

多标准软件定义的无线电接收机宽带模拟前端

作者: M. Puvaneswari 和 O. Sidek

马来西亚科学大学

工程学校

电子电气工程学院

14300 Nibong Tebal, 檳城, 马来西亚

电子邮件: eswari342@hotmail.com

摘要

软件无线电(Software Defined Radio, SDR)是一个概念, 它在实现无线多模式、多波段、多标准无线电终端方面提供了动力, 能够根据各种不同的移动通信标准进行操作。本文研究了多标准 SDR 接收机模拟前端设计中的一些架构问题和权衡, 其基本目标是将数字信号处理(DSP)扩展到天线, 描述和总结了外差、直接转换、低中频、宽带中频和带通采样接收机的拓扑结构, 提出了适用于 SDR 的模拟前端结构。

I. 介绍

软件无线电的一个目标是将数字化点尽可能靠近天线。图 1 显示了一个理想的软件无线电接收器架构, 其中模拟前端的模拟元件最少。唯一的模拟元件是天线、带通滤波器和低噪声放大器(LNA)。为了在完全可重新编程的电路板上对信号进行数字详细说明, 模拟-数字转换是在 RF 上立即进行的。通过使用可重新配置和可重新编程的硬件(例如现场可编程门阵列(FPGA)), 可以使无线终端灵活地适应具有不同符号率的不同类型的信号。可以用软件编写更多的无线电功能, 并将其嵌入可编程逻辑中。但是, 这个理想的接收机目前还远远不能实现, 在一个多频带系统中使用一个射频阶段是不合理的, 因为不可能在几百兆赫到几十吉赫兹的带宽上建立天线和 LNAs。模数转换器(ADC)的性能仍然不足以在射频上执行数字化。特别是, 如果要使宽带前端和 RF 采样实现, 则模拟输入带宽, 采样率, 动态范围以及分辨率都需要大幅度改进。

处理大范围频带和信道带宽的信号的能力是多标准无线电的一个重要特征, 并对接收机的模拟段和数字段的设计产生重大影响。本文所做的工作是针对目前的新兴技术, 简要介绍了实现多标准 SDR 的不同模拟前端架构。第 II 部分回顾了接收机架构, 包括超外差, 直接转换, 低中频, 宽带中频和带通采样技术。关于将数字信号处理扩展到天线的基本思想, 第 III 部分提出了一种合适的架构, 宽带中频子采样接收机, 第 IV 部分总结了所建议的架构与当今技术的适用性。

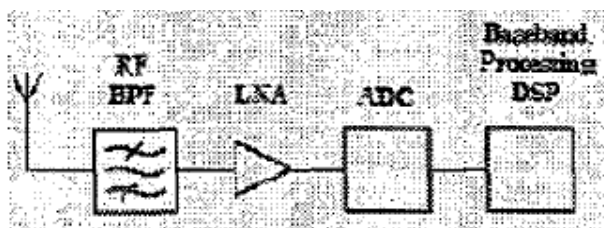


图 1:理想的软件无线电接收器

II. 接收机架构

在设计模拟前端的 SDR 终端时, 涉及到许多问题。为了了解不同类型的接收器架构中

的一些障碍，我们回顾并分析了它们。

A.超外差接收器

超外差接收机是一种传统的接收机结构, 由于其高选择性和高灵敏度而成为最常用的接收机结构。外差式接收机如图 2 所示。首先选择射频频带, 利用无源频带选择滤波器对带外信号进行衰减。通过 LNA 放大信号, 用无源带通滤波器对图像信号进行滤波。首先, 将信号频带转换成一些中频, 这些中频通常比最初接收到的频带低得多。这就放宽了对通道选择滤波器的要求。由于第一个混频器向下对称地将位于本振(LO)频率上下的频带转换为相同的中心频率, 因此混频器前需要一个镜像抑制滤波器。在双中频拓扑中, 产生的信号随后再向下变频为基带, 最后下变频生成信号的同相(I)和正交(Q)分量。在典型的相位和调频信号中, 正交 I 和 Q 通道是必需的, 因为射频频谱的两个边带包含不同的信息, 如果它们相互重叠而又不分离成两个相位, 就会导致不可逆的损坏。

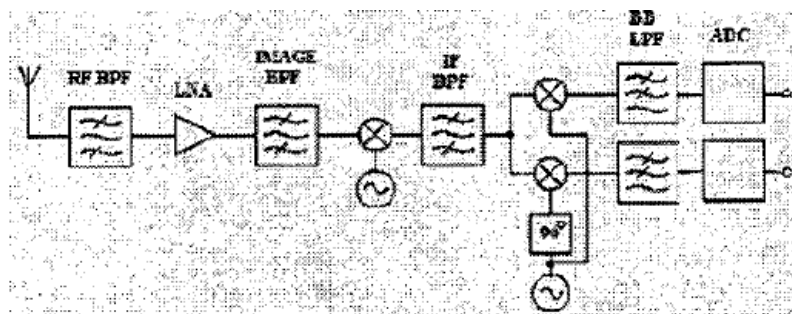


图 2:超外差式结构

外差式接收机的一个主要优点是能适应多种不同的接收机要求。通过带通滤波消除前几级的直流偏置效应, 通过后几级的总增益抑制后几级的直流偏置效应。此外, I/Q 不匹配发生在更低的频率, 因此更容易控制和纠正。至于本振泄漏, 由于第一混频器本振频率不在目标频带内, 因此它被前端带通滤波器抑制, 并且其来自天线的辐射不那么令人讨厌。

然而, 如果需要进行高水平的集成, 那么大量外部组件的需求和结构的复杂性就会造成问题。从成本的角度来看, 这也是主要的缺点。此外, 高的中频放大会导致高功耗。尽管这种结构现在被广泛使用, 但由于射频和中频信号是由固定的窄带模拟组件处理的, 因此很难改变系统参数, 如带宽。

B.直接变频接收机

直接转换是一种替代的无线接收器架构, 以建立良好的超外差, 特别是为高度集成, 低功率终端。在直接转换中, 也称为零中频或零差转换, 输入的射频信号通过与相同频率的振荡器输出混合, 一步向下转换为基带(零中频)。直接转换接收器如图 3 所示。射频波段由外部无源滤波器选择, 信号由 LNA 放大, 如超外差结构。然后信号被射频混频器直接混合到直流, 因此, 其余的无源滤波器和混合阶段是不必要的。然后, 模拟基带低通滤波器对产生的基带信号进行滤波, 以在 A/D 转换之前选择所需的信道。直接转换可以是真实的, 也可以是复杂的。虽然第一种方法相对于混频器更昂贵, 但它绕过了第二种情况下抑制射频镜像所需的滤波器。

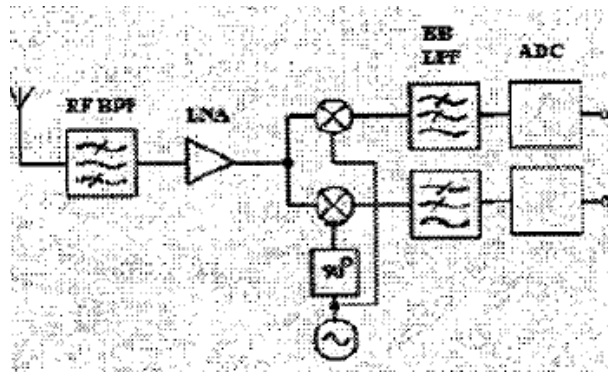


图 3:直接转换架构

直接转换接收机的主要优点是当输入的射频信号直接下变频到基带而不需要任何中频时，它不会出现镜像问题。直接转换体系结构的另一个优点是它的简单性。由于它不需要任何高频带通滤波器，而高频带通滤波器通常在超外差接收机中以适当的选择性实现，因此直接转换架构需要较少的外部组件。然而，在直接转换接收机的实现中存在一些问题。其主要缺点是，当本振的泄漏与本振信号本身混合时，在混频器的输出端会产生严重的直流偏移。这可能会使随后的阶段饱和并影响信号检测过程，从而导致 VQ 不匹配和偶数阶失真。此外，由于混频器输出是基带信号，它很容易被混频器的大闪烁噪声损坏，特别是当传入的射频信号很弱时。因此，零差接收器非常难以实现。

C.低中频接收器

低中频接收器架构结合了外差式接收器和直接转换接收器的优点。低中频接收机的射频前端类似于图 2.2 中的直接转换。不同之处在于，射频信号是由正交射频下转换成中频，具体取决于信道间距，由几百千赫兹到几兆赫，而不是直流频率。与直接转换接收机相比，信道选择滤波器必须是带通滤波器。

由于使用非零中频，因此无法避免镜像频率问题。然后需要复杂的信号处理来抑制镜像分量。在低中频接收机中去除镜像的最常见技术是使用镜像抑制架构或多相滤波器。A/D 转换后，信号在进行数字滤波之前被数字下变频到基带。

由于所需要的信号不是位于直流附近，所以绝对不存在直流偏移、闪烁噪声和低中频自混频等问题。同时可以实现高水平的集成。但其主要缺点是所需的镜像信号抑制量较大。在直接转换接收机中，镜像信号本身就是所需信号，而在低中频情况下，它可能大于所需信号。此外，这种接收机结构对 I/Q 平衡或更复杂的模拟部分有更高的要求。I/Q 不平衡会造成后期无法消除的干扰，从而直接降低前端的镜像抑制能力。

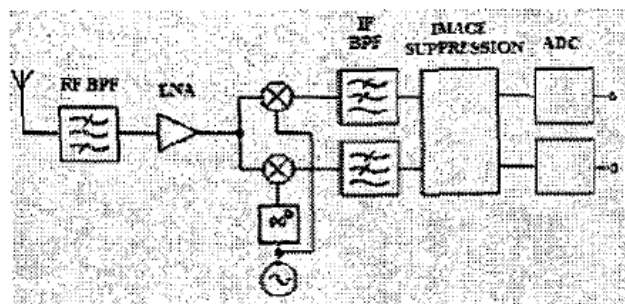


图 4: 低中频结构

D.宽频带中频双转换接收机

另一种非常适合于整个接收机集成的替代架构是具有双重转换功能的宽频带中频。在宽频带中频双转换接收机结构中，像超外差接收机一样，信号下变频是分多个阶段进行的，但避免了离散镜像和中频滤波器。该接收器系统利用宽信号带中的所有潜在信道和频率，并使

用单频本振和混频器将它们从射频转换为中频，然后，使用简单的低通滤波器对高频分量进行滤波，从而允许所有通道进入混频器的第二阶段。二混频器级是可调的，可以执行通道选择，此外，它是正交型的，可以完成镜像抑制。中频处的所有信道都直接频率转换为基带，并在基带执行信道滤波。

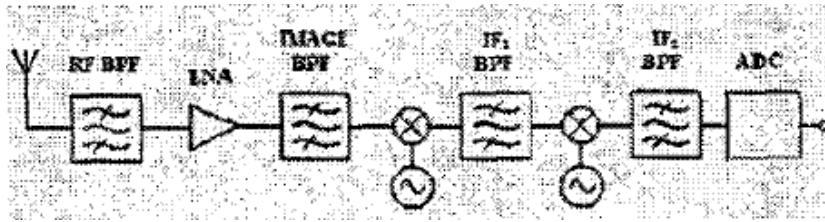


图 5: 宽带中频子采样架构

最重要的优点是，两个本振都不处于射频频率，这降低了混频的风险，从而降低了整个接收机的动态范围。另外，该架构在信号路径中没有无源移相滤波器的情况下实现了镜像抑制。然而，附加的混频器使得难以实现低功率，低噪声系数和低失真接收器。镜像抑制混频器需要正交本振频率和信号路径之间的高精度相位和增益匹配。

E. 带通采样架构

带通采样提供了一种有吸引力的替代解决方案。这是欠采样的一种特殊形式。软件无线电方法的理想目标是使 ADC 尽可能靠近天线，以减少所需的前端组件数量。最小的一组将包含天线，用于获得 ADC 所需增益的放大器，带限滤波器和 ADC（图 1）。ADC 产生的采样射频信号的工作频率略高于最高频率的两倍，它将被馈送到信号处理器，以便从可用信道中提取信道。然而，这种方法需要大量的计算能力，特别是当射频频率达到千兆赫时。相反，带通采样故意对信号进行混叠（欠采样），从而降低了最终的处理速率，同时仍可以通过采用与其带宽匹配的采样率来成功恢复信息带宽。此过程将信息射频频段转换为非常低的中频，而无需任何本振频率混合和镜像滤波。首先，进入天线的信号通过一个以载频为中心并与信息频带大小匹配的窄带通滤波器。接下来，信号由低噪声放大器处理。然后，使用 ADC 对放大后的信号进行采样。ADC 采样频率 f_s 的选择将最终的采样带宽定义为 $[0, f_s/2]$ 。采样后，模拟信息带宽被折叠为最终的采样带宽。

带通采样的主要优点是采样频率和处理速率与信息带宽成正比，而不与载波频率成正比。带通采样 ADC 的工作原理类似于混频器和 ADC。因此，不需要混频器，从而降低了设计复杂度。但是，ADC 的输入带宽必须包括射频载波，这需要大量的计算能力。另一个缺点是，射频处的滤波器必须具有陡峭的滚降，因为它必须衰减信息带宽以外的能量。射频处的滤波器必须具有可编程的中心频率，这基本上代表了该技术的主要缺点。

III. 宽带中频子采样接收机

通过考虑上述所有架构，本文提出了适用于宽带多模软件定义的无线电接收机模拟前端的合适概念，即宽带中频子采样架构。这种架构可以将模拟射频信号转换为数字中频信号。子采样方法可以被认为是在更低的频率下产生一个接近直流的信号副本。模拟部分由超外差部分组成，在该部分中，接收到的信号经过两个下变频到 IF_2 的低中频的阶段。随后，该信号在中频处进行二次采样并数字化，从而将数字域的边界扩展到更靠近天线的一级。

数字化可以通过全频带数字化或部分频带数字化来实现（图 6）。在全频带数字化的情况下，包括所有要支持的服务在内的整个带宽都被数字化，而在部分频带数字化中，只对整个带宽的一部分（例如，相当于所支持的所有服务的最大信道带宽）进行数字化。由于要支持的整个带宽可以轻松扩展到 100 MHz 左右，而动态范围移动通信标准可能远高于 100dB，因此，即使在不久的将来，全频带数字化似乎也不可行。因此，部分频带数字化是软件无线

电终端最有希望的候选者。

宽带中频子采样要求将射频信号进行双级中频下变频到固定中频。对于能够处理 GSM 和 DECT 等标准的多标准终端，射频滤波器上的整个频带约为 200MHz，范围从 1700-1900MHz。射频滤波器拒绝第一混频器的镜像频率。如果将 IF_1 选择为足够大，至少几百兆赫兹，则可以使射频滤波器的过渡带宽变宽。另一方面，对于后续采样， IF_1 不应选择得太高。 IF_1 和 IF_2 处的带通滤波器和抗混叠滤波器分别针对每个标准的部分带数字化带宽 B_a 进行设计。模拟前端的通频带 B_a 需要足够大，以容纳具有最宽通道带宽的空中接口(例如，对于 GSM, $B_a = 1.6\text{MHz}$; 对于 DECT, $B_a = 20\text{MHz}$)。由于信号采样是在 IF_2 处完成的，因此所需的 IF_2 由奈奎斯特带宽确定，以保持无故障采样。采样频率和最终中频 IF_2 之间具有以下关系：

$$f_s = \frac{4}{2M-1} IF_2 \quad M=1,2,3,\dots \quad (1)$$

IF_2 信号二次采样是在第二奈奎斯特区 $M = 2$ 中进行的，以确保在基带信号中进行数字信号处理的合适条件为 $f_s=4IF_2/3$ 。以 $f_s/4$ 或 $3f_s/4$ 为中心的任何镜像都可以下转换为基带。但是，对于偶数 M 的值，对于前一图像的下变换，还需要进行额外的频谱反转，而对于后一图像则不需要这样的操作。因此，对以 $3f_s/4$ 为中心的镜像进行下转换更为方便，因为可以有效地实现该中心频率的正交数字下转换。后面将对该信号进行数字处理，以将其移位并以直流为中心。数字正交下变频至基带消除了与 I/Q 失配相关的传统缺陷。

高频宽降低了模拟带通所需的陡度和抗混叠滤波器频率响应，但对 ADC 和后续的 DSP 提出了额外的要求。需要仔细考虑模拟域和数字域之间的这一重要折中，特别是考虑到预期的无线电信道条件和典型的干扰和阻滞剂水平。中频的选择或多或少与 IF_2 有关，可以根据带通滤波器的实现进行优化。除了缓解 ADC 的动态范围问题外，该方法还可以根据目标标准的信道带宽降低采样率 f_s ，从而显著降低功耗。这种结构的一个缺点是需要两个要求很高的模拟滤波器和两个导致互调失真的模拟混频器。此外，根据子采样方程， f_s 和 IF_2 是相关的。

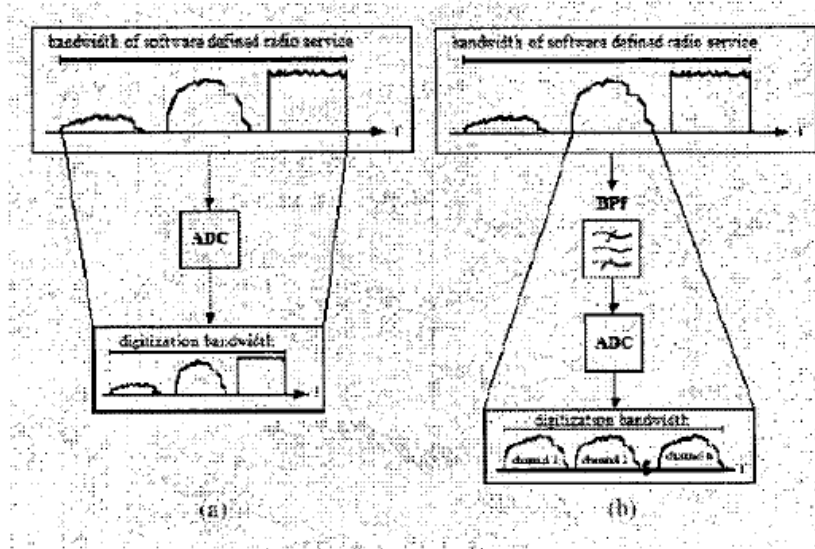


图 6:(a)全波段数字化 (b)部分波段数字化。

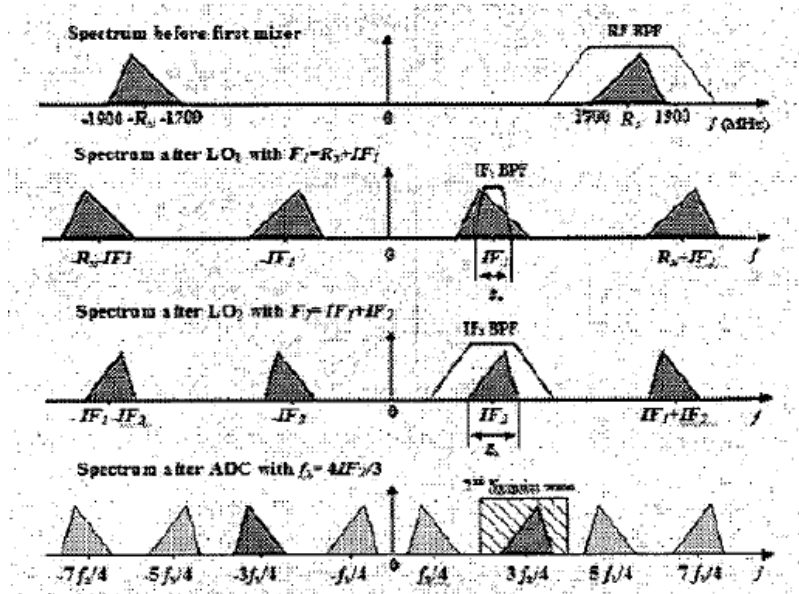


图 7:宽带中频子采样结构中信号的频谱表示。

IV. 结论

本文讨论和分析了用于多标准软件无线电接收机的模拟前端的几种不同的体系结构。提出了一种适用于将数字化点移近天线一级的宽带中频子采样结构。采用部分频带数字化技术的固定带宽是解决“高端移动终端”问题的一种解决方案，在“高端移动终端”中，功率消耗是最主要的制约因素，存在很强的干扰。这需要当今技术中尽可能多地应用数字信号处理。数字下变频是一种将信号下变频到基带的有效方法，其背后的逻辑是以牺牲数字域中额外的信号处理为代价来消除对模拟段灵活性的需求。所建议的以四分之一采样率进行数字下变频的方法当然是一种限制和折中，以将成本降至最低。然而，只要不能实现全波段数字化，信号就必须在 ADC 之前通过与可变合成器的适当混合转换为中频，在这种情况下，相对于采样率固定中频并不是真正的限制。

V. 参考文献

略。