

实时示波器带宽扩展技术

在过去十年中，数据通信速度已经提高了10倍以上。数据速率曾经一度在1Gb/s及以下，现在通常都要高于10Gb/s。现在，光通信的速率通常设计成100Gb/s及以上，不久的将来，研究设计目标已经达到1Tb/s。RF无线通信现在采用GHz范围的宽带信号，与此同时，RF和光通信都采用复杂的调制方式和低幅度信号，以满足通道数据速率和法规要求。这推动了使用超高带宽实时示波器验证、认证和调试这些新系统设计的需求。结果，示波器设计人员正被迫扩展实时示波器的性能，以满足直到60GHz–70GHz及以上范围的要求。

本文比较了扩展实时示波器带宽性能使用的多种技术，并介绍了这一领域的最新创新技术 – 异步时间隔行扫描。

传统ADC通道

传统实时数字示波器通道一般采用模拟前端，正常情况下，其包括一个预放和/或衰减器用于信号调节、一个追踪和保持装置用来在采样期间锁定信号幅度。模数转换器(ADC)用来把来自追踪和保持装置的顺序电压电平转换成由数字值组成的数据流。参见图1。

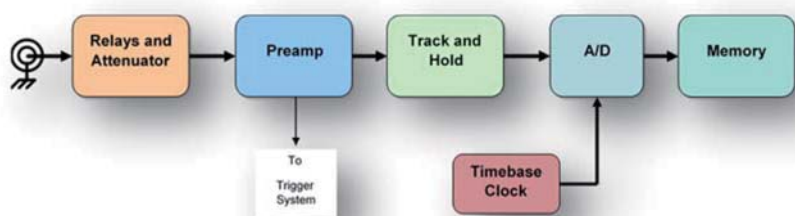


图1. 传统模数采集通道。

如果模拟前端能够满足通道的全部带宽要求，那么ADC的采样率就成为通道带宽的主要限制。内奎斯特定理指出，为了在所需带宽内复现所有信号内容的准确表示，采样率必须超过带宽的两倍。例如，25GHz通道带宽将要求 $>50\text{GS/s}$ 的采样率。随着带宽要求不断提高，找到满足内奎斯特要求的ADC变成更大的挑战。

我们有必要考察一下传统ADC通道的通道噪声，因为这将作为我们下面进一步讨论的基础，其中涉及与扩展ADC性能的技术有关的通道噪声。

追逐更高的实时示波器带宽

实时示波器带宽扩展技术

图2说明了相对于频率的随机噪声功率频谱。

根据定义，随机噪声包含了所有频率，因此功率频谱密度均匀分布到仪器的内奎斯特带宽上。在50GS/s通道中，内奎斯特带宽是25GHz。

图2中发生了某些噪声抑制，因为示波器带宽限制滤波器(也称为防假信号滤波器)抑制了带宽限制滤波器截止频率与通道的内奎斯特带宽之间的频谱区域中存在的噪声。

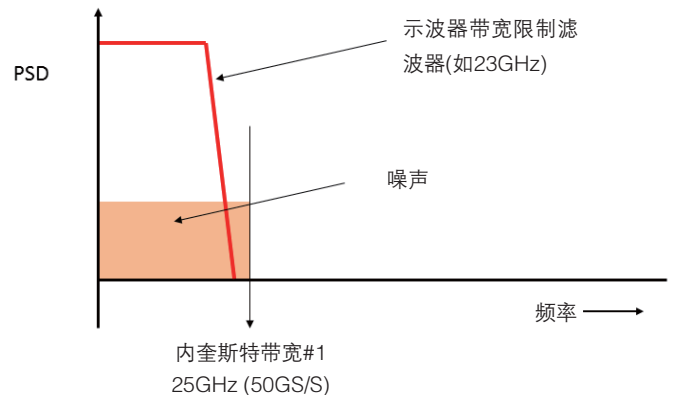


图2. 随机噪声power spectral density (PSD), relative to frequency.

时间隔行扫描通道

一旦带宽要求超出了提供的ADC元器件的采样率能力，那么必需找到其它技术，利用可用的元器件，满足这些扩展的要求，或设计新一代ADC。时间隔行扫描是一种常用技术，可以扩展现有元器件的性能。这里，模拟前端设计成传送关心的整个带宽，并行使用两台模数转换器。每台ADC必须提供满足内奎斯特要求所需的总采样率至少一半的采样率。例如，如果模拟前端能够支持最高45GHz，那么可以隔行扫描两台50GS/s模数转换器(参见图3)，以提供100GS/s转换。在这种情况下，两台ADC可以失相180°获得时钟输入。数据将存储在每台ADC

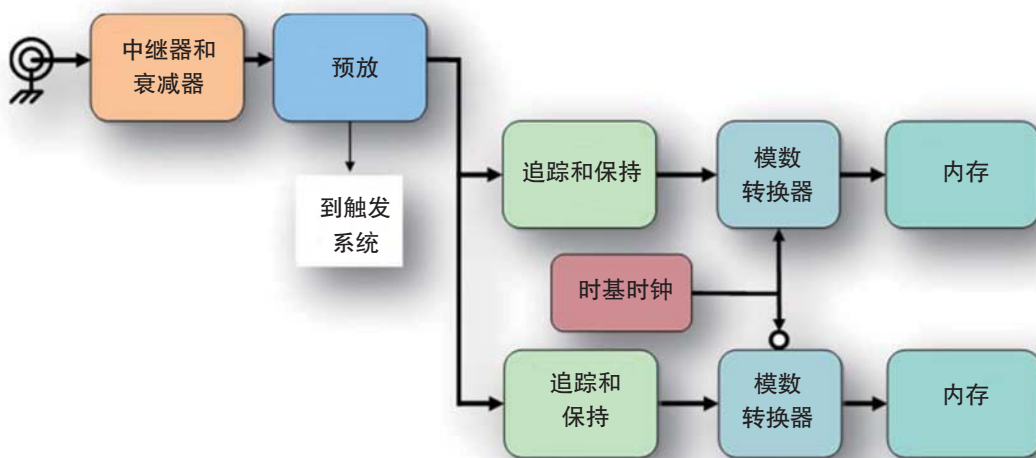


图3. 时间隔行扫描A/D转换器。

后面的内存中，一旦采集结束，通过去隔行扫描数据(有时称为解复用)，可以重建波形完整的100GS/s表示。应该指出，可以隔行扫描多少台ADC没有限制，但在ADC数量上升时，认真控制隔行扫描的器件的时间对准会变得非常困难。这种时间隔行扫描技术一直被所有主要示波器制造商所采用，实现高达GHz范围的性能。

追逐更高的实时示波器带宽

实时示波器带宽扩展技术

必需指出，随着采样率提高，随机噪声会均匀分布到新的内奎斯特带宽上。在图4所示的实例中，采样率从50GS/s提高到100GS/s，因此内奎斯特带宽现在从25GHz扩展到50GHz。如果每条时间隔行扫描通道的噪声性能相等，那么噪声功率频谱密度现在约是功率的一半，均匀分布到新的内奎斯特带宽中。当然，在这一讨论中，进行时间隔行扫描的目标是通过提供带宽更高的模拟前端和更高的采样率，来扩展系统的带宽，但注意，如果带宽保持在与一开始介绍的相同的值(使用相同的示波器带宽限制滤波器)，那么最终效果是抑制数量更大的噪声信号。

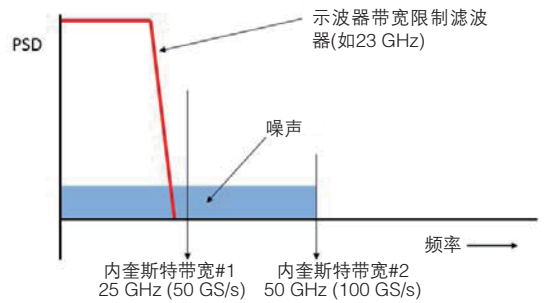


Figure 4. Nyquist bandwidth extension as a result of time interleaving.

这种方法的实际实现方案表明，噪声会下降15% – 20%左右。

频率隔行扫描通道 – 使用下变频器混频

下变频器在无线接收机和其它RF应用中已经使用了超过一个世纪。它的概念很简单：混合两个频率，结果是和频与差频(也称为外差法)。如果您能够根据两个频率的关系认真选择其中一个频率(如本振)，那么您可以把差频移动到其工作的比较方便的范围内(一般是较低频率)。

结合使用下变频器和示波器的技术也已经使用了很长时间。在早期，下变频器是一种外置单元，下变频器与仪器的整合和校准作为练习留给用户。最终，业内把下变频器放到仪器中。在示波器通道中，把本振频率设置成等于模拟前端带宽的中频可望使用一台ADC采集示波器通带的上半部分，使用另一台示波器采集通带的下半部分。通过把上半部分频谱与下半部分频谱“缝”在一起重建整个波形，则成为当今数字实时示波器内部DSP要完成的任务。

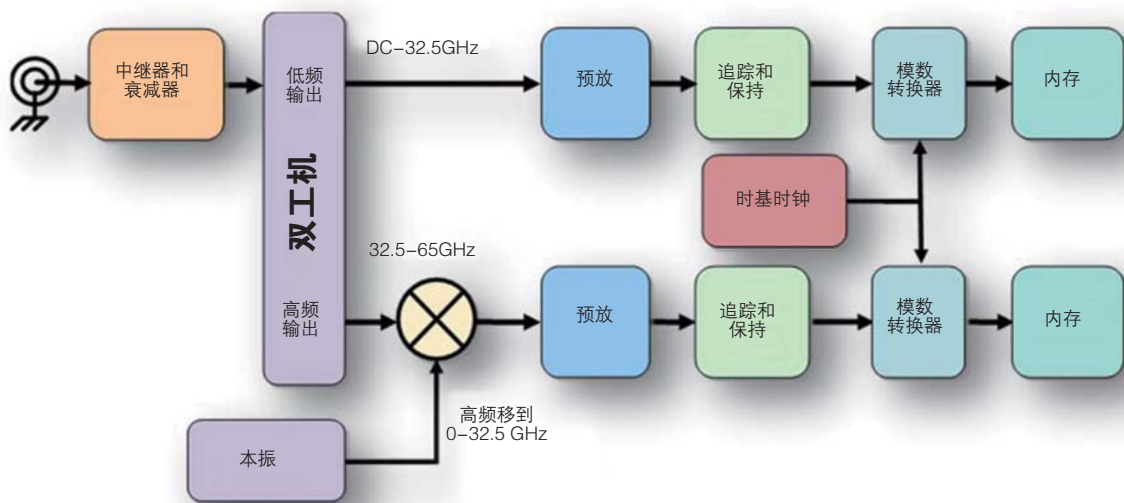


图5. 基于混频器的采集通道实例。

追逐更高的实时示波器带宽

实时示波器带宽扩展技术

力科作为数字示波器的集成功能率先实现这种方法，其称之为“数字带宽隔行扫描”(DBI)。最近，安捷伦也利用“RealEdge”通道打出同样的招牌。对示波器设计人员来说，其主要优势是每台ADC的采样率只需大于总带宽。但是，这种设计方法面临着许多挑战。一旦采集结束，数据放入波形内存，那么必需使用数字信号处理技术(DSP)把上方频段上变频回到原始频率范围。恢复两个“一半”频谱、重建波形非常复杂。由于路径并不是完全一样，因此必需在抵消中补偿这些差异，抵消则是DSP的一部分。此外，由于两个一半频谱中使用急剧的带通滤波器，因此恢复频谱的具体中心存在问题。我们在重组区域看到平坦度问题，在该点上相位线性度也有问题。

图6显示了力科830Zi-A仪器的频响图实例，它对16GHz以上带宽采用DBI。注意，频响得到了很好的控制，在0-15GHz中是一致的，但在15GHz-30GHz中表现出不同的特点。力科提供了三种不同的“优化”模式，其中两种模式之间的平坦度差异相当明显。在平坦度模式下，在22 GHz上进行的幅度测量约比信号的实际值低10%。在脉冲优化模式下，在22 GHz上进行的相同幅度测量要低20%以上。

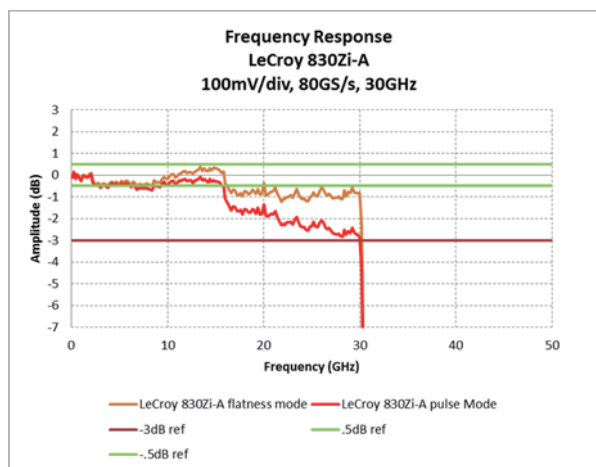


图6. 力科830Zi-A频率响图。

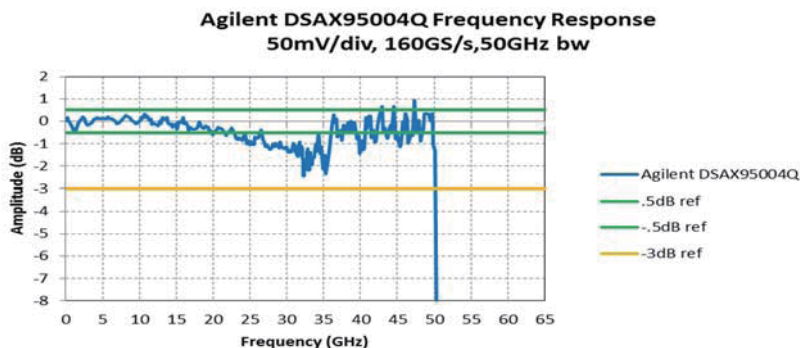


图7. 安捷伦DSAX95004Q 频响图。

安捷伦DSAX95004Q仪器在使用“RealEdge”输入时也存在类似的问题。图7是该仪器的频响图。

整体上，与力科相比，安捷伦在控制整体响应方面做得更好，但注意大约32GHz处的曲线部分。安捷伦50GHz示波器采用的设计与63GHz型号相同，因此对这台仪器来说，在大约32GHz处、而不是25GHz处看到异常信号也就不足为怪了。在这个区域，2dB或更多的变化意味着这些频率的幅度测量误差将超过20%。

追逐更高的实时示波器带宽

实时示波器带宽扩展技术

我们再回来讨论噪声(图8)，在使用频率隔行扫描技术时，应考虑通道噪声发生了什么情况。如前所述，噪声PSD均匀分布在奈奎斯特带宽上(采样率的一半)。由于每台ADC采集整个频宽的一半，因此在从时间隔行扫描配置转向频率隔行扫描配置时，没有潜在的降低噪声的机会(同时保持带宽不变)。事实上，一般来说，在使用频率隔行扫描时，噪声会提高。在图9中，安捷伦DSAX95004Q示波器上的多个截图表明了这一点，其比较了33GHz带宽时标准通道的噪声性能(左屏)与33GHz带宽时“RealEdge”通道的噪声性能(右屏)：

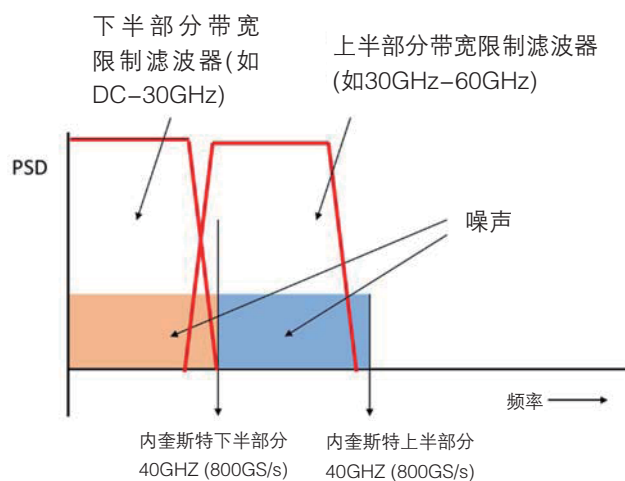


图8. 奈奎斯特带宽中的噪声功率频谱密度。

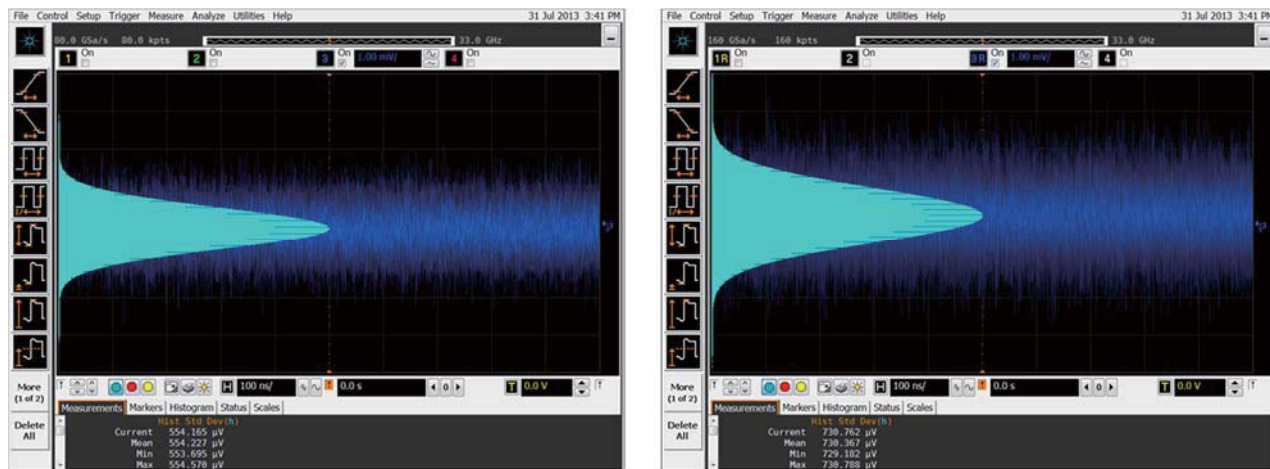


图9. 安捷伦DSAX95004Q 示波器通道(标准通道与“RealEdge”通道)噪声性能比较。

安捷伦示波器在标准通道上测得的基线噪声为 $554\mu\text{V rms}$ ，而在“RealEdge”通道上测得的基线噪声为 $731\mu\text{V rms}$ ，这两个测量都使用33GHz带宽。“RealEdge”通道的噪声约比标准通道高32%。

追逐更高的实时示波器带宽

实时示波器带宽扩展技术

异步时间隔行扫描 – 差异化的下变频器技术

正是认识到GHz带宽示波器中一直使用的频率隔行扫描的技术问题和挑战，泰克采用了一种全新方法，来避免DIB的部分劣势，同时仍能实现扩展现有ADC带宽这一最终结果。在异步时间隔行扫描(ATI)新技术中，预采样器作为谐波混频器。图10说明了异步时间隔行扫描电路的方框图：

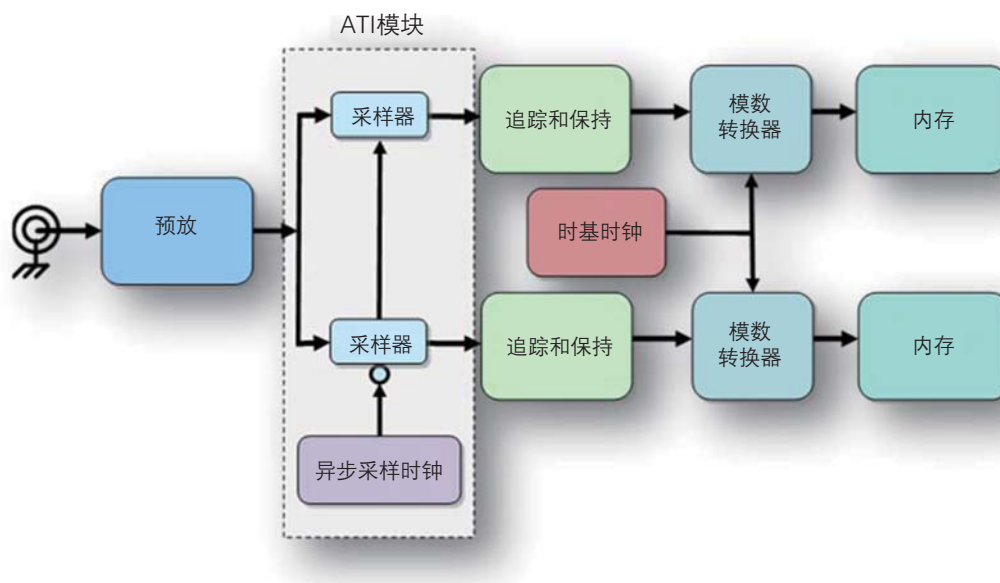


图10. 异步时间隔行扫描电路。

在这个设计中，首先映入眼帘的是，路径是对称的。采集通道两侧之间的传播延迟或相移没有明显差异。与DBI相比，这简化了DSP再混频或“重建”的采集后过程，使中频交点的误差量达到最小。在ATI中，信号的整个带宽都被应用到两个ADC。通过这种方式，噪声的功率频谱密度均匀分布到总采样率中，总采样率是各台ADC的采样率的两倍。结果，通带中的整体噪声要低于类似DBI结构中的噪声。

由于谐波混频和时间采样实际上是同一件事，因此可以使用预采样器实现ATI电路图中所示的混频(图10)。这种设计采用预采样器，故意对输入信号进行次采样，从而产生假信号或把频谱成分的上半部分翻回到ADC的内奎斯特带宽。例如，通过在75 GHz运行异步采样时钟，可以实现70GHz系统时钟。这会导致70GHz信号的上半部分向回在DC - 37.5GHz范围内产生假信号。然后ADC以独立于预采样器的速率对预采样器得到的数据采样，如100GS/s。注意，预采样器与ADC采样时钟异步运行。图11表示了ATI通道每条腿上的信号。

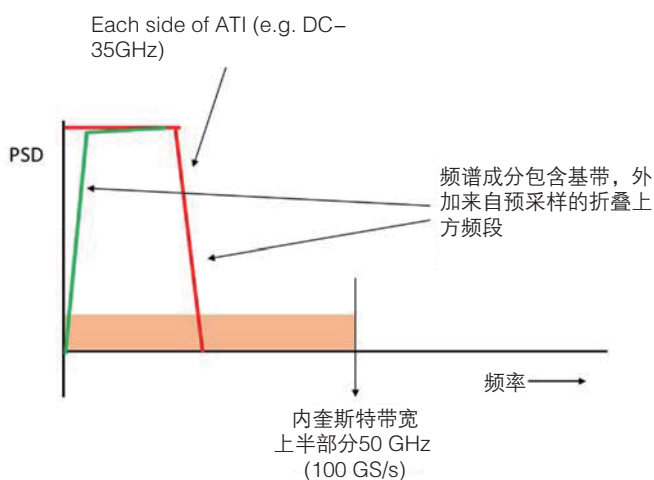


图11. ATI通道每条腿上的信号。

追逐更高的实时示波器带宽

实时示波器带宽扩展技术

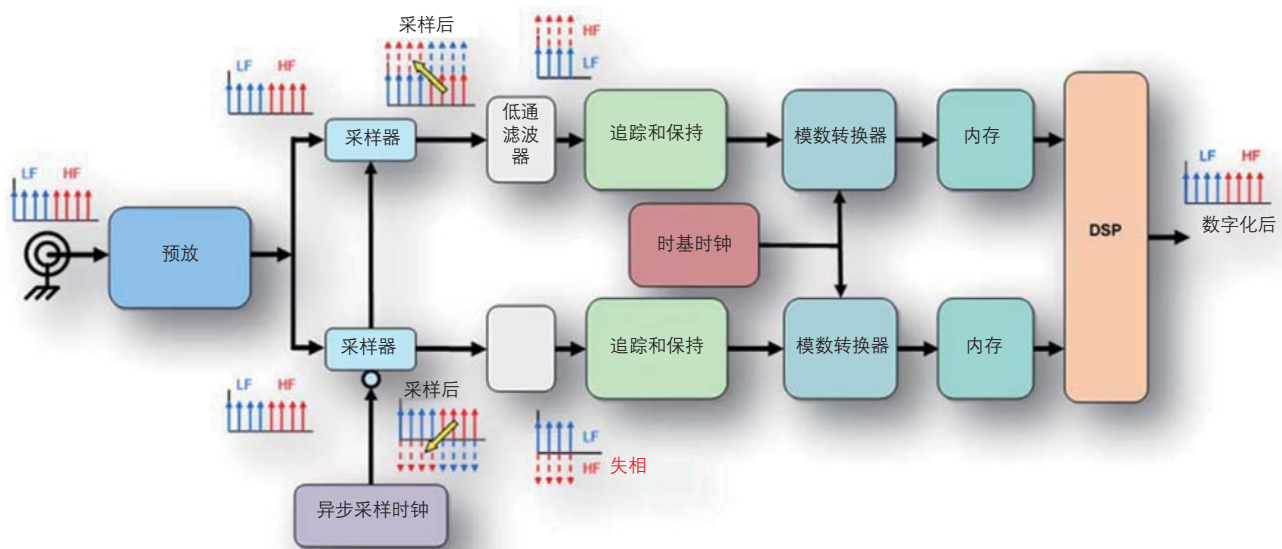


图12. ATI通道方框图。

图12更加完整地表示了异步时间隔行扫描通道的方框图，并指明采集通道关键点上的频谱成分。我们可以看到，整个频谱被应用到预放上，通过分路器传送到每个预采样器。预采样器的输出是一个频谱，其中包含翻回到低频范围的上方频段的差频谱，以及叠加在上方频段范围上的低频段的和频谱。然后这个复合频谱通过低通滤波器传送，低通滤波器去掉了上方频段范围，但完好无损地传送低频(包括翻回的上方频段内容)。然后，这个滤波后的信号传送到追踪和保持装置，被ADC所捕获。

一旦采集结束、数据存储到内存中，通过使用DSP技术数字再混频信号，可以恢复原始信号。这时，可以使用异步采样时钟信号的数学表示（而不是实际异步采样时钟信号），作为数字混频器的输入，注意原始模拟异步采样时钟与该信号数学表示之间的相位关系完全相同。

注意，两个预采样器失相180°。在重建信号时，这一点非常重要。在信号重建的数字混频步骤之后，数字信号包含来自原始采集数据的和频谱成分及差频谱成分。在信号的最后组合过程中，可以方便地抵消失相180°的频谱部分，留下的只有原始频谱，外加使用75GHz低通滤波器去掉的和频谱部分。这时只留下原来应用到采集示波器中的来自DC - 70GHz的成分。

最后组合步骤本质上是和除以2。这一函数把输入幅度返回原始值，另外会影响整个采集的噪声平均，从而进一步降低测量通道的总噪声。

总之，泰克ATI技术提供了：

- 一种杰出的扩展现有ADC器件性能的方法。
- 提供了最高的信号保真度。
- 保持最低的噪声电平。

采用IBM的9HP SiGe BiCMOS技术 ($F_T = 300\text{GHz}$)提供了必要的硬件性能，其实现的设计可以支持下一代示波器设计中所需的70GHz带宽目标。