

三、数字示波器的主要指标

1. 示波器的带宽

带宽是示波器最重要的一个指标,它决定了这台示波器测量高频信号的能力。前面我们介绍过,示波器的带宽主要由前端的放大器等模拟器件的特性决定。对于一般的放大器来说,其增益不可能在任何频率下都保持一样,示波器中使用的放大器也是如此。示波器中的放大器的工作频点是从直流开始的,其增益随着输入信号的频率增高会逐渐下降。一般把放大器增益下降 -3dB 对应的频点称为这个放大器的带宽,示波器的带宽也是用同样方法定义的。图 3.1 是示波器带宽定义的示意图。

对于一台标称带宽为 1GHz 的示波器,假设输入一个标准的 50MHz 、 1V 峰峰值的正弦波信号,在示波器上测量到的信号幅度为 A ;然后将输入信号的幅度保持不变,频率逐渐增加到 1GHz ,这时在示波器上测量到的信号幅度为 B 。如果 $20\lg(B/A)$ 的计算结果没超过 -3dB (例如为 -2.8dB),这台示波器就是合格的,否则就是不合格的。对于示波器的带宽检定通常使用的也是这种方法。

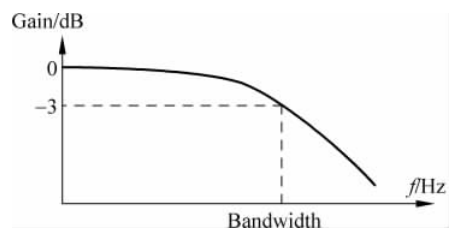


图 3.1 示波器带宽的定义

需要注意的是, -3dB 是按信号功率计算的,相当于信号的功率增益下降 $1/2$ 。示波器实际测量的是电压信号,功率与电压的平方成正比,所以 -3dB 相当于示波器电压的增益随着频率的增加下降到原来的 0.707 倍。因此,对于一个 50MHz 、 1V 峰峰值的正弦波信号,用 1GHz 带宽的示波器测量到的幅度应该是 1V 左右,而如果被测信号的幅度不变但是频率增加到 1GHz ,这时测量到的信号幅度可能只有 0.7V 左右了。

从前面的例子可以看出,示波器并不是对带宽内的所有频率信号都保持相同的测量精度的,被测信号频率越接近带宽附近,测量结果的幅度误差越大,如果这个幅度误差超过了可以接收的范围,就要考虑用更高带宽的示波器进行测量。另外示波器也不是绝对不可以对超过带宽的信号进行测量,如果被测信号的频率只是稍微超过了示波器的带宽,虽然信号的衰减会比较大,但大概的频率、周期等时间信息还是比较准确的(对正弦波信号)。

至于具体某个频点的衰减是多大,需要准确知道示波器的频响曲线。一般示波器厂商在公开场合只会提供带宽指标而没有具体的频响曲线,如果确实需要,可以通过用微波信号源配合功率计扫描得到这条曲线。

示波器的带宽主要取决于前端的衰减器和放大器的带宽,因此大的示波器厂商都有自己特有的技术来实现高的带宽。以 Keysight 公司为例,其 33GHz 的示波器前端芯片采用 InP(磷化铟)的高频材料,并使用了 MCM(Multi-Chip Module)的多芯片封装技术,打开其 MCBGA(多芯片 BGA)芯片的屏蔽壳后(见图 3.2),可以看到其内部主要由 5 片 InP 材料

的芯片采用三维工艺封装而成。其中包含 2 片 33GHz 带宽 InP 材料做成的放大器,可以同时支持 2 个通道的信号输入; 2 片 InP 材料做成的触发芯片以及 1 片 InP 材料做成的 80GSa/s 的采样保持电路; 所有芯片采用快膜封装技术封装在一个密闭的屏蔽腔体内。

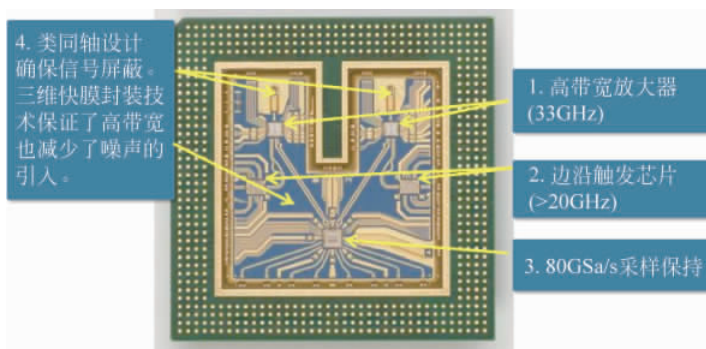


图 3.2 采用 InP 材料的示波器前端芯片

随着信号频率和数据速率的提高,对于示波器带宽的需求越来越高。如果没有能力设计高带宽的放大器前端,或者现有的硬件技术无法提供足够高的带宽时,有时会采用一些其他的方式来提升带宽,其中常用到的是 DSP 带宽增强和频带交织技术。

DSP 带宽增强技术实际上是一种数字 DSP 处理技术。采用数字 DSP 处理技术的初衷并不是为了增强带宽,而是为了进行频响校正。一般宽带放大器在带内各个频点的增益不一定是完全一致的,所以宽带放大器通常会有一个带内平坦度指标衡量增益的波动情况。通过用数字技术补偿频响波动可以在带内获得比较平坦的频响曲线,获得更准确的测量结果。进一步地,为了充分利用带宽以外频点的能量,可以通过数字处理技术把带宽以外一部分频率成分的能量增强上去,这样 -3dB 对应的频点就会右移,相当于带宽提高了。图 3.3 显示了带宽增强对系统频响特性的改变。带宽增强技术在提高带宽的同时也会提升系统的高频噪声,所以这种技术虽然提高了带宽,但增加了噪声。带宽增加越多,噪声的放大比例越大。因此,带宽增强技术虽然实现简单,但不适用于大比例增加系统带宽。反过来,用数字处理技术还可以根据需要压缩带宽。带宽压缩的同时一部分频率成分的噪声也被滤掉,所以在不需要高带宽时可以降低系统噪声。带宽增强和压缩技术在很多高端示波器上都有使用。

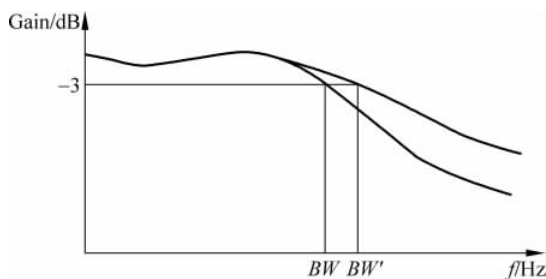


图 3.3 DSP 带宽增强技术

除了 DSP 带宽增强以外,频带交织技术也是另一种提升带宽的方法。频带交织技术是在频域上把信号分成两个或多个频段处理,例如把输入信号分成低频段和高频段两个频段

分别采样和处理,再用 DSP 技术合成在一起。图 3.4 是频带交织技术实现的原理。例如,假设放大器硬件带宽只能做到 16GHz,而希望实现 25GHz 的带宽,这就要把 16GHz 以下的能量滤波后用一个放大器放大后采样,16~25GHz 的能量经滤波、下变频后再用另一个放大器放大后采样。这种方法推广开来可以 3 个频段或 4 个频段复用实现更高的带宽。但是有射频知识的人都知道,硬件上是做不出来那么理想的滤波器,正好把需要的频率都放进来,同时把不需要的频率分量都滤掉的,而且宽带信号的下变频的过程会产生非常多的信号混叠和杂散问题。因此,使用这种方法后,如果硬件电路设计和数学修正方法不好,在频段的交界点附近会有很大的问题,最典型的表现就是在频段交界点附近噪声会明显抬高,信号失真明显变大。

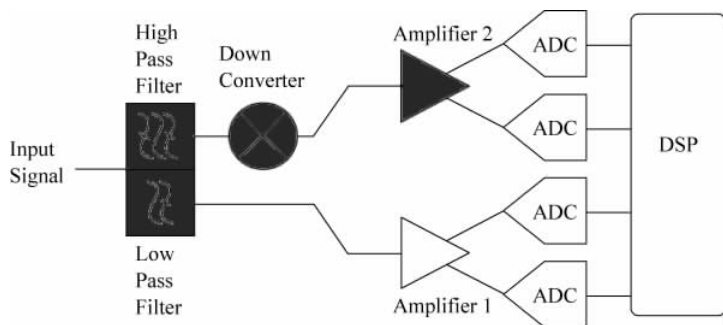


图 3.4 频带交织技术实现原理

2. 示波器的采样率

被测信号经过示波器前端的放大、衰减等信号调理电路后,接下来就是进行信号采样和数字量化。信号采样和数字化的工作是通过高速的 A/D 转换器(ADC,模数转换器)完成的,示波器的采样率就是指对输入信号进行 A/D 转换时采样时钟的频率。

真正输入示波器的信号在时间轴和电压轴上都是连续变化的,但是这样的信号无法用数字的方法进行描述和处理,数字化的过程就是用高速 ADC 对信号进行采样和量化的过程。经过模数转换后,在时间和电压上连续变化的波形就变为一个个连续变化的数字化的样点,如图 3.5 所示。

在进行采样或者进行数字量化的过程中,如果要尽可能真实地重建波形,关键问题是在时间轴上的采样点是否足够密以及在垂直方向的电压的量化级数。水平方向采样点的间隔取决于示波器的 ADC 的采样率,而垂直方向的电压量化级数则取决于 ADC 的位数。

对于实时示波器来说,目前普遍采用的是实时采样方式。所谓实时采样,就是对被测的波形信号进行等间隔的一次连续的高速采样,然后根据这些连续采样的样点重构或恢复波形。在实时采样过程中,很关键的一点是要保证示波器的采样率要比被测信号的变化快很多。那么究竟要快多少呢?可以参考数字信号处理中的奈奎斯特(Nyquist)定律。Nyquist

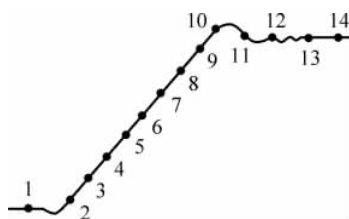


图 3.5 数字采样的概念

定律告诉我们,如果被测信号的带宽是有限的,那么在对信号进行采样和量化时,如果采样率是被测信号带宽的 2 倍以上,就可以完全重建或恢复出信号中承载的信息。

图 3.6 是满足奈奎斯特采样定律的情况:被测信号的带宽为 B ,示波器的采样率为 F_s 。当用 F_s 的采样率对带宽为 B 的信号进行采样时,从频谱上看以 $F_s/2$ 的整数倍为中心会出现重复的信号频谱,有时称为镜像频谱。如果 $B < F_s/2$ 或者说 $F_s > 2B$ 时,信号的各个镜像频谱不会产生重叠,就可以在采样后通过合适的重建滤波器把需要的信号恢复出来。

图 3.7 是不满足奈奎斯特采样定律的情况:如果 $B > F_s/2$ 或者说 $F_s < 2B$ 时,信号的各个镜像频谱可能会产生重叠,这时我们称信号产生了混叠,混叠后无论采用什么样的滤波方式都不可能再把信号中承载的信息无失真地恢复出来了。

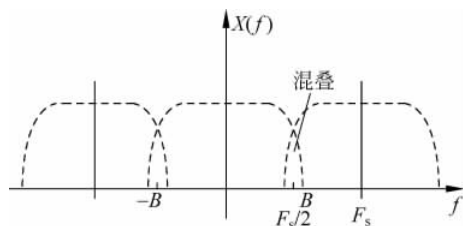
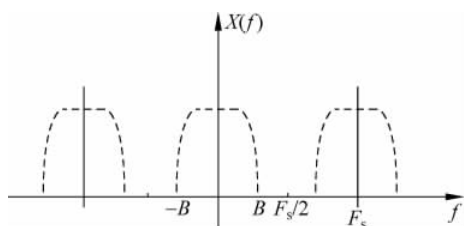


图 3.6 满足奈奎斯特条件时采样到的信号的频谱 图 3.7 不满足奈奎斯特条件采样时的频谱混叠

更严重的混叠情况发生在示波器的采样率低于被测信号频率的情况下。为了更清楚地展示这个问题,下面通过一个例子,看看对同一个正弦波信号用不同采样率采样时会发生什么现象。

图 3.8 和图 3.9 是示波器分别用 20GSa/s 的采样率和 5GSa/s 的采样率对 1.7GHz 的正弦波进行采样并重建波形的情况,两张图都可以清晰看到原始信号的波形并可以相对准确地测量到信号的频率等参数。

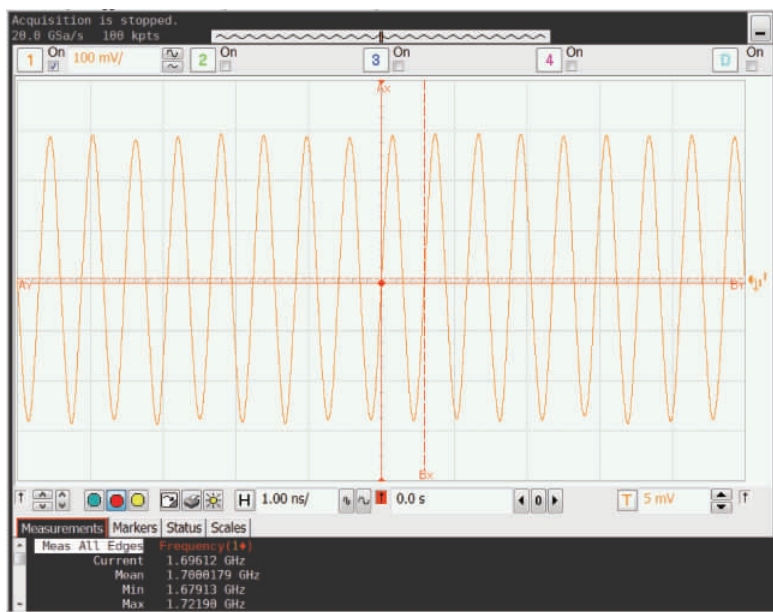


图 3.8 用 20GSa/s 的采样率对 1.7GHz 的正弦波采样得到的信号波形

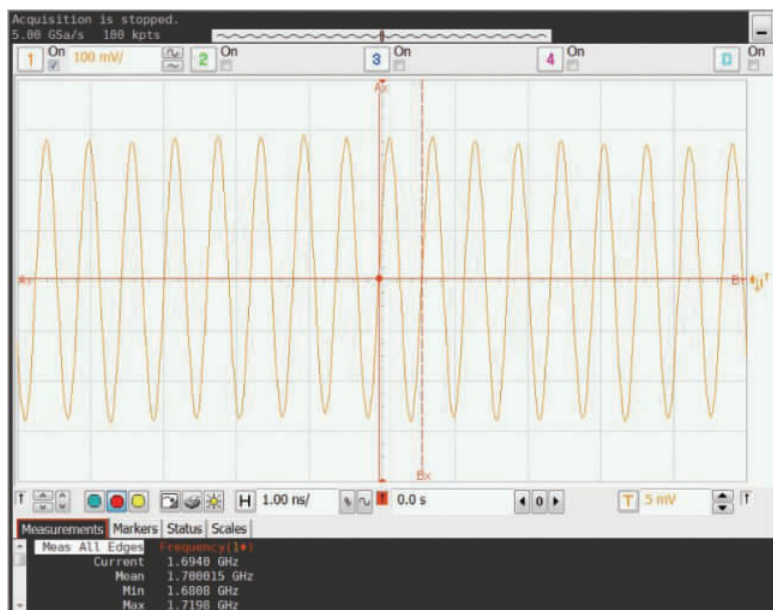


图 3.9 用 5GSa/s 的采样率对 1.7GHz 的正弦波采样得到的信号波形

接下来所有情况不变,我们把示波器的采样率分别设置到 2.5GSa/s 和 1GSa/s,此时 1.7GHz 的正弦波信号经示波器采样和重建以后,在示波器屏幕上仍然能看到一个正弦波信号,但是仔细观察会发现,这个正弦波信号的频率的测量结果是分别是 800MHz 和 300MHz 如图 3.10 和图 3.11 所示。这时就是产生了信号的混叠:虽然在示波器上仍然能看到一个波形,而且波形看起来没有太大问题,但频率是发生了搬移的,有时又称为假波。

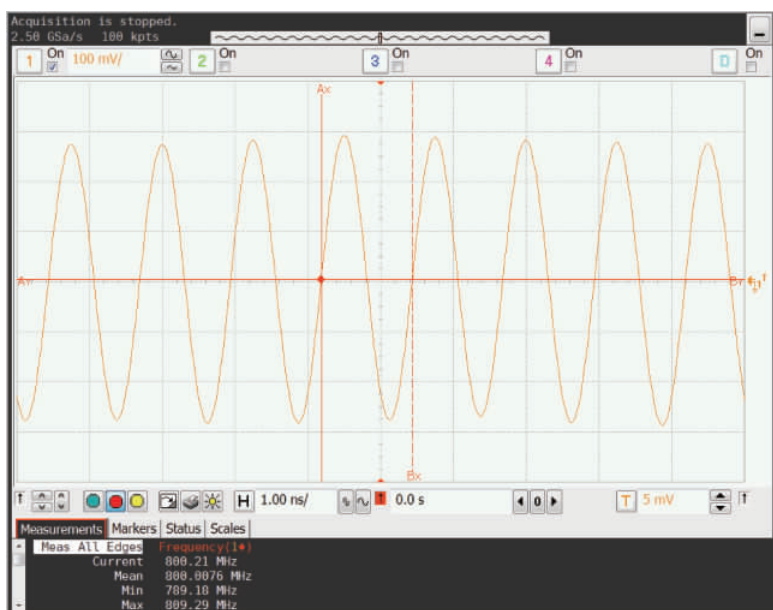


图 3.10 用 2.5GSa/s 的采样率对 1.7GHz 的正弦波采样得到的信号波形

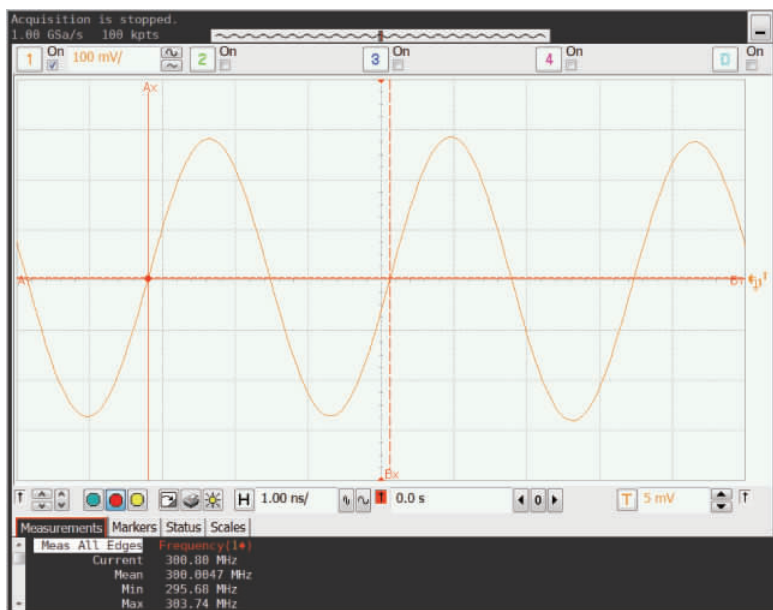


图 3.11 用 1GSa/s 的采样率对 1.7GHz 的正弦波采样得到的信号波形

假波的特点是在屏幕上的显示是不稳定的,而且随着采样率的变化波形的频率会发生变化。如果被测信号是数字信号或者脉冲信号,其频谱成分会更加复杂,这时不一定是信号频率发生变化才表示产生了混叠,很多时候上升、下降沿形状的不稳定的跳动也可能是由于信号混叠造成的。避免假波或混叠的根本方法是保证示波器的采样率是被测信号带宽的 2 倍以上。示波器前面的放大器、衰减器等信号调理电路都有一定的带宽,这就是示波器标称的硬件带宽,因此超过示波器带宽的信号频率成分即使能进入示波器内部也已经被衰减得比较厉害。现在的数字示波器的最高采样率一般都可以保证采样率超过示波器带宽的 2 倍以上(考虑到示波器的频响方式的不同,实际示波器的最高采样率可能会是其带宽的 2.5 倍或 4 倍以上),但是在实际使用中,由于内存深度的限制,示波器有可能会在时基刻度打得比较长时降低采样率,这时就需要特别注意混叠或者假波的产生。如果实在需要采集比较长的时间同时又需要比较高的采样率,可以考虑扩展示波器的内存深度或者采用其他的采样方式(例如分段存储)。

对于带限的调制信号来说(例如 1.7GHz 的载波,调制带宽为 10MHz),如果示波器的采样率虽然不满足信号载波频率的 2 倍以上的要求,但是满足信号调制带宽 2 倍以上的条件。此时有可能采样到的信号虽然载波频率发生了搬移,但是信号的调制信息还完整保留,这时仍然可以对信号进行正确的解调。这种采样方式有时又称为欠采样,在无线通信的信号采样中有广泛应用。欠采样实现了类似数字下变频的效果,在欠采样情况下,示波器可以用比较低的采样率进行采样,因此节约了内存深度,从而可以采集更长的时间,欠采样是我们在进行信号解调时比较常用的一种采样方式。但是注意的是,欠采样也要满足采样率是信号带宽 2 倍以上的条件,同时要保证混叠以后的信号频谱不要跨越相邻的奈奎斯特区间,因此需要慎重使用。

为了避免信号的混叠,放大器后面 A/D 采样的速率至少在带宽的 2 倍以上甚至更高。

随着高带宽示波器的带宽达到了几十 GHz 以上,目前市面上根本没有能支持这么高采样率的单芯片的 ADC,因此目前市面上高带宽示波器无一例外都需要使用 ADC 的交织技术,即使用多片 ADC 交错采集以实现更高的采样率。

图 3.12 是 TI 公司提供的一种对其高速 ADC 进行交织的实现方式(来源:www.ti.com)。在进行交织时,信号经放大后分为 2 路,送给 2 片 ADC 芯片采样,2 片 ADC 的采样时钟有 180° 的相位差。这样在一个采样时钟周期内 2 片 ADC 共采了 2 个样点,相当于采样率提高了 1 倍。经 2 片 ADC 分别采样后,后续软件在做波形显示时需要把 2 片 ADC 采到的样点交替显示,从而重构波形。

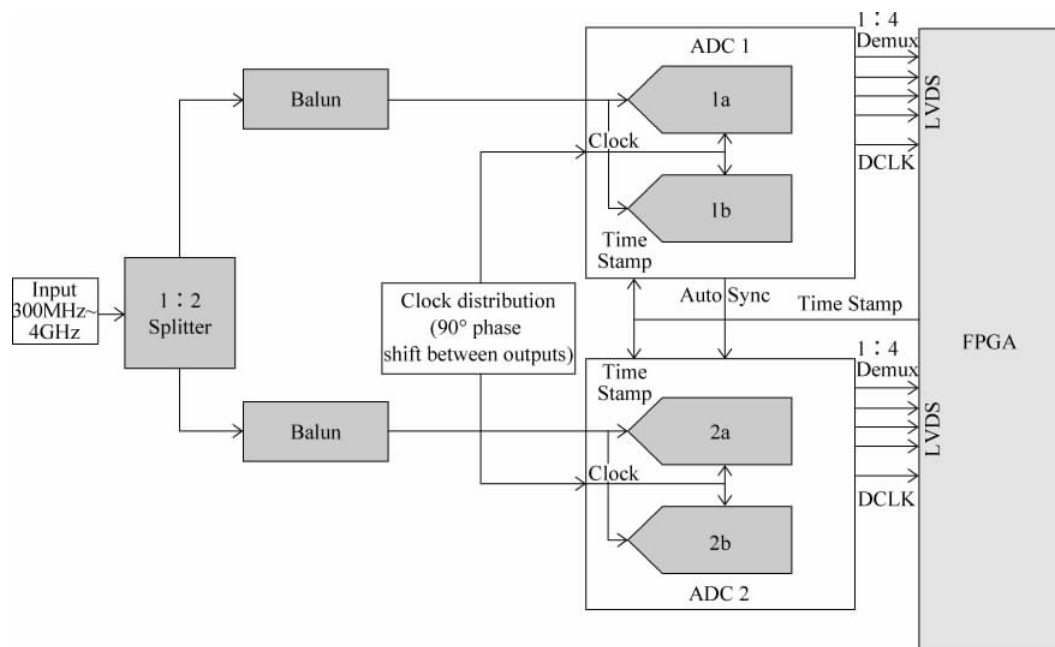


图 3.12 典型的 ADC 交织方式

要实现多片 ADC 的拼接,要求各片 ADC 芯片的偏置、增益的一致性要好,而且对信号和采样时钟的时延要精确控制。偏置和增益的一致性相对比较好解决一些,例如可以通过校准消除其偏置和增益误差。但是信号和采样时钟的时延控制就比较难了,因为高带宽示波器中使用的 ADC 的采样时钟的一个周期只有几十 ps,ps 级的误差或者抖动都会造成非常大的影响。图 3.13 显示了当 2 片 ADC 的时钟相位差不是理想的 180° 时对波形重建造成的影响。

当采用多片 ADC 在 PCB 板上直接进行拼接时,由于 PCB 上走线时延受环境温度、噪声等影响比较大,很难实现精确的时延控制,所以在 PCB 板上直接进行简单的 ADC 拼接很难做得非常好。而对于示波器来说,由于其采样率高达几十 GHz,因此几个 ps 的走线延时都会对系统性能产生非常大的影响。为了解决这个问题,比较好的方法是先进行采样保持,再进行信号的分配和采样。如图 3.14 所示,由于采样保持电路集成在前端芯片内部,在芯片内可以做很好的屏蔽和时延控制,所以采样点时刻的控制可以非常精确。而送给 PCB 板上各 ADC 芯片的信号由于已经经过采样保持,所以信号会保持一段时间。这样即使在

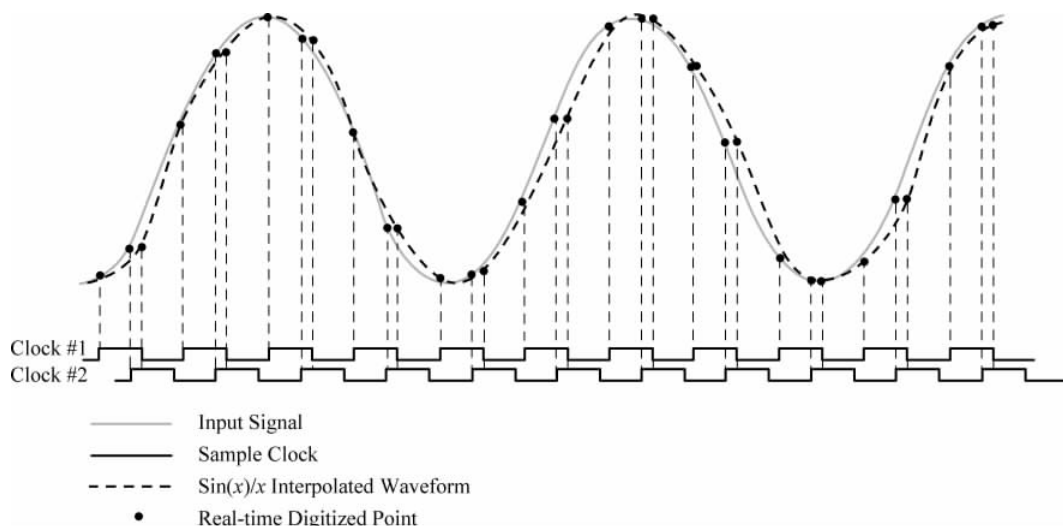


图 3.13 不理想的 ADC 芯片拼接带来波形失真

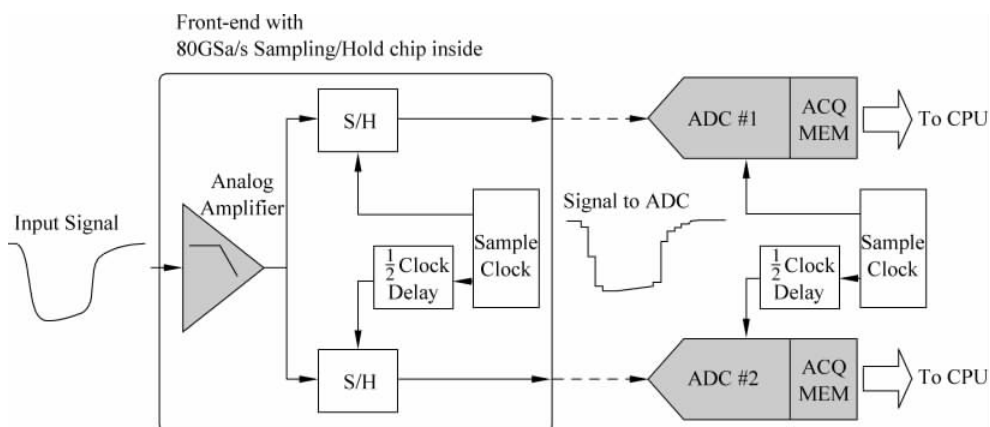


图 3.14 采样保持后再进行信号分配的 ADC 拼接方式

PCB 板上的信号路径或 ADC 的采样时钟有些时误差或抖动，只要其范围不超过一个采样时钟周期，就不会对采集到信号的幅度以及最后的波形重建造成影响。

3. 示波器的内存深度

对于高速的数字实时示波器来说，由于其采样率很高，这个高速的数据以现有的数字处理技术是不可能实时处理的。所以数字示波器在工作时都是先把信号采集一段到其高速缓存中，然后再把缓存中的数据读出来显示。这段缓存的深度，有时也称为示波器的内存深度，决定了示波器在进行一次连续采集时所能采集到的最长的时间长度。通常用以下公式计算示波器能够一次连续采集的波形长度：时间长度 = 内存深度 / 采样率。

需要注意的是，一般我们所说的示波器的内存深度是这台示波器配置的最大内存深度。由于内存深度设置很深时示波器要处理的数据量很多，可能波形的更新速度会很慢。很多

示波器厂商为了改善用户使用的感受,默认会根据示波器时基刻度的调整自动调整所用的内存深度。而当内存深度增加到最大仍然不足以保证采集更长的时间时,示波器通常会自动降低采样率以获得更长的采样时间。图 3.15 是示波器中常用的调整时基刻度和波形水平位置的旋钮。

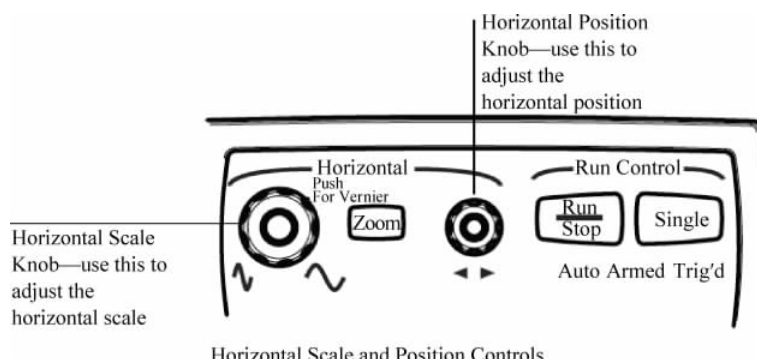


图 3.15 示波器调整水平时基的旋钮

因此,在增加示波器的时基刻度时,很重要的一点是注意观察示波器采样率的变化。如果示波器的内存深度不足,在增大时基刻度时很容易造成采样率的下降。如果要分析的是低速的信号,采样率下降不会造成问题;但如果要分析的是高频的信号、很窄的脉冲或者 Burst 的高速数据流,采样率的下降就有可能造成信号的失真或者混叠。很多示波器也支持手动设置示波器的采样率和内存深度,手动设置后示波器的采样率和内存深度一般不会再随着时基刻度的变化而变化,但是示波器能够采集的最长的时间长度也定死了。图 3.16 是一个例子,示波器的采样率是 80GSa/s,内存深度是 800k 样点,总共采集的波形时间长度 $= (800k/80G) = 10\mu s$ 。

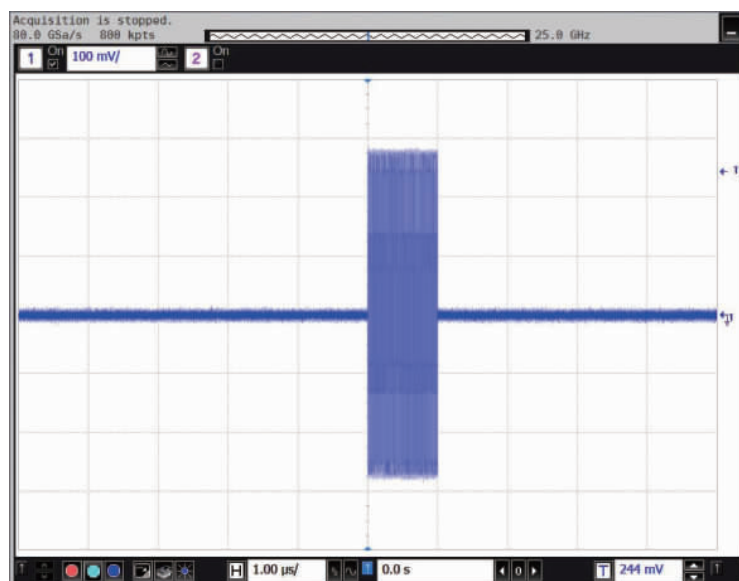


图 3.16 以 80GSa/s 的采样率采集 800k 样点的波形

如果出于保证测量精度的考虑,示波器的采样率不能下降,但同时还想采集更长的时间长度,只有扩充示波器的内存深度。由于示波器的内存是高速的缓存,而且大内存的管理对数据处理速度的要求也很高,需要专门的数据处理芯片,因此示波器的内存深度扩展的价格一般都非常昂贵。目前市面上实时示波器中内存深度最多可以达到每通道 2G 采样点。

4. 示波器的死区时间

前面介绍过,对于模拟示波器来说,由于没有数据处理的中间环节,信号通过扫描直接在屏幕上显示,除了回扫的时间外,在信号捕获和显示上几乎没有间断。而对于数字示波器来说,由于采样率很高,现有的技术又无法对这么大的数据量进行实时处理,所以采集完一段波形后必须停下来等待数据处理和显示。如图 3.17 所示,在这段处理和显示的时间段内,示波器不响应触发也不进行波形捕获,因此这段时间称为示波器的死区时间(Dead Time)。

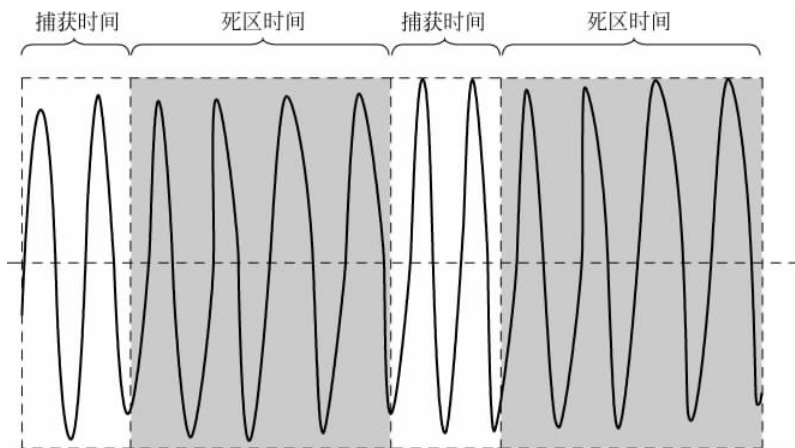


图 3.17 死区时间的概念

如果示波器的死区时间过长,那么两次波形采集间的间隔时间就会比较长,示波器单位时间内能够捕获和显示的波形数量就会变少。所以,有时也会用波形捕获率的指标衡量示波器单位时间内能够捕获和处理的波形数量。不同系列的示波器在不同设置情况下的波形捕获率差别很大,一般示波器的波形捕获率为每秒几百次或几千次。HP 公司在 20 世纪 90 年代推出的 MegaZoom 技术就是通过专用的处理器实现触发响应、信号处理以及波形内插和辉度显示,使得数字示波器的波形捕获速度在使用很深存储时仍然能够达到每秒 10 万次左右。图 3.18 是 HP 54645A 示波器的内部结构,其通过专用的处理器设计大大提高了波形捕获率。现在,随着技术的进步,一些示波器的最高波形捕获率已经可以达到每秒约 100 万次。

关于死区时间和波形捕获率有几个关键点需要注意:

- 死区时间过长,会造成信号的大量遗漏。如果正好有一些无法预知的信号跳变或者异常发生在死区时间内,这个信号就不会被示波器捕获和显示,也不会被观察到,这点对于信号调试是非常不利的。如果死区时间非常长或者波形捕获率非常低,用户能感觉到屏幕

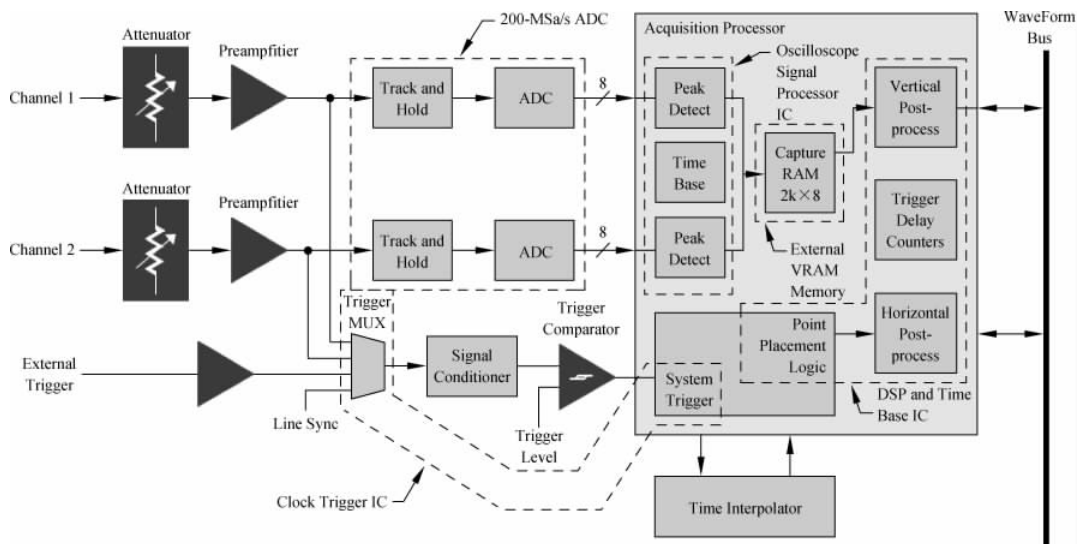


图 3.18 HP 公司 54645A 示波器的内部结构

上波形更新一次很慢,或者调节示波器旋钮时波形反应非常迟钝,对于使用的体验造成很大影响。

- 死区时间主要是由示波器处理波形的时间决定的,因此死区时间通常不是一个定值,具体的死区时间或者波形捕获率与使用的内存深度、时基刻度的设置、是否打开测量分析功能、示波器是否有专门的硬件数据加速处理能力等因素有关。

- 死区时间是我们不希望的,但是以现有的数字处理技术的水平只能尽量减少而不可能消除。目前业内比较常用的解决方法是采用专门设计的数据处理芯片加快数据处理或者以牺牲内存深度、测量功能为代价。设计优秀的示波器可以在使用比较深的内存或者打开比较多测量分析功能时仍然保持比较小的死区时间和较高的波形捕获率。

- 如果信号的跳变或者异常是未知的,示波器只能通过一次次的捕获来看是否能正好抓到异常的波形,死区时间过长或波形捕获率过低会很容易漏掉这些信号,或者需要很长时间的捕获才能抓到信号的异常。但如果信号的跳变或者异常是可以预测的,可以通过示波器的触发去进行捕获,不会受限于死区时间。实时示波器虽然在波形的捕获速度方面比不上模拟示波器,但是有丰富的触发和显示功能,可以帮助用户有针对性地对信号异常进行捕获。

- 波形捕获率不等同于波形刷新率。以前在模拟示波器时代,屏幕上波形刷新的速度与波形捕获的速度是一样的。但在数字示波器时代,可以对波形做完采集处理再显示,波形的捕获率不再受限于屏幕的刷新率。最典型的例子是现代的数字示波器都普遍使用液晶显示屏,液晶显示屏的刷新率一般为每秒 30 次或 60 次,而示波器的波形捕获率可达每秒几千次甚至上百万次(示波器会采集多个波形再叠加在一屏显示)。因此,用波形捕获率才能更好地描述示波器捕获波形的能力。

有些时候用户希望知道或者验证一下当前设置情况下的波形捕获率,有什么办法呢?示波器一般都有一个 Trig Out 的输出口(有些型号示波器称为 Aux Out 输出口),如

图 3.19 所示,示波器每发生触发并捕获一次波形,在这个 Trig Out 的输出口上就会产生一个脉冲。通过用计数器统计每秒 Trig Out 输出口上脉冲的个数,就可以大概估计出当前情况下该示波器的波形捕获率。

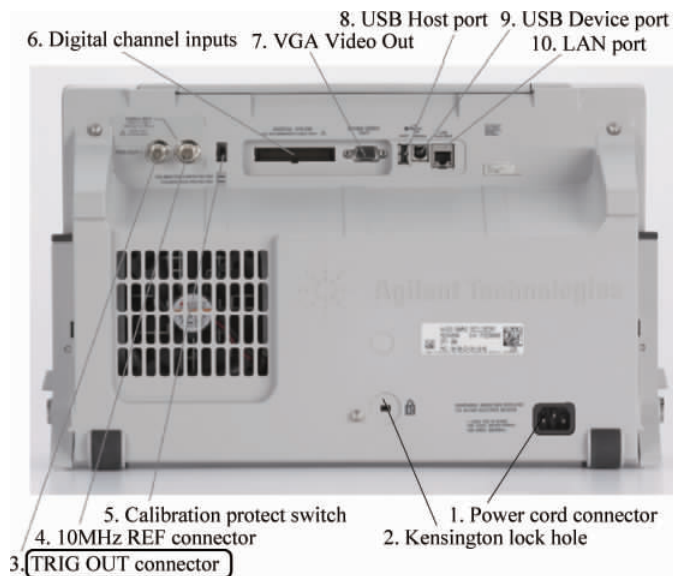


图 3.19 示波器的 Trig Out 输出口