

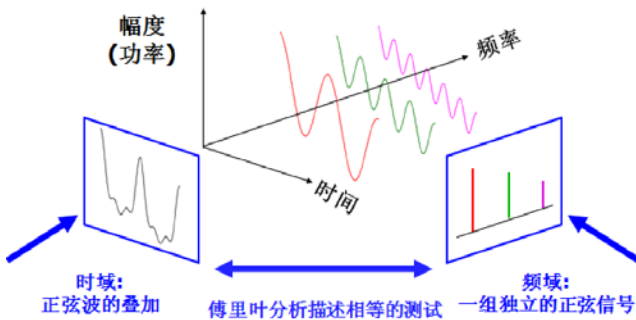


MDO4000 混合域示波器结构解密

MDO4000混合域示波器是近20年来示波器市场最大的技术突破与创新，它拥有相当独特的结构，泰克科技公司在发明与设计MDO4000混合域示波器其间，共申请了二十多项专利，显明它与一般传统的频谱分析仪或示波器的结构有异。不少人误以为MDO4000混合域示波器只是将一台频谱分析仪与一台混合信号示波器集成在一起，使它拥有“多域”分析的功能。事实上它的创新远远超出这个范围，使它不单拥有“多域”分析，更是“跨域”、“混合域”分析、让工程师可以同时检测任何时间点上模拟、数字、总线与射频信号之间的交互作用，是当今的最佳系统级调试工具，它也将大大改变你测试的方法。要知道MDO4000混合域示波器怎样有异于频谱分析仪加示波器，或怎样有异于示波器的FFT运算，我们首先从它的结构上阐述它的技术基础。

频谱分析基础

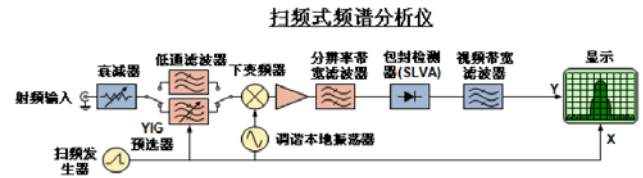
如图1所示，可以在时域或频域中观察信号的不同特性：



在时域中，传统上示波器被用作观测幅度随时间变化的仪器。在频域中，传统上频谱分析仪被用作观测幅度随频率变化的仪器。我们可以看出，在这两种情况下，信号是相同的。时域信号是大量离散的正弦波的复合体，每个正弦波都有自己的幅度和相对相位。频谱分析仪中显示的“频谱”只是简单地把信号分解成构成的频率成分。

传统扫频分析仪

图2是传统扫频分析仪简化的结构方框图：



扫频超外差频谱分析仪是几十年前第一次使得工程师能够进行频域测量的传统结构。频谱分析仪最初是使用纯模拟器件构建的，之后与所应对的应用一起不断演变。当前一代频谱分析仪包括各种数字元器件，如ADC、DSP和微处理器。但是，基本扫频方法仍大体相同，最适合观察受控的静态信号。扫频式频谱分析仪通过下变频所输入的射频信号，在分辨率带宽(RBW)滤波器的通带范围内扫描，来测量功率随频率的变化。RBW滤波器后面有一个检测器，检测器计算选定跨度中每个频率点上的幅度。尽管这种方法可以提供高动态范围，但它的缺点是每一次只能计算一个频率点的幅度数据。这种方法基于的假设是，分析仪在完成至少一次扫描的时间内，被测信号在此其间没有明显的变化。结果，测量只对相对稳定不变的输入信号有效。如果信号快速变化，那么在统计概率上说，部分变化极可能会被漏掉。

传统扫频分析仪在观察随时间变化的RF射频信号方面是一种有缺欠的工具。如果分析仪在扫描通过该频带后，某突发信号才出现在已扫描过的频带内，那么这个突发信号将不能被捕获。看一下图3：

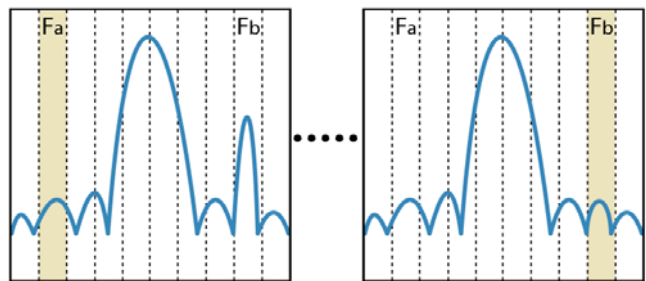


图3. 由于扫频结构限制了分析过程中关心的频率，传统频谱分析仪可能会漏掉一些随时间变化的突变信号。Fb处关心的信号以间歇方式广播。在分析仪从Fa扫描到Fb时，如果在分析仪扫描通过Fb时信号恰好没有广播，那么信号就可能被漏掉。

让我们再观察另外一个实例。图 4 显示了传统频谱分析仪设置成以 20 kHz RBW 扫描通过 20 MHz 的频谱。默认扫描时长为 146 ms，我们打开 Max Hold 曲线 (蓝色曲线) 和 Normal 曲线 (黄色曲线)，观察频谱响应。

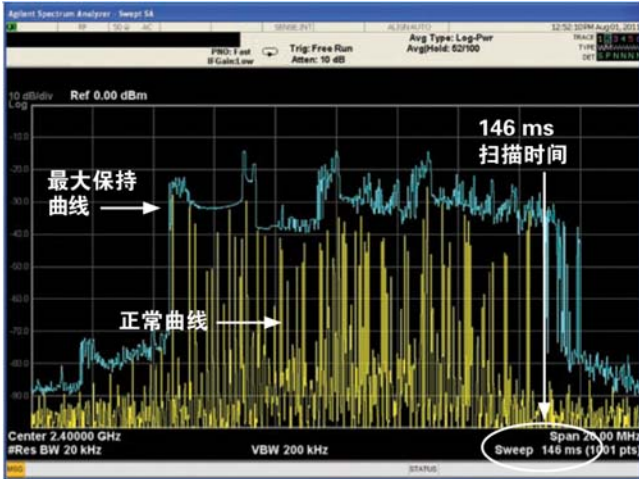


图 4：传统频谱分析仪以 20 kHz RBW 测量 20 MHz 频谱中的信号。

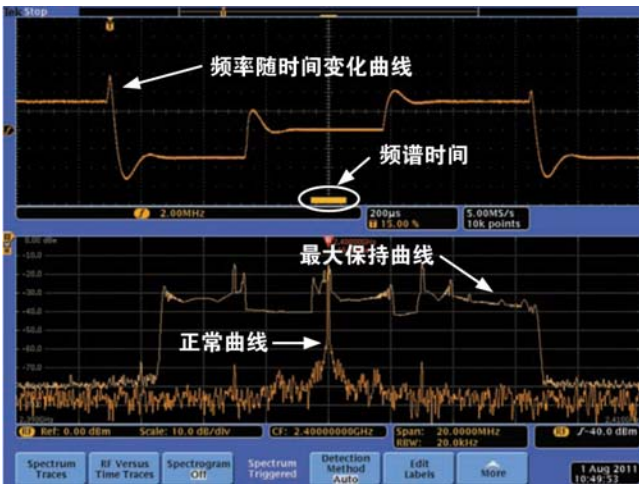


图 5 是使用 MDO4000 混合域示波器的时域和频域画面观察相同的信号。在显示 Max Hold 曲线和 Normal 曲线时，信号 Normal 曲线显示的信号看上去要干净得多。Normal 曲线显示了随时间变化的信号非常简短的部分的 FFT。在 20 kHz RBW 下，频谱时间不到 115 us。

MDO4000 的时域画面显示了标为“f”的橙色曲线代表着信号的频率随时间的变化。频率标度设置为 2.00 MHz/格。频率随时间变化画面的粗略视图显示了这个信号在大约 1.4 ms 时间周期上似乎在三个不同的频率之间跳动。每个频率似乎稳定了大约 400 us，而频率之间的

跳变用了大约 100 us。这些事件要比传统扫频分析仪的扫描时间快得多。根据图 4 中选择的设置，传统频谱分析仪每个扫描期间(146 ms 的扫描时间)已经有 100 多个这样的事件集合发生了。

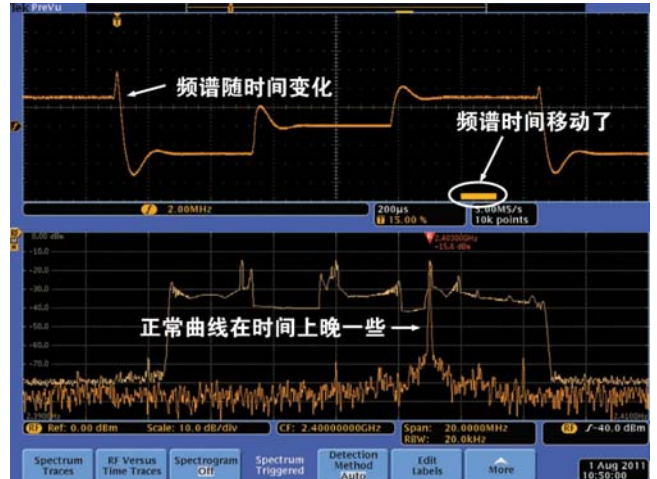


图 6. 正常曲线现在位于跳频信号较高频率上。

通过使用 MDO4000 混合域示波器前面板上的 Wave Inspector 旋钮，可以考察整个时间内捕获的事件。图 6 是 MDO4000 捕获的相同信号，但现在，频谱画面视图表示的是频率随时间变化的不同时点。现在，频谱时间移动到这个 RF 信号三个跳频顺序中较高的频率，已经重新计算 FFT，以显示与这个新时点相关的频谱状况。

在图 7 中，频谱时间被移动到阶跃顺序中最高频率与最低频率之间的跳变。使用宽带频谱分析仪可以清楚地看到这么宽的频谱，而使用传统频谱分析仪很难分辨这一频谱，后者在扫描关心的频段时采用了窄带检测器，因此无法捕获这样的宽带频谱。

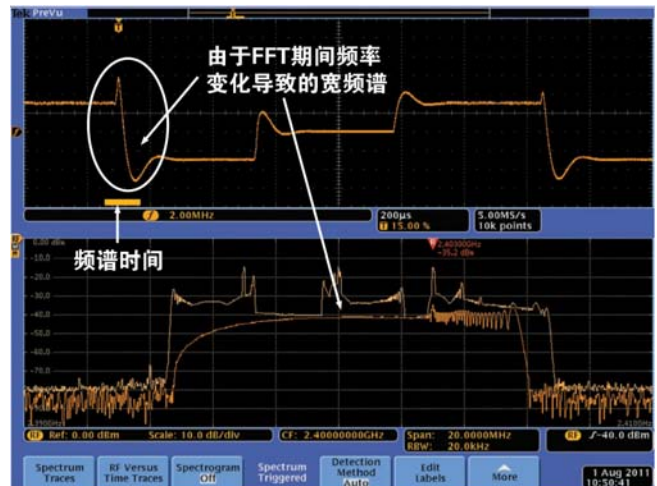


图 7. 在跳频期间，MDO4000 可以显示信号的宽频谱能量。

MDO4000 混合域示波器结构解密

对图 4 中传统扫频分析仪上显示的信号，宽频谱在扫频分析时会表现为结构性的假信号，因为它缓慢扫描快速移动的信号。我们在前面确定，在传统频谱分析仪的扫描时间(146 ms)期间，发生了 100 多个跳频集合。在持续时间大约 1.4 ms 的跳频集合期间，由于三次频率跳变，共有三个宽带频谱事件。传统频谱分析仪的窄带检测器只把事件表示为检测器频率上扫描期间接收的能量，因此除 300 个稳定的频率事件之外，还发生了多达 300 个噪声事件。从图 4 中的曲线可以看出，不可能了解这个信号的特点。传统分析仪频谱视图显示的噪声尖峰不代表实际宽带噪声，而只是使用了错误的工具（即传统的扫频频谱分析仪）考察宽频谱事件时所产生的假信号而已。

因此工程师需要更好的频谱分析工具。尤其现代通信正在采用带宽越来越宽的调制方案，分组通信的速度正变得越来越快。看一下表 1，其中显示了部分常见的通信标准及对应的信道带宽和工作带宽。注意在较新的调制方案中，信道带宽会大幅度提高：

通信标准	信道带宽	工作带宽	突发信号数据包时长
FM 无线电	200 kHz	~20 MHz @ 100 MHz	连续发送
电视广播	6-8 MHz	55 MHz-700 MHz	连续发送
蓝牙	1 MHz	~80 MHz @ 2.4 GHz	~ 400 us
IEEE 802.11	20 或 40 MHz	~ 80 MHz @ 2.4 GHz	5 us 到几十 us
		~ 200 MHz @ ~5.6 GHz	
UWB	>500 MHz x 3 通道	> 1.5 GHz @ 3.1-4.6 GHz (频段 1)	每个符号 ~300 ns

表 1. 常见的通信标准 – 传统广播通信(黄色)和现代嵌入式无线技术(绿色)。

为高效测量这些现代嵌入式无线技术，通常必需在一个时点捕获整个信道的带宽。

虽然传统扫频分析仪可以测量连续广播信号，但它不是为在这些带宽中测量随时间变化的信号而设计的。扫频分析仪的有效频谱捕获带宽低于分辨率带宽(RBW)。由于它采取扫频方式，因此它“看不到”当前扫描频率外面（带外）的信号。扫频分析仪也不能以时间一致的方式，捕获整个频谱。

而且，这些现代信号随时间变化的特点对传统扫频分析仪来说是太“快”了。在超出 RBW 分辨率带宽的极限时，扫频分析仪在以最快速度扫描关心的工作频段时，只能捕获几十到几百毫秒的时间，但往往发送的信号发生的时间通常只有几十微秒或以下。

矢量信号分析仪

更加现代的频谱分析仪(矢量信号分析仪 VSA)一般拥有 10 MHz 的频谱捕获带宽，可以用于比较老或比较简单的无线通信标准。某些频谱分析仪提供了高达 110 MHz 的带宽（例如泰克实时频谱分析仪 RSA6100A 系列配套选项 110），更加适合现代标准，但获得这种性能的同时，其价格也会大幅度提高。

图 8 是传统矢量信号分析仪（VSA）简化的结构方框图：

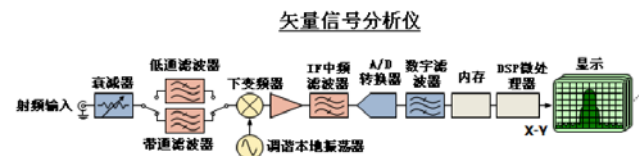


图 8 是矢量信号分析仪(VSA)结构，它代表着更加现代的频谱分析仪，本振是阶跃的，而不是扫描的。输入的宽带信号被衰减后滤波，下变频成窄带的模拟 IQ 信号，中频滤波，然后才被数字化。这会产生频段受限的时域信号，通过使用 DFT (离散傅立叶变换有 DSP 运算)，可以把信号从时域转换到频域。在这些变换中，最著名的变换是 FFT (快速傅立叶变换)。然后把所得到的频域信息显示在画面上，在本振频率周围画出频谱的一小部分。然后本振阶跃到下一个更高的频率，重复上述过程，直到画出整个频谱。阶跃分析仪在处理随时间变化的 RF 射频时至少要优于扫频分析仪，但因其范围有限，关心的跨度位于通常很窄的阶跃内，而且触发功能一般局限于 IF 电平触发器和外部触发器有限的频率范围内。

矢量信号分析仪对所输入的宽带信号进行下变频到窄带的信号，主要是因为采用了比特位数高，但采样率相对较低的 A/D 转换器。举例：泰克的 RSA6000 系列所采用的 A/D 转换器是 14 位比特的，采样率是 300MS/s，从理论上，奈奎斯特频率(最高输入频率不导致采样时出现混叠现象)大概是不 150MHz (非正弦波的信号，奈奎斯特频率要更低)。因此，RSA 在采样前必须要将宽带的信号下变频到窄带的 IF 中频，以 IF 中频为中心频率来进行采样(频率范围为 IF 中频频率的 $\pm 1/2$ 跨度)。这样处理的目的是，首要是减少频谱分析仪的 DANL(显示的平均噪声电平)与增加 SFDR 无杂散动态范围等。

频谱分析仪其中一个关键的指标是DANL(显示的平均噪声电平)。顾名思义,它是仪器内在噪声大小的指标。矢量信号分析仪(VSA)与RSA实时频谱分析仪等均采用A/D转换器与FFT变换为基础的频谱分析方法,因此从理论上而言,其FFT的噪底应该是:

$$\text{FFT 噪底} = - [\text{A/D 转换器的 SNR(信噪比)} + \text{FFT 处理增益}]$$

(公式 1; 见图 10)

而理想中无失真的 A/D 转换器的 SNR 是:

$$\text{最大的 SNR(信噪比)} = 1.76 + 6.02n \quad (n = \text{A/D 转换器的比特位数}) \quad (\text{公程式 2})$$

简单的理解是:每 A/D 转换器每增加 1 比特, A/D 转换器的 SNR 信噪比增加大约 6dB。以 $n = 12$ 为例的 A/D 转换器,其最大的 SNR(信噪比)大概是 74dB。

$$\text{而 FFT 处理增益} = 10 \log_{10} (M/2) \quad (M = \text{FFT 帧长度}) \quad (\text{公式 3})$$

(若 $M = 4096$, FFT 处理增益 = 33dB)

简单的理解是:FFT 运算时所采用的帧长度 M 与它所产生的频谱的分辨率带宽是成反比的,即是所使用的 FFT 帧长度越长,所得到的频谱分辨率越高,或分辨率带宽越窄,见以下公式:

$$\text{RBW 分辨率带宽} = (\text{窗口函数} / M) * \text{采样率} \quad (\text{公式 4})$$

而分辨率带宽越窄,所能进入的噪声相对较低。因此,通过设置 FFT 帧长度 M 可以增加 FFT 处理增益,从而降低 FFT 噪底的电平。

因此,对于这个组合,使用 12 比特 A/D 转换器,与 FFT 帧长为 4096,其 FFT 的噪底应为 107dB (见图 9)。

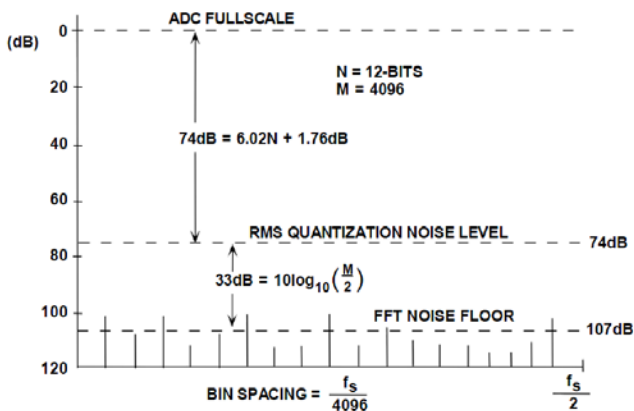


图 9. SNR 信噪比、处理增益与 FFT 噪底的关系

由此可见,若想 FFT 的噪底足够低的话,就要使用比特位数高的 A/D 转换器加上运算 FFT 变换时,采用更多的数据点。因此一般 VSA 与 RSA 所采用的 A/D 转换器的比特位数都要比一般示波器要高得多,举例:泰克的 RSA6000 系列所采用的 A/D 转换器是 14 位比特的。

频谱分析仪另外一个重要的指标就是 SFDR。杂散信号主要来源于所采用器件,如下变频器中的混频器与 A/D 转换器等的微分非线性(Differential Non-Linearity, DNL)特性所导致的失真(Distortion; 注意:失真与噪声 Noise 是不同的概念)。假设输入射频信号为正弦波,其基本频率为 F_0 ,若混频器、A/D 转换器为线性的,其输出在频域来说也一定是基本频率为 F_0 的正弦波。然而理想的混频器与 A/D 转换器只存在于理论世界之中。在实际情况下,它们的非线性特性会产生谐波失真,如产生以 F_0 为倍数的谐波含量(这些谐波是杂散信号之一),若把这些谐波与基频都组合起来重构时域的波形的话,它将不是一单调的、基本频率为 F_0 的正弦波了,它将变形,成了一非正弦波,这就是所谓的谐波失真。导致杂散信号的,还有互调失真(就是指输入信号可以是是个非单调的正弦波,举例:双音的信号,而它们分别的基本频率可以是 F_0 与 f_0 ,它们的谐波之间可以互相调制,这在混频器中是常见的失真问题)。这些失真所产生的杂散信号会使 SFDR 降低。由此我们看出, SFDR 主要与器件的非线性特性有关,与噪声不一定有直接关系。要改善 SFDR,主要透过改善器件的线性特性,降低失真所产生的杂散信号。

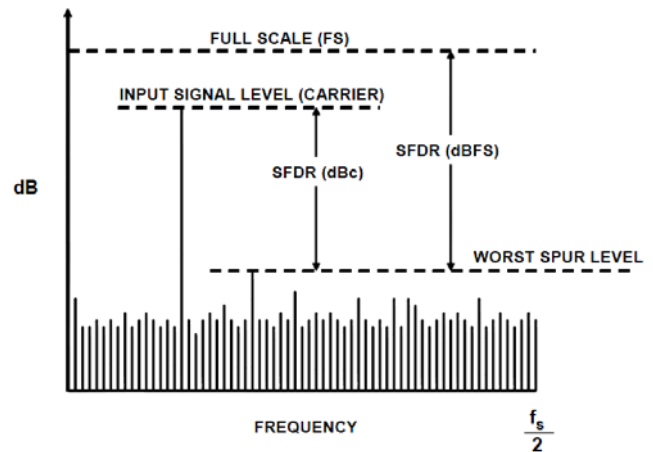


图 10. SFDR 的定义是载波 RMS 有效值与最大杂散 RMS 有效值之对数比例

MDO4000 混合域示波器结构解密

就一般 A/D 转换器而言，SFDR 无杂散动态范围通常要比它的 SNR 信噪比高得多。

(泰克的 RSA6000 系列 SFDR 无杂散动态范围是 -78dBc ($<6.2\text{GHz}$ 时))。显然，所使用的 A/D 转换器的比特位数越高，它的信噪比能力越高，无杂散动态范围也可能相对较好。但是一般情况下，比特位数高的 A/D 转换器通常的采样率都相对较低(因为采样率高，对应 A/D 转换器的奈奎斯特频率高，因此进入 A/D 转换器的噪声也高，这样一来，A/D 转换器的信噪比就要低，因此，同时比特位数高与采样率高对 A/D 转换器的设计来说是很困难的)，因此，A/D 转换器的奈奎斯特频率也相对较低，最终需要对输入的宽带的信号在下变频时变为 IF 中频窄带的信号，这样就限制了 VSA 或 RSA 这些现代的频谱分析仪的实时宽带功能有限，目前市场上最好的大概在 150MHz 范围之间。

如表 1 所述，现代新兴的通信标准的信号的工作带宽都趋向越来越宽，IEEE802.11 在 5.6GHz 频段上工作的信号带宽要达 200MHz ，调频雷达可以在 GHz 范围内调频或调相，UWB 的工作带宽都超过 1GHz 。面临这些宽带的实时变化的信号，目前没有一台合适的频谱分析仪可以让设计师一目了然全频带看到所有射频信号的变化——设计工程师需要更好的工具帮助他们诊断、透视、测量与解决他们的无线设计问题！

传统的示波器 FFT

大多数数字存储示波器能够计算和显示采集的时域信号的快速傅立叶变换或 FFT，将输入的模拟信号(可以是射频频率范围的，只要示波器的带宽足够高。目前市面上最高带宽的示波器是泰克的 DPO/DSA73304，带宽高达 33GHz ，几乎可以捕捉任何信号，A/D 采集后可以进行 FFT，将时域转变为频域。配合泰克的 SignalVu 软件包，更可以在调制域中测量多达 27 个矢量与标量测量)。从表面上看，这似乎为许多用户提供了充足的频域分析功能。普通示波器即使有 FFT 功能，在进行频域测量中仍是次优方案。这是什么原因呢？

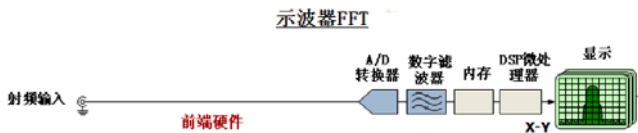


图 11. 是传统示波器简化的结构方框图

首先，从上述有关 A/D 转换器的信噪比与比特位数关系中得知，一般示波器的 A/D 转换器只有 8 比特，意味最大能够实现的 SNR(信噪比)不会超过 50dB 。对比一般入门级的频谱分析仪，示波器的动态范围都相对比较差，起码要少 10dB 的范围(见表 2)。

	普通示波器	普通频谱分析仪	MDO4000
输入频率范围	DC - 3.5 GHz	100 kHz - 3 GHz	50 kHz - 3 GHz
输入相关杂散信号	-45 dBc 标称值	-60 dBc 标称值，有时为 -40 dBc	-60 dBc 标称值，有时为 -50 dBc
残余杂散信号	-70 dBm	-90 dBm，有时为 -70 dBm	-90 dBm，有时为 -80 dBm
显示的平均噪声(DANL)	无	-125dBm/Hz (10 MHz-50 MHz) -123dBm/Hz + 3.79 x (频率在几 GHz - 1GHz) (50 MHz-2.7 GHz)	-152 dBm/Hz 典型值 (5 MHz - 3 GHz)

表 2: 典型的 SFDR 无杂散动态范围指标。

其次，传统示波器都是用来观察时域的信号，它的使用界面与功能都是围绕时域的概念来设计的，因此，用户无法直观的调节例如：中心频率，跨度，RBW 分辨率带宽等参数来调节频谱，他必须要使用时域的观念，即调节采样率、记录长度等来控制他所要观看的 FFT 频谱的中心频率，跨度，RBW 分辨率带宽等。比方说，对于输入 100MHz 的方波进行 FFT，使用 500MS/s 的采样率以及 1MB 的记录长度，得出来的 FFT 频谱的中心频率，跨度，RBW 分辨率带宽究竟是多少呢？我们可想而知，没有经过计算，用户很难直观地知道两者之间的关系。计算经过计算，获得确切的所需设置通常也是不可能的。此外，FFT 通常在与时域曲线相同的窗口中显示，因此很容易导致客户对这些画面与时域的波形发生混淆。因此，从使用的便利性来说，示波器 FFT 从根本上就不是为了观看射频频域信号而优化的，对比使用频谱分析仪来观看与测量射频与频域信号，频谱分析仪要直观得多。

另外值得注意的是，示波器的带宽都是从DC开始的，而一般的频谱分析仪都并不是从DC开始的，因为一般频谱分析仪的输入前端都备有衰减器，来保护耐压比较差的混频器，而且混频器的线性范围都比较窄，透过衰减信号使得落在混频器的线性范围内来避免不必要的谐波失真。但是因为加入了衰减器的缘故，频谱分析仪一般比较困难将它的低频响应扩展到DC，比较常见的是从9KHz开始。

MDO4000 混合域示波器

大多数频谱分析仪能够以“零跨度”画面的形式显示时域数据。从表面上看，这似乎为许多用户提供了充分的时域分析功能。但实际上，普通频谱分析仪(即使有零跨度功能)对进行时域测量来说也是次优方案。与普通频谱分析仪相比，MDO 混合域示波器拥有多个主要优势：

- 多条输入通道，包括模拟、数字、总线等，提供系统级洞察力
- 一条专用RF输入通道，多个并发的时间相关的频域和时域视图，提供系统重要信息
- 能够观察RF信号随时间的变化，而没有传统频谱分析仪的结构限制
- 基于时间的宽频谱捕获带宽采集结构，可以简便地分析随时间变化、快速发生的RF信号

第一个主要优势源于多条输入通道。MDO4000 混合域示波器利用MSO专用示波器和数字通道，得到一个能够超越普通频谱分析仪单通道功能的信号测量产品。

现代RF射频信号由复杂的嵌入式系统来生成、接收和管理。串行和并行数据总线用于不同组件之间的通信。可以由微处理器来管理电源。RF射频系统本身可以是更大的电子器件的一部分，预计提供与RF射频系统相关的进一步功能。

现今的趋势是RF射频信号在现代电子系统中被“孤立”的可能性变得很小，这些无线器件都与其它ADC，DSP，MEMORY等芯片高度地被集成在同一个嵌入式系统内。由于传统频谱分析仪只有一条输入通道，专门用来进行简单的RF射频测量，因此它不能采集嵌入式设计(RF, 模拟, 数字, 总线)的整套信号以及它们之间的交互如何。

MDO4000 系列混合域示波器提供了一套完整的输入通道：

- 4条模拟时域通道，500 MHz 或 1 GHz 带宽，拥有串行总线解码和触发功能
- 16条数字时域通道，高达 60.6 ps 定时分辨率，拥有串行总线解码和触发功能
- 1条RF频域通道，拥有 3 GHz 或 6 GHz 输入频率范围

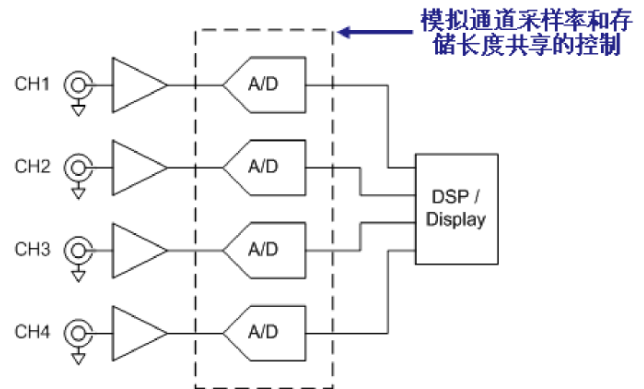


图 12. 传统示波器简化的采集系统。

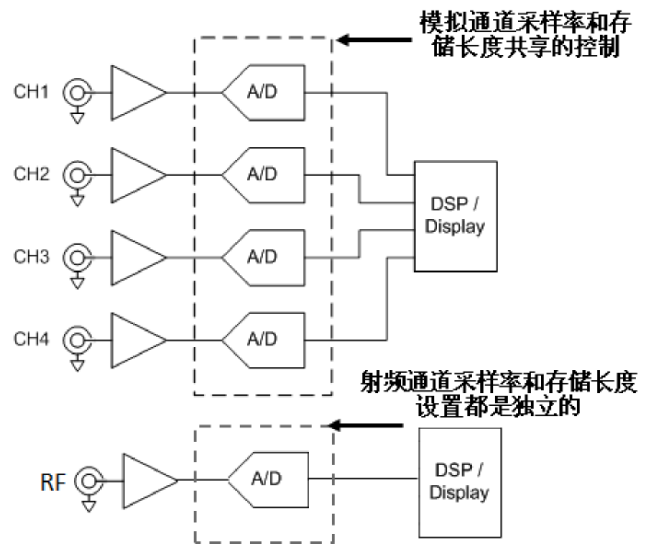


图 13. MDO4000 混合域示波器简化的采集系统，RF 射频通道是专用独立的。

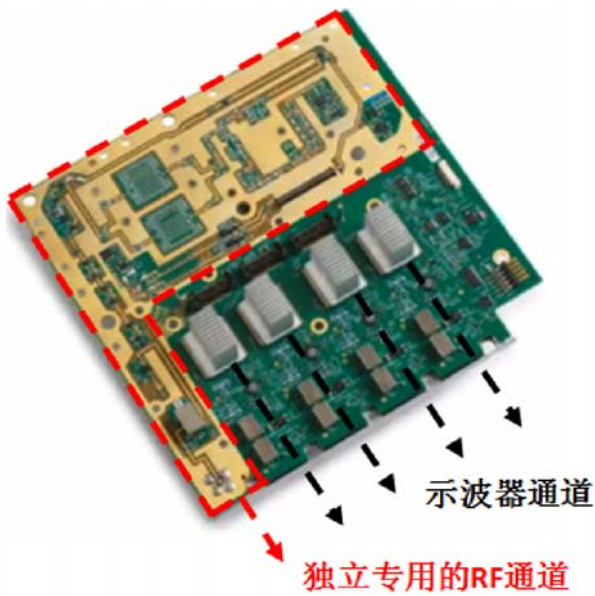


图 14. 中红圈部分是专用的 RF 通道，与示波器的通道是互相独立的。

更重要的是，这些输入通道在时间上都是相关的。

比方说，混合域示波器可以显示与测量从发送给 RF 发射机的串行数据命到达的时刻，到 RF 突发脉冲被发射时刻之间的定时关系，从而了解电子系统内部多个信号之间的交互关系，这样对透视、诊断和调试设备的行为至关重要。

由于能够同时观察随时间变化的信号的时域和频域状况，因此对了解信号行为的真正特点现在要容易得多了。一些简单的射频事件，如跳频信号，使用传统的频谱分析仪很难得到概括的了解。现在有了 MDO4000 混合域示波器就可以同时观察与测量驱动跳频的控制信号(模拟)，控制命令在总线上所传输的码型(数字)以及跳频射频信号的频谱，和它们在时间上的定时关系。

MDO 优于传统频谱仪

对于 MDO4000 混合域示波器上的 RF 专用通道，第一个值得注意的是它所提供的频谱捕获带宽。从以上关于传统扫频式频谱仪到矢量信号分析仪的描述中我们知道它们所能提供的频谱捕获带宽都比较窄，一般在 10MHz 范围左右，最昂贵的、最好的也只提供大约 150MHz 的频谱捕获带宽，对应当前新兴的通信标准的信号带宽，显得远远不足。为了解决这个棘手的问题，泰克公司在开发 MDO 混合域示波器的过程中，作出了一些技术上的创新与突破，使得 MDO4000 混合域示波器能够提供最少 1GHz，可以高达 3.75GHz 的频谱捕获带宽，是当今市面上最昂贵的、最好的频谱分析仪的 30 倍，普通的 300 倍以上！

那么，泰克 MDO4000 混合域示波器是怎样实现这一性能上的突破呢？现在我们就来为大家解密。

使用 Dither 增加 SFDR 无杂散动态范围

一般而言，VSA 与 RSA 所选择采用的 A/D 转换器，以 14 位，100–500MS/s 采样率为主流。但是泰克的 MDO4000 混合域示波器所选用的是 8 位的 A/D 转换器，以恒定的 10GS/s 的采样率对 RF 射频信号进行采集。因为使用了 10GS/s 采样率，它的奈奎斯特频率理论上是 5GHz，对复杂信号来说，一般假设防止混叠的过采样率为 2.5 倍，那么，奈奎斯特频率就大概在 4 GHz 的范围(MDO4000 实际上可以提供最高高达 3.75GHz 的频谱捕获带宽，因为部分内存为 RF 射频信号的频率、相位与幅度随时间而变化的数据所占据)，这样来说，A/D 转换器可以单次接受接近 4 GHz 频率范围内的射频信号输入而不发生混叠，是一般 VSA 与 RSA 的好几百倍！但是，选用采样率高的 A/D 转换器，一般它的比特位数都相对较低，泰克 MDO4000 混合域示波器是采用了 8 位的 A/D 转换器(与一般示波器无异)。因此，我们需要一些方法来降低我们的 DANL 与提高我们的 SFDR。

混合域示波器专用 RF 通道结构

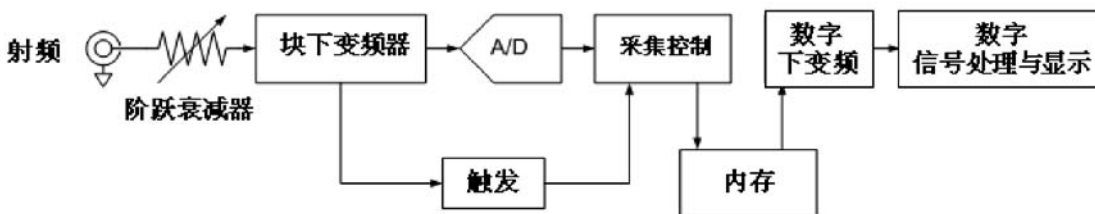


图 15. 简化的 MDO4000 混合域示波器 RF 通道结构的方框图

为此，MDO4000在A/D采样过程中采用了“抖动”或作“随机起伏信号”(Dither)技术，从而将MDO的SFDR动态范围提升到 $-60\text{dBc}/\text{Hz}$ (典型值)，与一般入门级的频谱分析仪相约(见表2)。那么，什么是抖动(Dither)技术，它如何提高MDO的SFDR动态范围呢？

Dither的原理是在A/D模数转换之前对A/D模数转换器加入噪声(如随机的， $1/3$ 个LSB的宽带白噪声)，从而减少A/D模数转换过程的量化误差，增加A/D模数转换器的SFDR无杂散动态范围，并同时使A/D模数转换器的分辨率少于1个LSB(“最不重要位”或作“最小量化电平”；对8位A/D模数转换器来说，1个LSB是 $1/256$)。也可以透过所附加的噪声分布，例如在奈奎斯特频率的中心点上加窄带的、相对幅度较高的Dither噪声，可以改善A/D模数转换器的非线性。一般来说仪器A/D模数转换器内在的量化噪声大多来自于其量化误差，非线性特性，采样时钟的抖动及采样保持电路的摆率(Slew Rate)等，透过Dither可以有效地改善这些问题，从而使A/D模数转换器动态性能与分辨率得以提升。

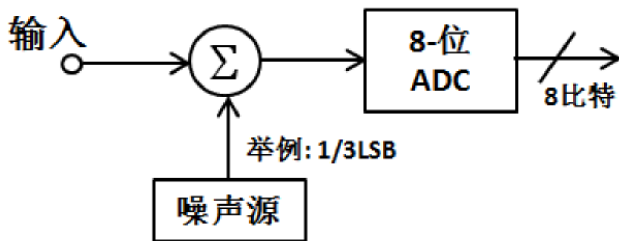


图 16. 添加随机起伏信号改善 ADC 非线性特性与增加 SFDR

从上述关于A/D模数转换器的非线性特性所产生的谐波失真的描述中，我们可以得知这些谐波失真是确定性的，而不是随机性的，因为它们都与实现A/D模数转换器的内部结构有密切关系（一般高比特、高精度的A/D模数转换器都采用流水线多重转换的结构）。从简单的角度上看，Dither的原理不是要去改变A/D模数转换器的非线性特性，而是透过在A/D转换前添加这些随机的白噪声，将A/D模数转换器由于非线性所导致、出现在固定频率上的谐波失真的杂散信号在频谱上得以扩散。因此，经过Dither，噪底会因为所添加的微量噪声而略为增加，但是换来的好处是，杂散信号被扩散了，因此SFDR无杂散动态范围增加了。见图17，128K的FFT分别添加与没有添加Dither，添加Dither的SFDR增加了 $\sim 20\text{dB}$ ，但FFT噪底略为增加了 $\sim 5\text{dB}$ 。

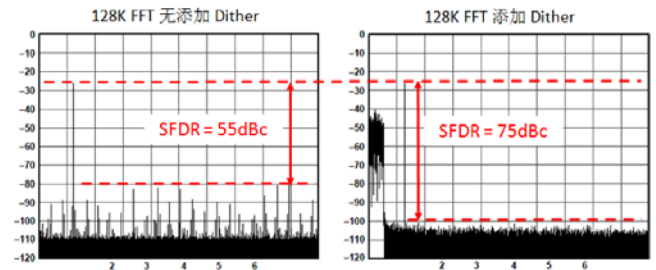


图 17. 128K 的 FFT 添加与没有添加 Dither 的对比

所以我们可以结论，MDO4000混合域示波器选择采用了 $10\text{GS}/\text{s}$ 的8位A/D模数转换器，使其频谱捕获带宽可以实现高达 3.75GHz 的范围，是一般VSA与RSA的好几百倍。同时透过采用Dither技术将SFDR无杂散动态范围提升到 -60dBc (标称值)(-65dBc 典型值)，与一般入门级的频谱仪差不多。(事实上，Dither技术广泛被采用于对A/D模数转换器的分辨率与非线性的改善，在高级的频谱分析仪中，经常被使用来增加SFDR。在音视频的信号转换中也被广泛采用，因为人耳对固定频率的失真特别敏感，透过Dither将杂信平滑，使音视频效果“听、看”更“好”)。

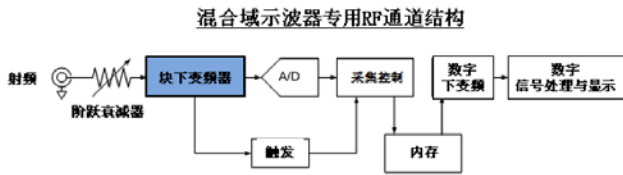
另外值得一提的是，MDO4000混合域示波器的DANL可以达到 $-152\text{dBm}/\text{Hz}$ 典型值($5\text{MHz} - 3\text{GHz}$)(见表2)。透过信道屏蔽、专门设计的下变频器、最高4M的DFT帧长(内存达1GB)、频谱数字滤波与平滑等，使MDO4000虽然使用8位A/D模数转换器，但其DANL的性能一点都不逊色，远远比普通的示波器加FFT运算，在频域指标上要好得多。

泰克公司在设计MDO4000混合域示波器时，并不准备要取替所有的频谱仪，这是不可能的。因为市面上有些高精度、高性能的频谱分析仪的频域性能比MDO4000混合域示波器的频域性能要好得多，举例：目前性能最好的频谱仪可以实现 $-172\text{dBm}/\text{Hz}$ 的DANL，因此一些定量的、要求高精度的射频参数测量，并不是MDO4000混合域示波器的主要目标应用。(MDO4000的主要目标应用在于“混合域”分析，设计师需要诊断与检测无线设备、系统中各种模拟的、数字的、总线上的指令与状态、与频域的信号交互作用，在调试过程中查找系统的潜在问题)因此，MDO4000仍然是一个系统级的调试分析工具，最重要是让设计工程师能够宏观地洞察与诊断系统的内部与信号的状况，相对来说，非常精准地测量局部信号参数，市面上有比MDO4000更精准的仪器可以实现。

MDO4000 混合域示波器结构解密

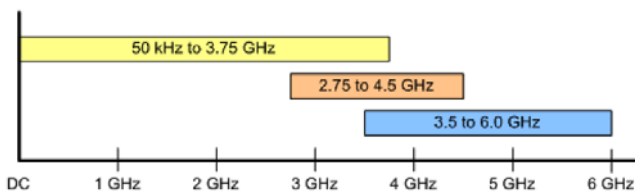
MDO4000 混合域示波器中的模块下变频器

让我们回到 MDO4000 混合域示波器的结构，输入的射频信号经过衰减后，进行下变频：



由于 MDO4000 混合域示波器采用基于示波器的采集系统，因此可以直接使用“宽带”的模块下变频器（如前所述，与 VSA 或 RSA 不同，它们需要先将输入的“宽带”信号下变频成为“窄带”的 IF 中频信号），就可以把所关心的频率跨度内的信号带到模数转换器，然后进行采集。这样的结构，就保证了 MDO4000 混合域示波器在“宽带”频谱捕获的性能上能保证在任何的跨度设置上提供 1GHz 以上的频谱捕获带宽，比一般的 VSA 或 RSA 要好很多。

模块下变频器在下图 18 中所示的多个范围之间切换：

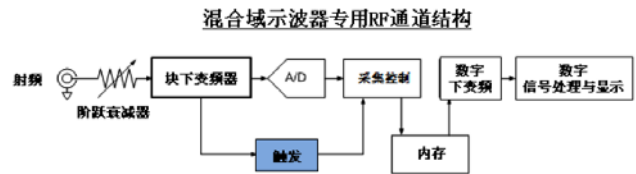


注意三个频段重合 1 GHz，使得 MDO4000 混合域示波器能够在任何中心频率设置下提供不少于 1 GHz 的单个频谱捕获带宽。这大大超过了普通现代频谱分析仪 10 MHz 的捕获频谱带宽。与（一些非常昂贵的频谱分析仪选项）把这些分析仪中的频谱捕获带宽扩展到 40 MHz、80 MHz、甚至 140 MHz 的选项相比，MDO4000 混合域示波器的宽频谱捕获带宽仍有非常大的优势，是当今没有一台频谱分析仪可以做到的。

另外注意，频谱捕获带宽经常会超过 1 GHz 这个最小值（这个是保证值）。事实上，在 3.0 GHz 频率范围的 MDO4054-3 与 MDO4104-3 中，仪器一直在任何跨度设置下，保证在单次采集，都能捕获全带宽（即 3GHz）的频谱。

在显示的跨度超过一个下变频器频段的限制时，可以把两个频段无缝地缝合在一起，从两条记录中构建一个频谱。

MDO4000 混合域示波器中的宽带跨域触发系统

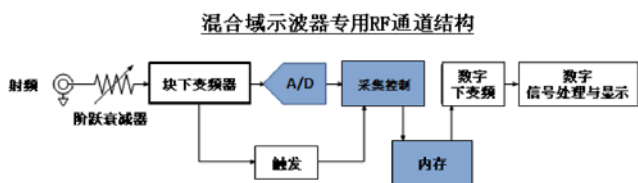


基于示波器采集系统的 MDO4000 混合域示波器内置了一个宽带的、跨域的触发采集系统，在一次的捕获中，同时采集各通道上的信号，形成一个连续的时域数据记录。然后这个记录以数字方式下变频（下面进行了详细介绍）到所希望的跨度，然后通过 DFT 运算，把它转换到频域。结果，在一次采集中所得到的整套频域数据可以与其他的模拟与数字数据在时间上对准并相关，因为这些数据都来自于同一套的触发系统所采集的数据记录。

这一过程与传统频谱分析仪中典型的选通扫描形成了鲜明的对比。门信号可以“触发”扫描，但观察的信号在扫描时间内仍可能会变化。结果，显示的频率信息在时间上一致的确定性很低。通过更加完善的时间选通功能，可以从多个触发事件中累积测量期间的频谱，但结果仍不能表示一次连续时间周期中的数据，而后者对诊断嵌入式系统中的间歇性漏洞通常至关重要，因为这些事件都是单次的。因此，这种传统扫描与触发技术只能用于检测重复性的事件。

MDO4000 混合域示波器还为频谱显示提供了一个自由运行选项，避免显示同步到 DUT 中某个事件的频谱。这种模式仍是“已触发”模式，显示的频谱仍从相邻数据记录中提取，因此在时间上是一致的。不同之处在于，触发事件在内部以最快速度生成，避免了与 DUT 中的事件相关。

采集原始的 RF 时域数据记录



为了了解采集时域数据、然后转换到频域的过程，我们有必要简单讨论一下这两个域中数据之间的关系。

首先，创建单个频谱所采样的时间量取决于RBW分辨率带宽的设置和窗口选项。这个采集时间称为频谱时间。为简化起见(忽略窗口项)，频谱时间的公式如下：

$$\text{频谱时间} > 1 / \text{RBW}$$

RBW分辨率带宽的设置表示频率轴上可以区分的最小的频率差异。例如，把RBW分辨率带宽设置成1 Hz，要求采集分析1秒(1/1Hz)的数据。如果有人指出，需要1秒的时间区分1000 Hz和999 Hz信号之间的差异，这理解起来就很简单。这需要很长时间“数”第一个信号中完整的1000个周期及第二个信号中999个周期。在这个时间间隔上，将不能区分低于1 Hz的差异。

窗口函数(如需进一步了解窗口函数，请参阅“生成频谱”)本身的滤波形状会影响FFT转换过程的带宽，把能量涂抹到相邻二元组中。窗口因数用FFT二元组数量指明窗口的-3dB带宽。窗口因数的影响是通过窗口因数扩展要求的采集时间，公式如下：

$$\text{频谱时间} = \text{窗口因数} \times (1 / \text{RBW}) \quad (\text{程式 5})$$

MDO4000 混合域示波器中各种FFT窗口的窗口因数如下：

窗口	窗口因数	频谱时间
Kaiser (Default)	2.23	223 us
Rectangular	0.89	89 us
Hamming	1.3	130 us
Hanning	1.44	144 us
Blackman-Harris	1.9	190 us
Flat-Top	3.77	377 us

表 3: 10 kHz RBW 的窗口因数和频谱时间

第二，最低采样率取决于跨度和中心频率设置。奈奎斯特定理指出，采样率最低必须是数字化信号中最高频率成分的两倍。如果采样率不足，会发生假信号，导致信号中不存在的假频率指示。

为了避免这个假信号，在关心的最高频率之上，必须对输入信号进行低通滤波，如下图19所示：

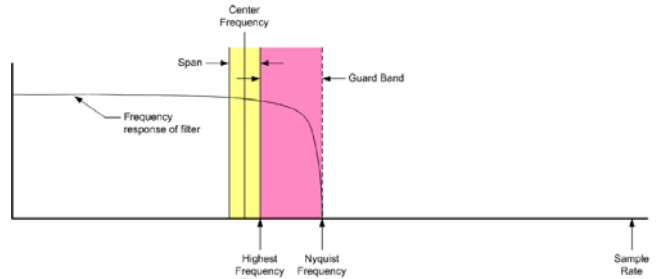


图 19. 低通滤波内奈奎斯特频段。

因此，要求的最低采样率如下：

$$\text{采样率} = \text{滤波因数} \times (\text{中心频率} + 1/2 \times \text{跨度}) \quad (\text{公式 6})$$

滤波因数(Filter Factor)是相对于关心的最高频率的一项，定义了一个保护频段，保证信号衰减到仪器在奈奎斯特频率上的无杂散动态范围SFDR以下。

与许多新的矢量信号分析仪不同，MDO4000混合域示波器不需要提供可变输入滤波或调节采集采样率，因为模数转换器以10 GS/s恒定速率采样。这对提供模块下变频器所需的3.75 GHz输入带宽已经足够高了。

以快速采样率采样，在考察一定跨度内信号的噪声功率时提供了数字处理增益。处理增益会降低噪声功率，降低幅度是奈奎斯特带宽除以分辨率带宽之比的对数乘以10(见公式3)。

例如，图20所示的1 GHz通道的噪声功率测得为-65.3dBm。在测量关心的信号时，必须把噪声功率视为测量不确定性的一个组成部分。理论上，以恒定采样率采样一固定的带宽时，减小RBW分辨率带宽可以增加数字处理增益。图20显示了1 GHz跨度10 MHz RBW的噪声层电平大概是-85dBm。在图21中，所使用的RBW是10KHz，是图20中的RBW的1/1000，虽然在1 GHz通道中的噪声总功率测仍为-65.3dBm，但是在1 GHz跨度10 KHz RBW的噪声层电平却降低为-115dBm。

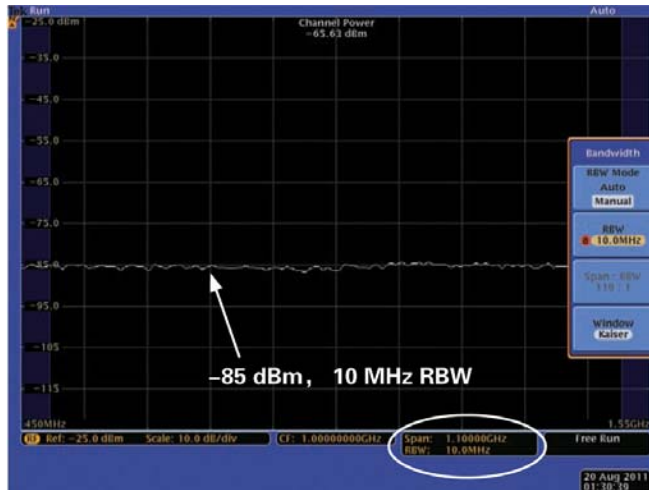


图 20. 1GHz 通道, 100MHz RBW 的噪声功率与频谱曲线。

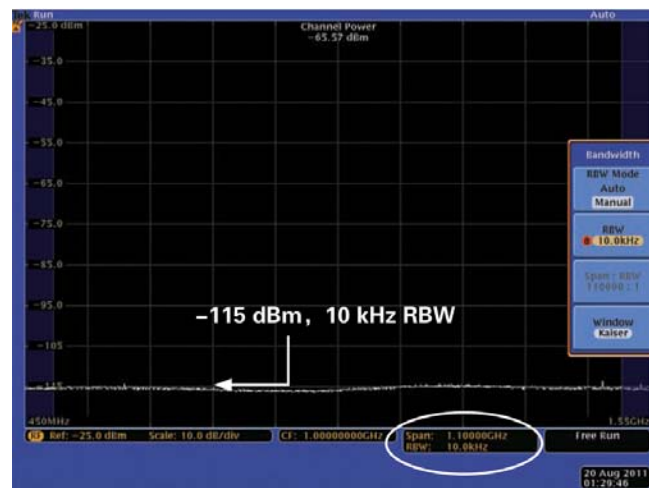


图 21. 1MHz 通道的噪声功率。

与传统示波器不同，在特定的频率点上能够选择所关心的跨度也可以降低测量中的总噪声功率，进而降低测量低电平信号时的不确定性。

最后，为RF射频通道所采集的数据记录的时间长度定义为RF采集时间。RF采集时间与采样率和存储容量有关。由于采样率固定在10 GS/s，在RF射频通道中拥有1 GB存储容量，理论上能够在RF通道中实现100 ms的捕获时间。但是，除了存储RF采样的数据外，存储器还用来为采集计算RF随时间变化，包括计算幅度、频率和相位随时间变化以及复杂的IQ数据。频率跨度越宽，这些时域记录的样本抽取(数据压缩)越小，因此这会影响RF采集可以使用的时量。

表 4 提供了 MDO4000 中的 RF 射频采集时间与 RF 射频跨度的关系。明显窄跨度加上更多的样本抽取（可以实现最长的时间记录。当瞬时带宽提高时，分配给 RF 时域曲线的数据将主导了存储器的空间分配。

RF射频跨度	RF射频采集时间
>2 GHz	2.5ms
>1 GHz-2 GHz	5ms
>800 MHz-1 GHz	10ms
>500 MHz-800 MHz	12.5ms
>400 MHz-500 MHz	20ms
>250 MHz-400 MHz	25ms
>200 MHz-250 MHz	40ms
>160 MHz-200 MHz	50ms
>125 MHz-160 MHz	62.5ms
<125 MHz	79ms (最大值)

表 4. RF 射频采集时间对比 RF 射频跨度

RF 射频采集时间长度至少要和频谱时间相同，在大多数情况下，RF 射频采集时间要长得多。还应知道的是，可以把频谱时间滚动通过 RF 射频采集时间，然后将频域视图中重新计算和显示 FFT。

要考虑的另一个重要变量是模拟时间。模拟时间是模拟通道和数字通道采集的时间长度，通过水平标度旋钮来控制。由于模拟通道和数字通道上采集的时间量完全独立于 RF 射频采集系统，因此有必要了解这两个功能之间的相互关系。

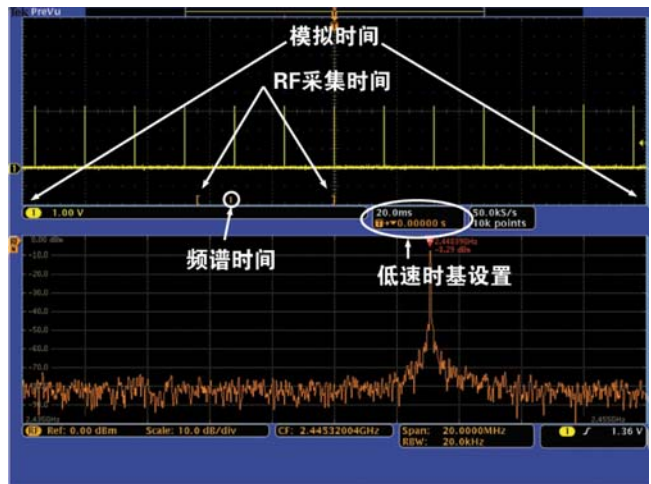
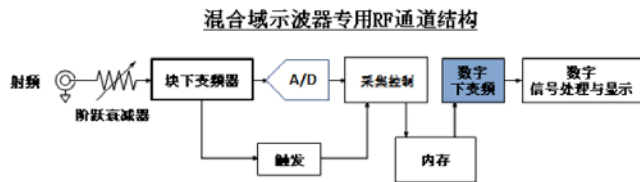


图 22. 模拟时间、RF 采集时间和频谱时间。

对中速及快速时基设置, RF 射频采集时间和模拟时间相等, 用户可以在整个采集中移动频谱时间。但是, 在使用较慢的时基设置, 模拟通道的有效采样率下降时, 模拟时间可能会超过 RF 射频采集时间。在这些情况下, 用户有必要了解哪个部分的模拟时间正代表着 RF 射频采集时间。图 22 显示了时域视图中超低时基设置时的模拟时间、RF 射频采集时间和频谱时间之间的关系。

应了解 RF 射频采集必须有一个触发事件, 把频率视图与时域视图关联起来。触发事件可以发生在 RF 射频采集最后, 如图 22 所示。RF 射频采集也可以发生在触发后的任意时间。

MDO4000 混合域示波器中的数字下变频



表示带通信号的一种常用的、计算高效的方式是采用波形的复数基带表示。转换到频域的第一步, 是在原始 RF 时域记录上执行数字下变频。这一过程完成了三件事:

- 数据记录被转换成复数 I (同相) 和 Q (正交) 数据格式。
- 中心频率移动到 DC, 这种中心频率的转移允许把 IQ 采样率降低到没有转移前的一半速率。
- 数据被滤波和压缩到足以覆盖跨度的采样率。

为生成 IQ 数据及把中心频率(CF)移到 DC, 把 RF 射频时域数据乘以正弦项和余弦项, 如下面的公式所示:

$$I = RF(t) \times \cos(CF) \quad (\text{公式 7})$$

$$Q = RF(t) \times \sin(CF) \quad (\text{公式 8})$$

得到的 IQ 数据是复数, 表示 RF 射频信号在测量期间怎样偏离中心频率, 如下图 23 所示:

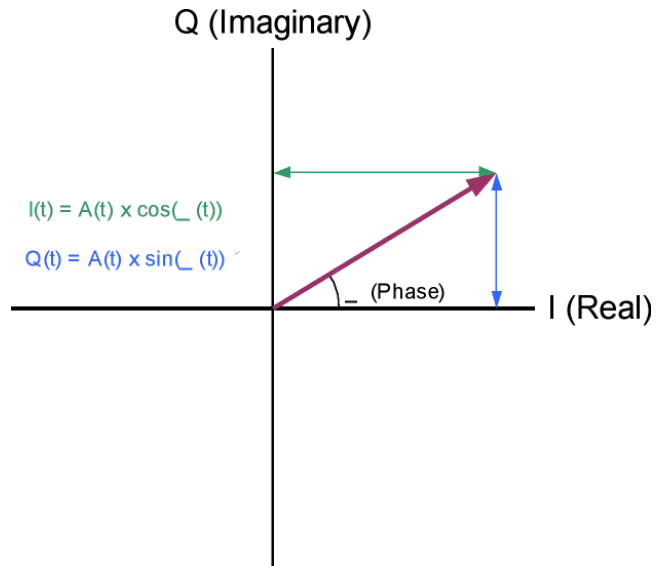


图 23. IQ 数据平面

在任意时点下变频的信号可以视为 IQ 平面中画出的矢量。信号的瞬时幅度确定了矢量的长度。信号相对于中心频率的瞬时相位确定了矢量的极角。I 值和 Q 值是这个矢量投射到 I (实数) 轴和 Q (虚数) 轴上的投影。

必须理解信号的相位是相对于当前中心频率设置的值。为更全面地了解这一点, 我们看一下下面的实例:

- 如果输入是连续波或 CW 信号, 其频率与中心频率设置完全相同, 得到的矢量在 IQ 平面中将是固定的。矢量的相位只是信号与中心频率之间的相位偏置。
- 如果输入信号是幅度调制 CW 信号, 频率与中心频率设置完全相同, 那么得到的矢量也有一个恒定的相角, 但长度会随着幅度变化而变化。
- 如果输入信号是 CW 信号, 频率与中心频率设置不同, 那么得到的矢量将围绕 IQ 平面中心旋转, 旋转速率表示 CW 信号与中心频率之间的频率差。

MDO4000 混合域示波器结构解密

一旦完成到 IQ 数据的这种转换，那么关心的跨度将以 DC 为中心。然后可以滤波 IQ 数据，消除落在跨度以外的任何频率成分，进行压缩(基于 MAX, MIN, AVERAGE 等方式进行样本抽取)，减少数据成分。与上面的采样过程类似，希望的跨度设置决定着得到的最低采样率：

$$\text{采样率} = \text{滤波因数} * (1/2 * \text{跨度}) \text{ (公式 9)}$$

由于中心频率现在是零，因此它从公式中取消(对比公式 6)。采样率只需基于跨度的 1/2，因为复数 IQ 数据是作为实数数据有效承载频率信息的数据的两倍。在 IQ 数据中，内奎斯特频率等于采样率。

在 MDO4000 混合域示波器中，滤波因数一般约等于 3。

下图 24 说明了这种下变频过程：

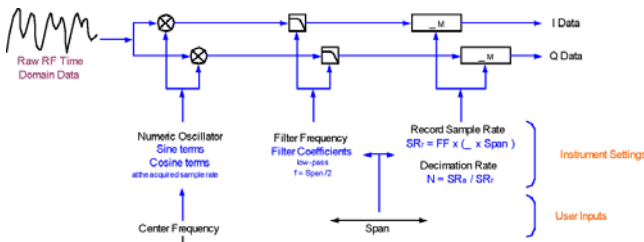
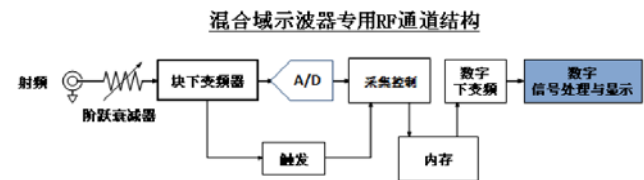


图 24. 生成 IQ 数据

生成频谱



下图 25 说明了生成显示频谱曲线的过程：



图 25. 生成频谱曲线

在这个过程中，首先把数据乘以窗口函数。由于 FFT 假设信号在整个期间不变，因此采样间隔最后的不连续点将在得到的频谱中表现为频谱泄漏。窗口函数是为了减少这些不连续点。如需进一步了解各种窗口函数及其使用，请参阅附录一。

信号在整个期间不变的假设的其中一个含义，在 RF 时域数据覆盖的时间间隔期间内，若信号改变幅度的话，它将以降低的功率电平显现在所得到的频谱中。避免这种结果的唯一途径是调节 RBW 分辨率带宽设置，保证信号在整个时间间隔期间是稳定的。

由于 FFT 处理在 2 的幂数的数据长度中更加有效，因此输入数据会加上零衬垫，直到最近的 2 的幂数。零衬垫增加了频谱分辨率，而不会改变频率成分。

应该指出的是，使用的 FFT 长度完全取于跨度 / RBW 之比。上面的公式中可以很容易看出：

$$\text{FFT 长度} = (\text{窗口因数} * \text{滤波因数} * (1/2 * \text{跨度})) / \text{RBW} \text{ (公式 10)}$$

对 MDO4000 混合域示波器，默认 Kaiser 窗口的窗口因数是 2.23。如上所述，滤波因数约等于 3。默认的跨度 / RBW 之比为 1000:1。在这些默认设置下，得到的 FFT 长度约为 3345 点。这将零衬垫直到 4096 点 FFT。

每个变换帧中样点数越多，变换完成后频率分辨率越好。遗憾的是，这也意味着变换帧所需的数据计算数量越多。FFT 这个变换过程也因密集计算要求而闻名。

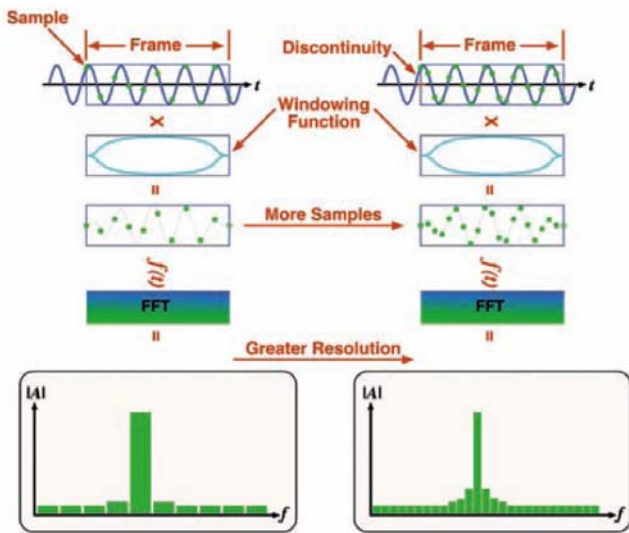


图 26. 提高时间样点数改善了频域分辨率。

然后我们使用 FFT，以频谱形式把 RF 时域数据转换成频域数据。然后进一步修改这个频谱：

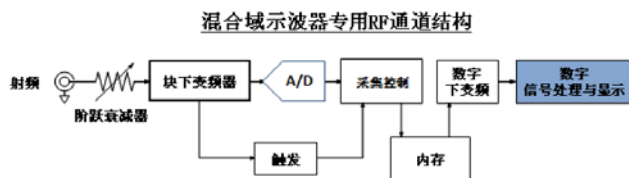
整个频谱乘以一套调节平坦度的系数。这些系数在出厂校准时确定。MDO4000 混合域示波器中没有相位校准。

如前所述，FFT 过程可以涉及 1,000 – 2,000,000 点。可以压缩频谱记录，以适应 1000 点画面。这种数据压缩(样本抽取)过程称为检测，用来把多个 FFT 二元组汇聚成一个显示的二元组。用户可以控制选择的检测方法，压缩方式如下：

- + Peak: 保留压缩间隔中最大的数据点
- -Peak: 保留压缩间隔中最小的数据点
- Average: 平均整个压缩间隔中的数据
- Sample: 保留压缩间隔中最后一个数据点

然后可以对最终频谱求对数，得到最终画面。

生成 RF 时域数据



IQ 数据的另一个用途是生成 RF 时域数据。回忆一下，在上面的数字下变频中，IQ 数据只是在虚数 IQ 数据平面中作为矢量绘制的信号的卡笛尔表示。因此，IQ 数据可以作如下变换：

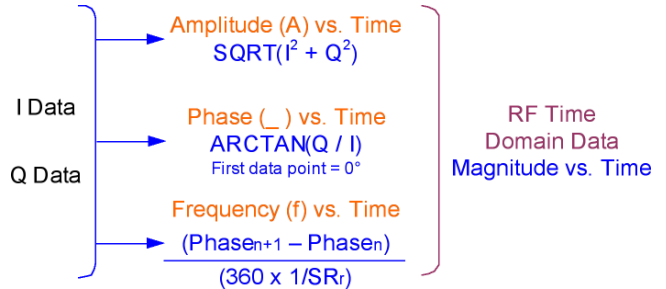


图 27. 生成 RF 时域数据

可以在时域格线中，与其它时域曲线一起绘制得到 RF 时域数据图。所有时域数据(包括模拟数据、数字数据和 RF 射频通道)在格线中都时间对准，允许用户评价各条通道之间的定时关系。

注意相位计算和频率计算都独立于幅度计算。如果幅度低，那么 IQ 数据会越来越以噪声为主。下面的截图中显示了这种效应：

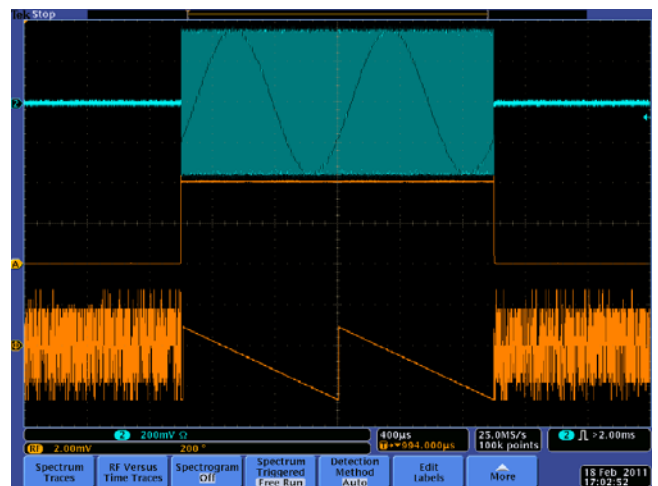


图 28. 没有消隐的相位随时间变化。

MDO4000 混合域示波器结构解密

为了避免这个问题，MDO4000 混合域示波器拥有静音控制功能，允许用户在幅度降到用户自定义门限以下时消隐相位和频率曲线。下面截图显示了这一结果。

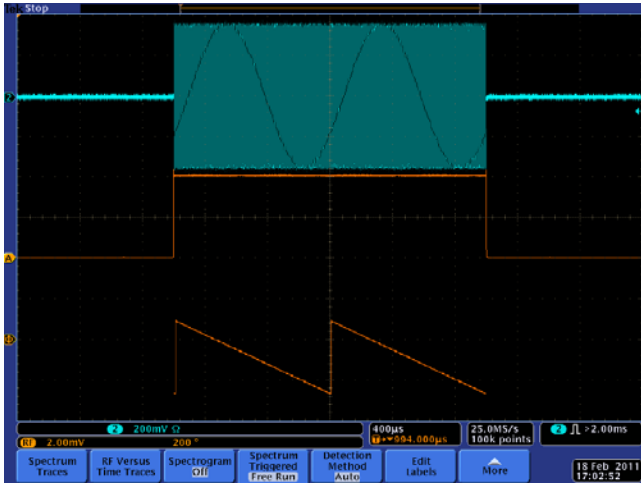
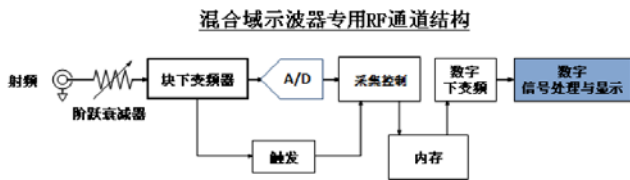


图 29. 消隐的相位随时间变化。

生成频谱瀑布图



频谱的另一个用途是绘制频谱瀑布图。

这个过程相对简单，它用颜色对频谱幅度编码，在频谱瀑布图画面中作为多个像素组成的一条直线绘制结果。每个新的“片段”会把画面中现有的数据向上推，直到画面最上面的数据被丢弃。一个“片段”表示已经根据频谱画面中的跨度和 RBW 设置所处理的一个 FFT 帧。

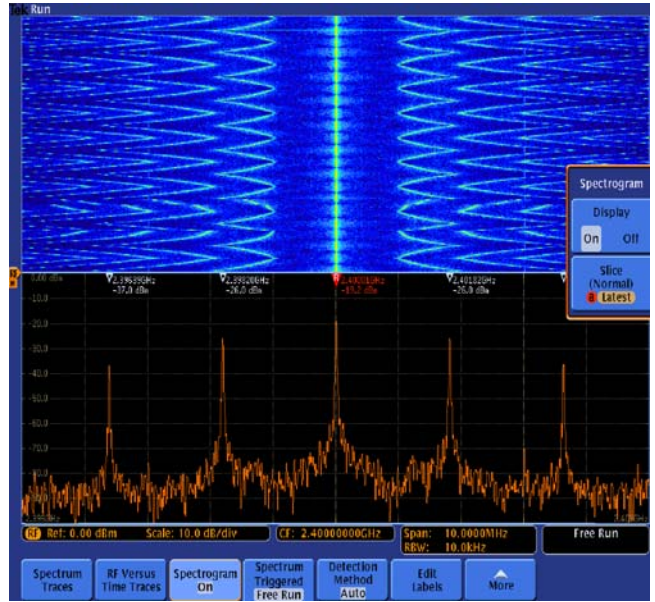


图 30. 频谱瀑布图画面显示了信号记录的频谱历史。

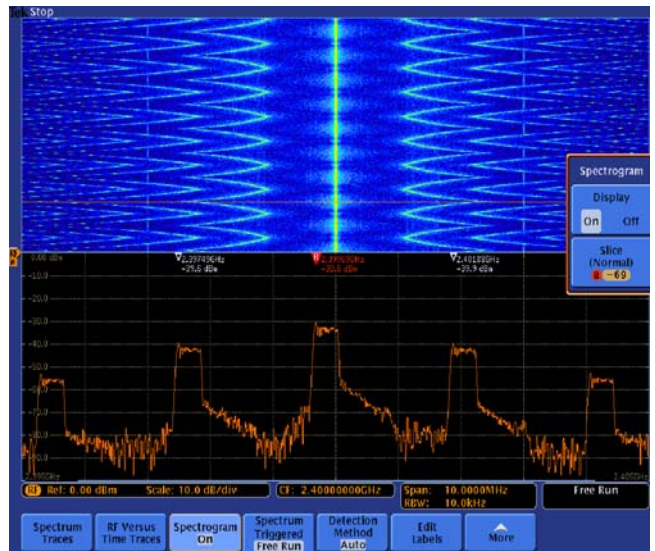


图 31. “片段”显示了以前记录的信号。

时间分辨率

要讨论的最后一个议题是数据的时间分辨率。频谱的时间分辨率相对较差，下图中可以看出其原因。



图 32. 时间分辨率

首先，如上面“生成频谱”所述，FFT是从覆盖RBW设置定义的时间间隔的数据中生成的。因此不能区分信号频谱成分在这个时间间隔内的变化，而是汇聚成一个频谱。

第二，从图中可以看出，在采集事件之间有延迟。采集事件之间发生的变化将看不到。

为了缩短计算频谱的时间，应提高RBW。由于默认设置把RBW与跨度关联起来，提高跨度可以得到想要的效果。此外，这还会缩短采集之间的时间，因为进行数字下变频要求的时间被缩短了。

为进一步缩短采集之间的时间，应降低跨度/RBW之比，从而可以加快FFT处理时间。

与频谱相比，RF时域数据的时间分辨率相对较好。如前面“数字下变频”中所述，IQ数据的采样率取决于跨度设置，因此比频谱时间分辨率精细得多。这是RF时域曲线的主要优势之一。

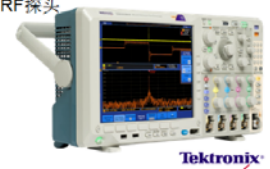
为改善幅度、相位或频率随时间变化曲线的时间分辨率，应提高跨度。

总结

MDO4000混合域示波器是近20年来示波器市场最大的技术突破与创新，在泰克公司发明与设计MDO4000的过程中共申请了26项专利，证明了它含有许多的技术创新，不单纯是将一台示波器与一台频谱仪集成在一起，它更提供了业内首创的“混合域”分析与多个世界“第一”。

多个真正的业内第一

- **业内第一款** 集成频谱分析仪的示波器
- **业内第一款** 集成的模拟，数字，RF采集系统
- **业内第一款** 实现频谱分析时间
- **业内第一款** 实现最高达3 GHz的捕获带宽
- **业内第一款** 拥有综合RF触发
- **业内第一款** 拥有自动RF标记
- **业内第一款** 提供电流、电压、差分RF探头



要了解更多MDO4000混合域示波器的性能与功能，及它的应用，如何帮助设计工程师更有效、更快速解决无线嵌入式系统的各种问题，可以进一步访问：<http://www.tek.com/zh/scoperevolution/>

附录 A 窗口函数

窗口

离散傅立叶变换(DFT)分析的数学计算本身有一个假设,即要处理的数据是周期性重复的信号的一个周期。

图 A1 描绘了一系列时域样点。例如,在对图 A1 中的第二个帧应用 DFT 处理时,将对信号进行周期性扩展。多个连续帧之间一般会发生不连续点,如图 A2 所示。

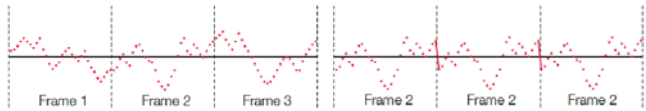


图 A1/A2. 被采样的时域信号的两个帧(a)和一个帧中定期扩展样点导致的不连续点(b)。

这些假信号不连续点生成原始信号中不存在的频谱假信号。这一效应会产生信号的不准确表示结果,称为频谱泄漏。频谱泄漏不仅在输入中产生输入中不存在的信号,还会降低附近有大信号时观察小信号的能力。

MDO4000 系列频谱分析仪功能应用窗口技术,降低频谱泄漏的影响。在执行 DFT 之前,先逐个样点以相同长度把 DFT 帧乘以窗口函数。窗口函数通常呈钟形,减少或消除了 DFT 帧尾的不连续点。

窗口函数的选择取决于频响特点,如边瓣电平、等效噪声带宽和幅度误差。窗口形状还决定着有效的 RBW 分辨率带宽滤波。

与其它频谱分析仪一样,MDO 混合域示波器允许用户选择 RBW 分辨率带宽滤波器。MDO 混合域示波器还允许用户在多个常用窗口类型之间进行选择。它增加了直接指定窗口形状的灵活能力,用户可以优化特定测量。例如,应特别注意脉冲或瞬态 RF 信号的频谱分析。表 A1 就不同的窗口函数的使用提供了部分建议。

窗口	窗口因数	最佳使用状态
Kaiser (Default)	2.23	边瓣电平与形状因数与传统的高斯 RBW 最接近
Rectangular	0.89	用来测量射频脉冲,信号电平在信号出现前后之乎一致
Hamming	1.3	用来测量正弦,周期性的,或窄带随机噪声,信号电平在信号出现前后明显不同
Hanning	1.44	用来测量幅度(频率测量准确性要稍差),瞬态或脉冲信号电平出现前后明显不同
Blackman-Harris	1.9	用来测量多频率点的幅度,尤其单频率波形中查找高阶谐波
Flat-Top	3.77	用来测量幅度,信号出现在接近时域数据帧开始或结束的时刻点上,频率测量准确性差

表 A1. MDO4000 上所提供的 FFT 窗口选项

窗口函数的频响幅度决定着 RBW 分辨率带宽形状。例如,MDO 混合域示波器上的 RBW 分辨率带宽定义为 3 dB 带宽,与 DFT 中采样频率和样点数的相对关系如下:

$$RBW = \frac{k * F_s}{N}$$

$$N = \frac{k * F_s}{RBW}$$

其中 k 是与窗口有关的系数, N 是 DFT 计算中使用的时域样点数, Fs 是采样频率。对 Kaiser 窗口, k 约为 2.23。RBW 分辨率带宽形状因数定义为 60 dB 和 3 dB 时的频谱幅度的频率比,约为 4:1。在 MDO 混合域示波器上,频谱分析测量使用公式 2,根据输入跨度和 RBW 设置计算 DFT 要求的样点数量。

A3和图A4显示了MDO混合域示波器频谱分析中使用的 Kaiser 窗口的时域和频谱。这是 MDO4000 混合域示波器在频谱分析中使用的默认窗口。

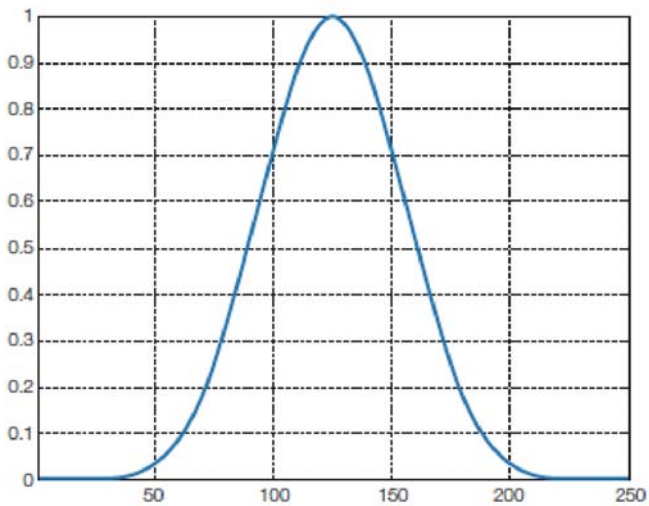


图 A3: 时域中的 Kaiser 窗口, 水平轴是时域采样点, 纵轴是线性尺度

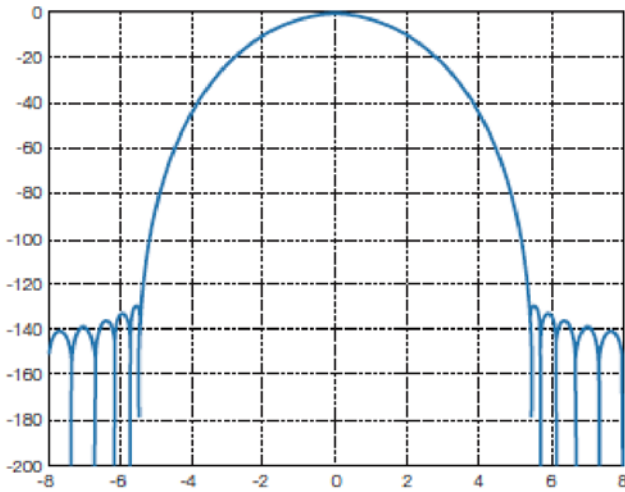


图 A4: 频域中的 Kaiser 窗口, 水平轴是频率二元组(F_s/N), 纵轴是 dB

图A5中的跳频信号实例说明了不同的窗口怎样影响随时间变化的信号的频谱表示。在使用默认的Kaiser窗口时, 与这一采集有关的频谱时间为 1.12 ms。频率随时间变化画面显示了在跳频大多数时间内, 频谱时间以三个跳频顺序的中间频率为中心。上方频率和下方频率“开点频率”周期相关的时间大体相等, 图A3中描述的窗口函数显示, 采集开头和边缘附近的时间样点水平下降, 因为窗口函数在采集中心使用的样点呈高斯分布。看一下频域画面中四个峰值的幅度(中心频率、高频、低频和最大过冲峰值), 中心峰值超过其它信号近 30 dB。

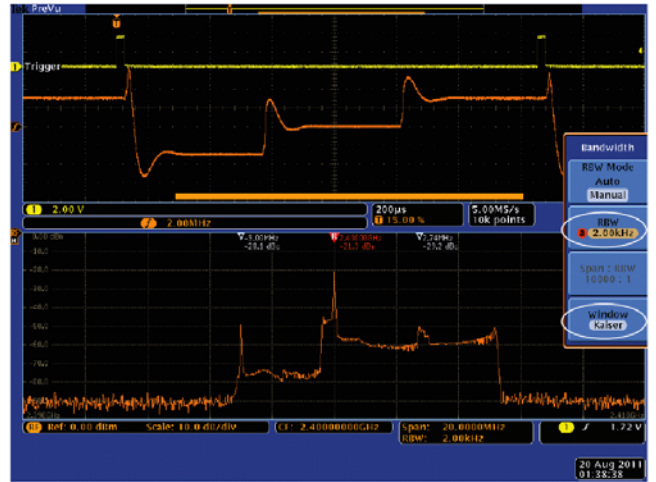


图 A5. 2 kHz RBW 时的 Kaiser 窗口。

在图A6中, 现在选择的窗口类型是矩形。由于矩形窗口的窗口函数不同于Kaiser窗口, RBW变成了750 Hz, 因此频谱时间与上一个实例中的采集时间大体相等。

频谱时间再次与三个跳频顺序中相同的点对准, 但频谱表示有很大的差别。

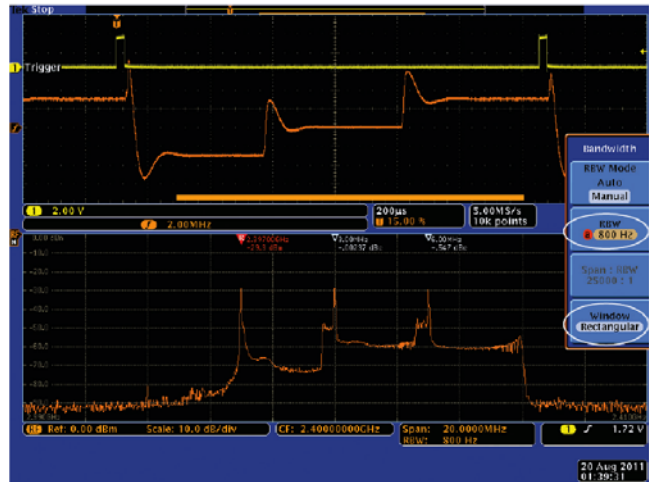


图 A6. 750 Hz RBW 时的矩形窗口

由于矩形窗口函数基本上在采集时间中不滤波时间样点, 且在三个频率每个频率上的驻留时间大体相等, 因此采用矩形窗口的频谱显示三个峰值信号的频谱幅度大体相等。

用户还可以选择其它窗口(如 Blackman-Harris、矩形、Hanning), 满足特殊的测量要求, 在执行仪器中提供的部分测量时, 仪器也可以使用这些窗口。

泰克科技(中国)有限公司

上海市浦东新区川桥路1227号
邮编: 201206
电话: (86 21) 5031 2000
传真: (86 21) 5899 3156

泰克北京办事处

北京市海淀区花园路4号
通恒大厦1楼101室
邮编: 100088
电话: (86 10) 5795 0700
传真: (86 10) 6235 1236

泰克上海办事处

上海市徐汇区宜山路900号
科技大楼C楼7楼
邮编: 200233
电话: (86 21) 3397 0800
传真: (86 21) 6289 7267

泰克深圳办事处

深圳市福田区南园路68号
上步大厦21层G/H/I/J室
邮编: 518031
电话: (86 755) 8246 0909
传真: (86 755) 8246 1539

泰克成都办事处

成都市人民南路一段86号
城市之心23层D-F座
邮编: 610016
电话: (86 28) 8620 3028
传真: (86 28) 8620 3038

泰克西安办事处

西安市二环南路西段88号
老三届世纪星大厦20层K座
邮编: 710065
电话: (86 29) 8723 1794
传真: (86 29) 8721 8549

泰克武汉办事处

武汉市解放大道686号
世贸广场1806室
邮编: 430022
电话: (86 27) 8781 2760/2831

泰克香港办事处

香港九龙尖沙咀弥敦道132号
美丽华大厦808-809室
电话: (852) 2585 6688
传真: (852) 2598 6260

如需进一步信息

泰克维护完善的一套应用指南、技术简介和其它资源, 并不断扩大, 帮助工程师处理尖端技术。请访问: www.tektronix.com.cn



版权所有©泰克公司, 侵权必究。泰克产品受到已经签发及正在申请的美国 and 国外专利的保护。本文中的信息代替以前出版的所有资料。技术数据和价格如有变更, 恕不另行通告。Tektronix和TEK是泰克公司的注册商标。本文提到的所有其它商号均为各自公司的服务标志、商标或注册商标。