

将直接转换推向奈奎斯特带宽所面临的挑战

直接转换接收器又称零中频 (zero-IF) 接收器，在多种通信和仪表应用中得到了普遍采用。人们似乎越来越希望在直接下变频转换中将滤波器带宽推进到奈奎斯特边界。要求利用模数转换器 (ADC) “全部奈奎斯特带宽” 背后的动因是，降低功耗、在日益密集的封装中减轻热量问题、降低成本、延长备用时间或电池寿命等需求。

引言

在本文中，我们将探讨这种类型的设计要面临的一些挑战和所担心的问题，同时在信号带宽接近 100MHz 时，对直接转换与中频采样 (IF-sampling) 进行比较。

直接转换接收器常常使用两个匹配的有源滤波器，一般限制到约 20MHz，代表可用带宽 (BW) 在 40MHz 量级，但使用相对于信号带宽而言较高的采样率。如果接收器的选择性由低通 (LP) 滤波器决定，那么要将滤波器的带宽增大到奈奎斯特边界，就需要一个过渡带非常小的陡峭滤波器。这正是软件定义的无线电应用情况，在这类应用中，希望中心频率和带宽完全由软件定义。

危险

一个实际的软件定义的接收器 (无论是单通道还是一组相关通道) 大部分都是用

■ Alison Steer / Derek Redmayne

本机振荡器 (LO) 调谐的, 而且在镜频抑制处理之后, 往往产生几 MHz 的可用带宽, 这样的接收器可以使用两个匹配的 10MHz 有源 (低通) 滤波器, 采样率在 100MSPS 量级。在有些情况下, 这实际上也许是惟一需要的滤波。这些低通滤波器一般是低阶的, 因此要让这些滤波器像真正的抗混叠滤波器一样工作, 就需要很高的过采样率。假如存在很强的带外干扰源, 则必须施加更大的抑制作用, 这取决于干扰源相对于带内载波的功率级别。如果利用一个滤波器在混频器之前对带外功率进行了抑制, 则可降低对抗混叠滤波的要求。以上均忽略了可能必需的带宽限制 (旨在避免具带外干扰源的低噪声放大器 [LNA] 或混频器发生过载), 以及或许为某个有源滤波器所需要的任何额外的 LO/RF 抑制。

例如, 凌力尔特公司的 LT6604-10 四阶双通道滤波器 / 驱动器在 90MHz 至 100MHz 时约有 70dB 的衰减, 这样的衰减是否足够, 取决于在与中心频率相距 90MHz 的频率上所接收的功率值, 而对很多应用来说, 这样的衰减也许足够了。在 RF 域使用表面声波 (SAW) 滤波器可以减少对混叠频带的抑制需求。解调器中集成的低通滤波器可以减少带外滤波需求, 但是常常是在 250MHz 至 400MHz 范围, 而且仅在抑制 LO 或 RF 馈通上有效。有源低通滤波器之后应该有一些对 50MHz 以外范围的额外抑制, 以抑制驱动器部分的噪声, 这部分噪声在过渡带之外可能持续存在。

在直接转换中, 由于镜频抑制限制,

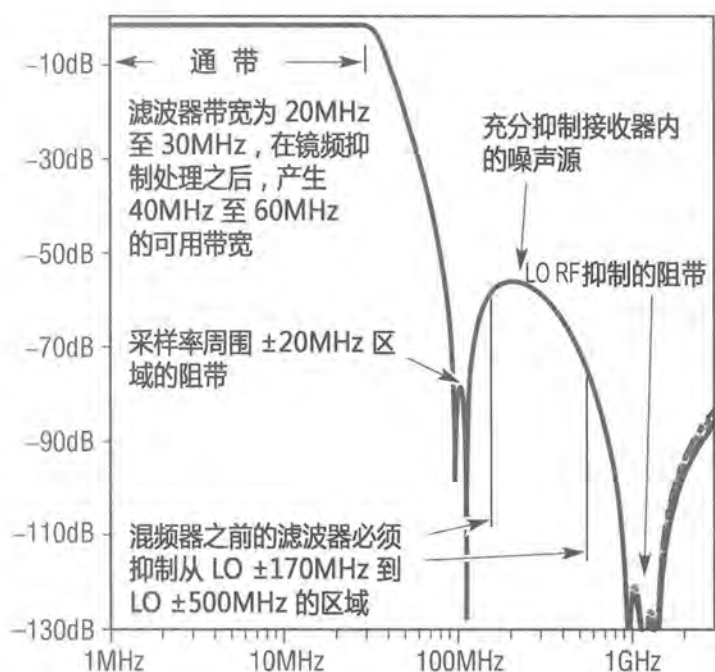
增益和相位失配限制了可实现的无寄生动态范围 (SFDR)。这个问题常常被低估为, 只是校正增益和相位这两个变量的问题。就高镜频抑制制度而言, 通带纹波中复杂的失配和感兴趣的频带内的延迟必须得到校正。差分滤波器由于对应组件之间容限的差别, 在通带相位和幅度响应上也许显示出高度局部化的特点, 因此需要更加复杂的校正。当接近高阶低通滤波器的通带边缘时, 简单的时间域校正也许变得不可管理。

对于在频域中进行解码, 并可在频域中实施镜像抑制处理的正交频分复用 (OFDM) 而言, 镜像抑制可以逐部地 (bin by bin) 优化。这做出的假设是: 镜频中的信号是相干的。

若要利用整个奈奎斯特频带, 就没有余地选择仅使用模拟滤波器通带的一部分。如果仅对直接下变频转换可能的带宽的一半感兴趣, 例如仅正频率 (+1), 那么除了第一奈奎斯特区 (-1) 的镜频抑制, 第二奈奎斯特区 (+2) 的镜频抑制也是可能的, 两个区都是负频率。这种情况需要在混频器之前有一个滤波器, 以抑制那些会落在第二奈奎斯特区 (-2, 正频率) 的频率, 以及 LO 之上的第三奈奎斯特区。这会需要在混频器之前有 SAW 滤波器, 其带宽的标称值是采样频率的 1.5 倍, 中心频率位于距本机振荡器频率 $1/4 f_s$ 处。

当接近高阶滤波器的转角频率时, 频率响应将偏离预期, 而且滤波器之间的失配将变得复杂起来。请注意, 在使用带通滤波器的情况下, 这个区域有可能

■ 图1: 用于直接下变频转换并被认为是可用的 40MHz 至 60MHz 带宽的假设滤波器的响应 (专为 100Mpsps 采样速率而设计的抑制, 且 LO 位于 1GHz 至 1.5GHz 区域)



涵盖了通带的全部。

图 1 显示了一个滤波器的例子, 在不考虑其他差错来源的情况下, 该滤波器在 10MHz (20MHz 带宽) 时会将镜频抑制限制在大约 60dB, 但在 30MHz 之前, 会切实地将镜频抑制再降低 30dB。这类滤波器和 ADC 利用数字信号处理校正混频器的增益和相位误差, 也许能使结果改善约 30dB。有些信号 (例如 WCDMA), 对镜频抑制不佳的容忍度相当高, 而另一些 (例如 GSM) OFDM 和高阶 QAM 则不是这样。

16 位 130Mpsps LTC2208 等具 100dB SFDR 的高速 ADC 的推出意味着在非常强的干扰信号存在的情况下,

也可能保持正常运行, 但接近这一量级的镜频抑制会需要超常措施。在直接转换中希望得到大的带宽在一定程度

是可以理解的, 因为在给定采样率上, 用正交信号进行镜频抑制处理提供的带宽可能是 IF 采样接收器带宽的两倍。在 IF 采样 (欠采样) 情况下, 大带宽和低通带纹波通常需要高的中心频率, 这反过来又限制了很多 ADC 和放大器的动态范围, 或者至少造成驱动放大器有较大的功耗。实际的 IF 滤波器通带有理由限制到大约为中心频率的 20%。100MHz 可用带宽这一日益常见的目标意味

着 500MHz IF 和超过 200Mpsps 的采样率, 这导致了较大的功耗。不过 14 位 250Mpsps LTC2152-14 等模拟输入带宽在 1GHz 量级的高速 ADC 为这些高输入频率提供了良好的欠采样性能, 而且仅消耗 300mW 功率。

人们期望直接下变频转换需要较低的功率, 这是合理的, 因为适用于基带频率的放大器会比高 IF 放大器需要更低的功率。而且高 IF 采样会需要重复放大, 因为 IF 滤波器的插入损耗比低通滤波器高得多。要实现高选择性, 常常需要级联滤波器。

在 IF 采样中, 需要两级 SAW 滤波器, 以实现大约 80dB 的阻带抑制, 因

此除了混频器之后 20dB 至 25dB 的典型端到端增益，这两级 SAW 滤波器会需要插入大约 20dB 至 40dB 的补偿增益。然而在直接转换中，在并非理想状态的模拟世界中保持镜像抑制所需的数字信号处理将必需进行大量的数字密集计算，以至于直接转换的低功率优势似乎存疑。不过，处理能力所需的成本变得越来越低了。

更高的要求

在高于 25MHz 和 70dB SFDR 或左右时，由于放大器的增益带宽积 (GBWP) 限制，有源滤波器变得不实际了。目前已有具 15MHz 至 20MHz 可用带宽的有源滤波器，例如凌力尔特公司的 LTC6605 系列，但是如果还要求增益，那么增益带宽积的要求就更高了。

所需的 SFDR 越大，GBWP 的要求就越苛刻，这一点常常被忽视。在有源滤波器中，带宽相对于增益带宽积越大，增益 / 相位匹配对放大器 GBWP 的变化就越敏感。在高于 25MHz 时，这会导致滤波器的选择范围缩小到 LC 滤波器。

高于 25MHz 碰巧是较高阶 LC 滤波器变得切实可行的频率范围，因为电感器减小到了合理的尺寸。不过，伴随这些电感器而来的是开路磁性元件可能产生的影响、相对于有源滤波器而言不够严格的组件容限、以及由于 PCB 上组

件相邻而可能产生不可预测的耦合。由于抓放准确度不同，相互耦合的程度可能会变化。如果两个电感器相互靠近，那么它们就会耦合，而且耦合的程度取决于距离和方向。

现在常常见到这些低通滤波器采用纯差分形式，至少在原理图上是这样，因为混频器的输出是差分的，常常需要 DC 响应，而且 ADC 必须有差分输入。在正交应用中，I 和 Q 端口靠在一起，而且在多通道 ADC 情况下，这些无源滤波器在 PCB 上会理所当然地并排放置，因为这可以降低通道至通道的隔离。在正交采样中，隔离也许是不太需要担心的问题，但是由于耦合而导致的频率响应改变却不是小问题。滤波器频率响应的改变在 I 和 Q 通道之间是不同的，因为耦合的功率在一个通道中起主导作用，而在另一个通道中的作用则减弱了。

如果某个承受着来自相邻通道的一些耦合的通道是 I 和 Q 的一个组成部分，则由于互感的原因而被改变的频率响应将改变镜像抑制，至少会使之向通带的上端移动，而受干扰通道的频率响应在此处所遭受的影响将是最严重的。

如果滤波器的一侧受到了来自相邻滤波器的耦合，那么上述的另一个问题是在差分滤波器的输出端产生的共模。这也许会影响信号平衡，致使共模分量也许仅比差模分量降低 20dB，在多通道 ADC 中，

图2: 6位 / 14位 / 12位 125Msps 引脚兼容的 ADC 系列

	25Msps	40Msps	65Msps	80Msps	105Msps	125Msps
16位 76.3dB SNR 功耗	2180 每通道 39mW	2181 每通道 58mW	2182 每通道 80mW	2183 每通道 100mW	2184 每通道 154mW	2185 每通道 185mW
14位 73.dB SNR	2140-14	2141-14	2142-14	2143-14	2144-14	2145-14
12位 70.6dB SNR 功耗	2140-12 每通道 24mW	2141-12 每通道 33mW	2142-12 每通道 46mW	2143-12 每通道 55mW	2144-12 每通道 75mW	2145-12 每通道 95mW

这可能足够损害通道至通道隔离和 SFDR。多通道 ADC 尤其应该用良好的幅度和相位平衡来驱动，否则会有包括地反跳在内的风险，地反跳可能对时钟进行相位调制，或影响其他通道。

这也许是一个见仁见智的问题，不过在 100MHz 至 140MHz 区域中，视阻抗、类型和阶数的不同而不同，LC 滤波器采用差分形式似乎是切合实际的。高于这个频率范围时，单端滤波器往往更切实可行。人们不愿意将常常是 100Ω 或更大的混频器差分输出转换成常常是 50Ω 的单端输出，然后再转换回差分形式提供给 ADC，这是可以理解的。如果需要直到 DC 的响应，那么转换到单端信号当然是不可能的。如果希望滤波器抑制直到数百 MHz，那么这些频率分量应该用接地的并联组件来抑制，而不是差分

组件，从而在这一区域形成一对单

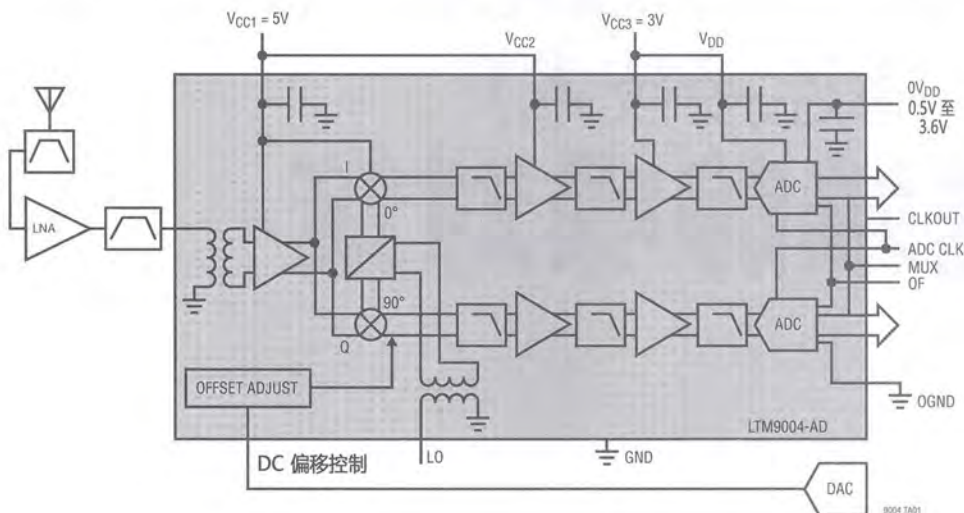
端滤波器。

不可能期望这样的滤波器很好地匹配，因此抑制必须充分，假定镜频抑制很小。

低功率和高集成度

从 I/Q 调制器 / 解调器、混频器、滤波器、VGA、ADC 到 ADC 驱动器，凌力尔特公司提供一套完整的高性能信号链路产品。最近推出的 16 位 LTC2185 双通道 ADC 系列以及引脚兼容的 14 位和 12 位 LTC2145 系列提供高达 125Msps 的采样率，是市场上功耗最低的器件 (参见图 2)。凭借在信号链路设计方面的专长，凌力尔特公司已经开发出了微型模块 (μ Module®) 接收器产品，这类产品集成了高速 ADC 和 RF 信号链路。LTM9004 采用直接转换架构，具有一个 I/Q 解调器、高达 20MHz 的低通滤波以及一个双通道 ADC (参见图 3)。相比之下，LTM9005 采用 IF 采样架构，具有一个下变频混频器、SAW 滤波器和一个单通道 ADC (参见图 4)。这两款器件都采用 22mm x 15mm LGA 封装，占用的电路板空间减少了

图3: LTM9004 微型模块接收器采用的直接转换架构



单地通过针对目标带宽采用一个较高的采样速率加以避免。对于 100 MHz 信号带宽 (50 MHz LP 滤波器、直接转换) 应用, 如果

大约 75%, 同时集成了多个 IC 和几十个无源组件。

结论

将直接转换架构推向整个奈奎斯特带宽的动机是可以理解的, 但这面临着众多的挑战。许多难题可简

需要高 SFDR, 则最好避免使用有源滤波器, 而采用放大器 (仅用于提供增益) 并构建 LC 滤波器。而当信号很可能为差分和 DC 耦合时, 最好的做法是设计具有接地分流元件 (而不是采用并联元件) 的滤波器, 即单端滤波器对。

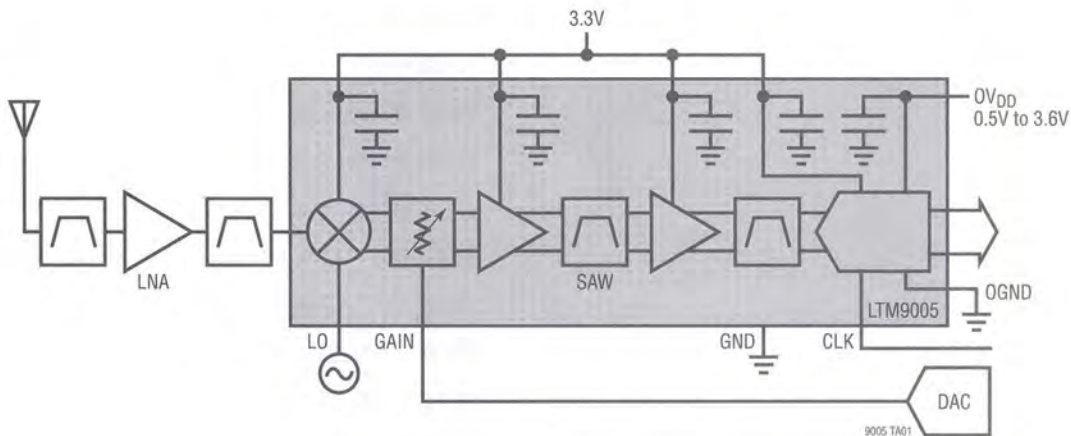


图4: LTM9005 微型模块接收器采用的 IF 采样架构