ADC频率区域。如果使用射频调谐器与直接射频采样相比可以实现更高性能，那么，运行时软件决策可以快速切换模式。

尽管简化了频率规划和滤波，但未来仍然需要使用预先选择的亚倍频程滤波，这一点未曾改变，并且只有通过数据转换器和射频调理路径改进IP2性能才会有所帮助。例如，宽带射频放大器继续提高IP2性能，会使OIP2 = 50 dBm从几百MHz接近20 GHz。

尺寸比较

对于未来的接收器前端，可能实现哪些尺寸优势？我们估计，典型的接收器射频链尺寸将从如今的名片大小，缩小到未来的邮票大小。尺寸缩小了90%。

为了验证这种尺寸优势，我们将典型接收器所需的组件区域相加，然后增加50%到65%的组件安装区域，用于安装无源组件、线路、板壁和隔离装置。我们对下一代接收器前端也进行了验证，它将所有功能模块集成到芯片上，可构成集成式下变频器。为混频器馈送信号的每个可调谐LO也是一样的。假设相关数值如表1、表2和表3所示。

表1. 如今的接收器前端组件和总面积

射频链	L (mm)	W (mm)	面积(mm ²)
预选器，亚倍频程	40	25	1000
数字步进衰减器	4	4	16
射频放大器	4	4	16
BPF	5	10	50
混频器	4	4	16
BPF	5	10	50
射频放大器	4	4	16
射频放大器	4	4	16
BPF	5	10	50
混频器	4	4	16
BPF	5	10	50
射频放大器	4	4	16
数字步进衰减	4	4	16
射频放大器	4	4	16
抗混叠BPF	5	10	50
LO1			91
LO2			91
组件总面积			1576
填充因数			0.35
射频前端总面积			4503

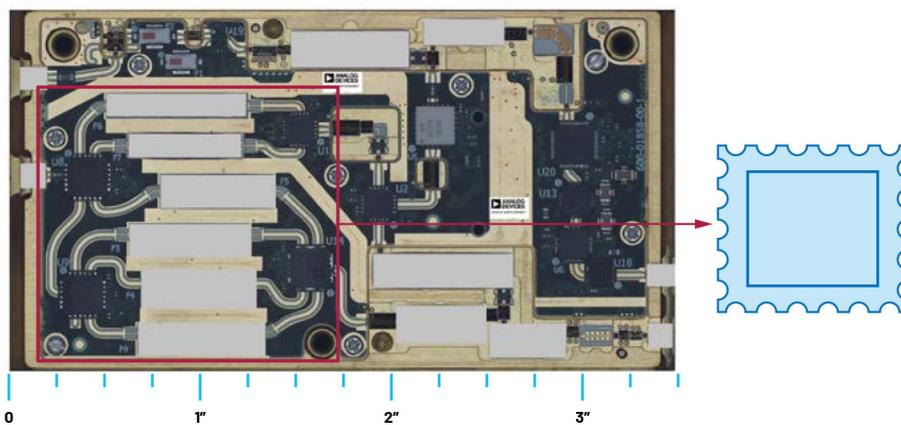


图8. 高中频下采用2 GHz至18 GHz接收器调谐器对AD9082MxFE的意义示例。需要多个高Q平面射频滤波器（灰色），使得复杂性、大小和成本增加。红色方框显示亚倍频程预选。未来的SDR芯片组预计不会超过邮票大小，如右侧所示。

表2. 调谐LO组件面积

射频链	L (mm)	W (mm)	面积(mm ²)
PLL-VCO	7	7	49
TBPF	5	5	25
射频放大器	4	4	16
LPF	1	1	1
LO链总面积			91

表3. 未来的接收器前端组件和总面积

射频链	L (mm)	W (mm)	面积(mm ²)
预选器，亚倍频程	14	10	140
集成式下变频器	10	10	100
抗混叠TBPF	6	3	18
LO			91
组件总面积			258
填充因数			0.5
射频前端总面积			516

结论

随着ADI公司的高速数据转换器奈奎斯特采样速率和iBW不断提高，同时要保持先进的动态范围，进行频率规划将有助于实现简化融合的射频前端架构。过去，由于每个用例、频率规划和

相应的射频/中频滤波都不相同，所以很难确定采用亚倍频程滤波和增益控制的高性能集成式频率转换IC。这种情况即将发生改变。

新型单片无线电调谐器将采用本地宽带，提供片内自适应RF滤波功能和AGC。在应用特定的自适应软件环路中，广阔、分散的宽带调谐应用区域将融合成为共用的硬件模块。随着应用特定的优势不再局限于单个硬件，而是逐渐向通用灵活硬件平台上的优势软件算法倾斜，系统开发人员得以实现上市时间和成本优势。所有这些都可通过小尺寸SWaP-C实现。

参考资料

- ¹Eamon Nash. “校正IQ调制器缺陷，提高射频信号保真度。” ADI公司，2009年10月。
- ²David McLaurin. “无线收发器校准技术。” ISSCC，2019年。
- ³Ahmed Ali、Huseyin Dinc、Paritosh Bhoraskar、Scott Bardsley、Chris Dillon、Mohit Kumar、Matthew McShea、Ryan Bunch、Joel Prabhakar和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采样ADC。” IEEE，2020年2月。
- ⁴Umesh Jayamohan. “祖父时代的ADC已成往事：RF采样ADC给系统设计带来诸多好处。” ADI公司，2015年7月。
- ⁵Michael Jones、Travis Collins和Charles Frick. “DAC/ADC集成电路上的集成强化型DSP改善了宽带多通道系统。” ADI公司，2021年5月。



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。

