

示波器基础系列之一 —— 关于示波器带宽

带宽被称为示波器的第一指标，也是示波器最值钱的指标。示波器市场的划分常以带宽作为首要依据，工程师在选择示波器的时候，首先要确定的也是带宽。在销售过程中，关于带宽的故事也特别多。

通常谈到的带宽没有特别说明是指示波器模拟前端放大器的带宽，也就是常说的-3dB 截止频率点。此外，还有数字带宽，触发带宽的概念。

我们常说数字示波器有五大功能，即捕获（Capture），观察（View），测量（Measurment），分析（Analyse）和归档（Document）。这五大功能组成的原理框图如图 1 所示。

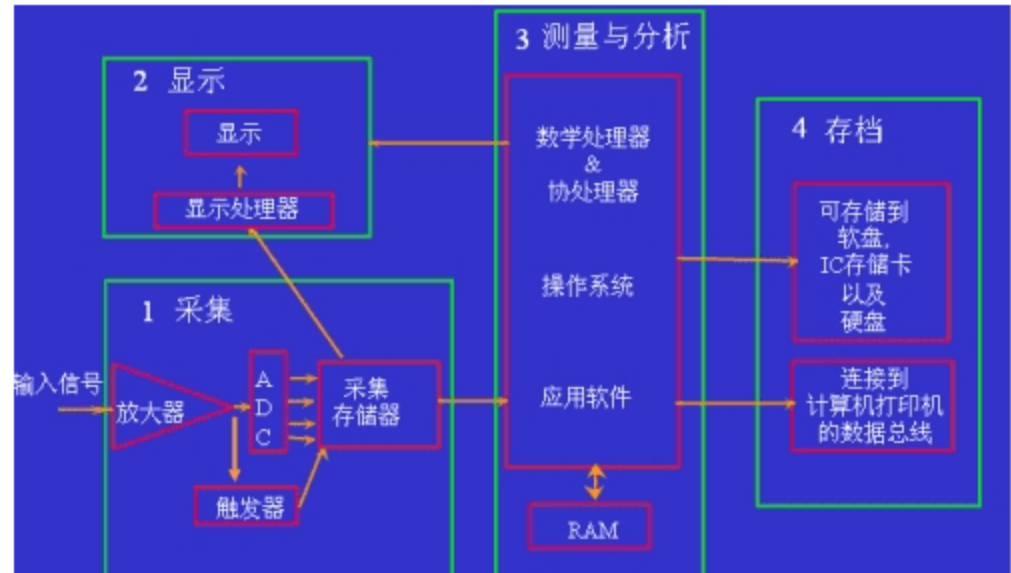


图 1，数字示波器的原理框图

捕获部分主要是由三颗芯片和一个电路组成，即放大器芯片，A/D 芯片，存储器芯片和触发器电路，原理框图如下图 2 所示。被测信号首先经过探头和放大器及归一化后成 ADC 可以接收的电压范围，采样和保持电路按固定采样率将信号分割成一个个独立的采样电平，ADC 将这些电平转化成数字的采样点，这些数字采样点保存在采集存储器里送显示和测量分析处理。

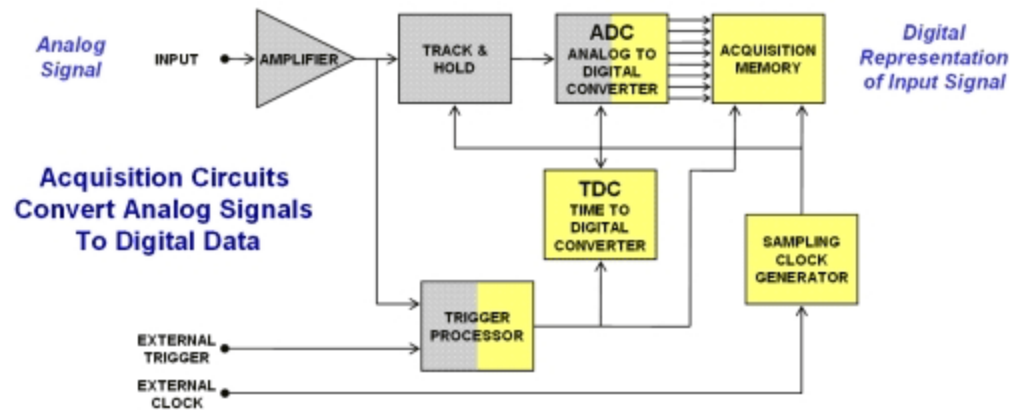


图 2，示波器捕获电路原理框图

示波器放大器的典型电路如图 3 所示。这个电路在模拟电路的教科书上处处可见。这种放大器可以等效为 RC 低通滤波器如图 4 所示。由此等效电路推导出输出电压和输入电压的关系，得出理想的幅频特性的波特图如图 5 所示。

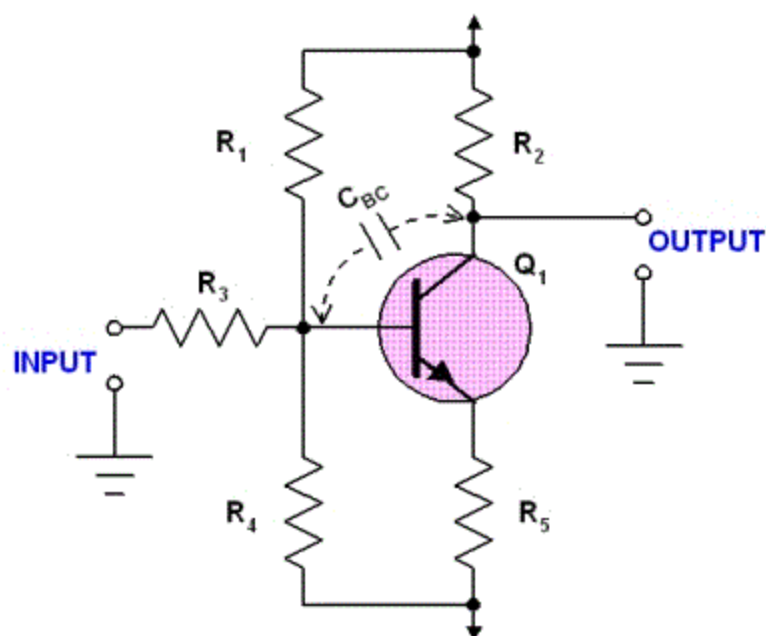


图 3，放大器的典型电路

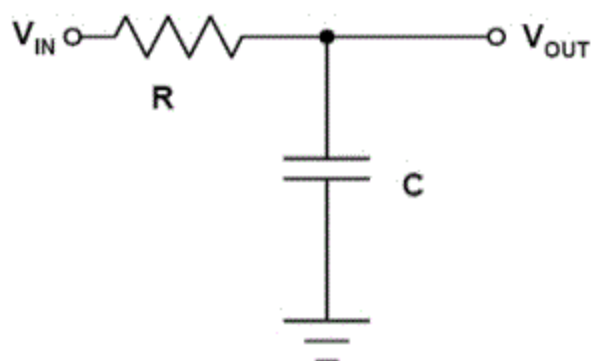
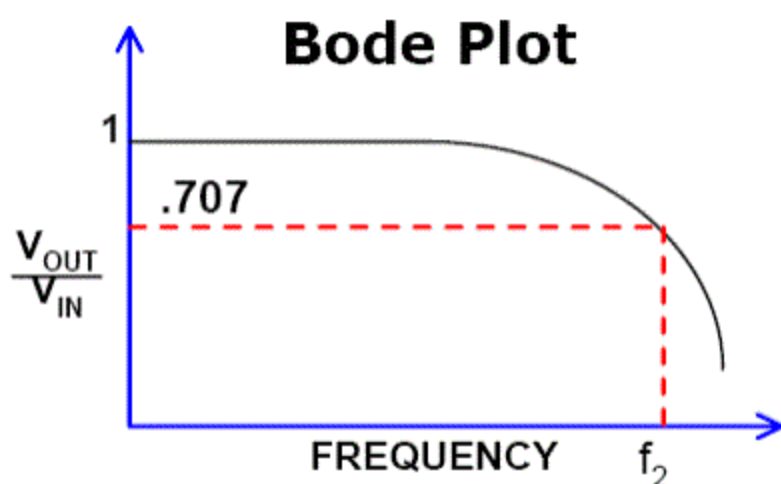


图 4，放大器的等效电路模型



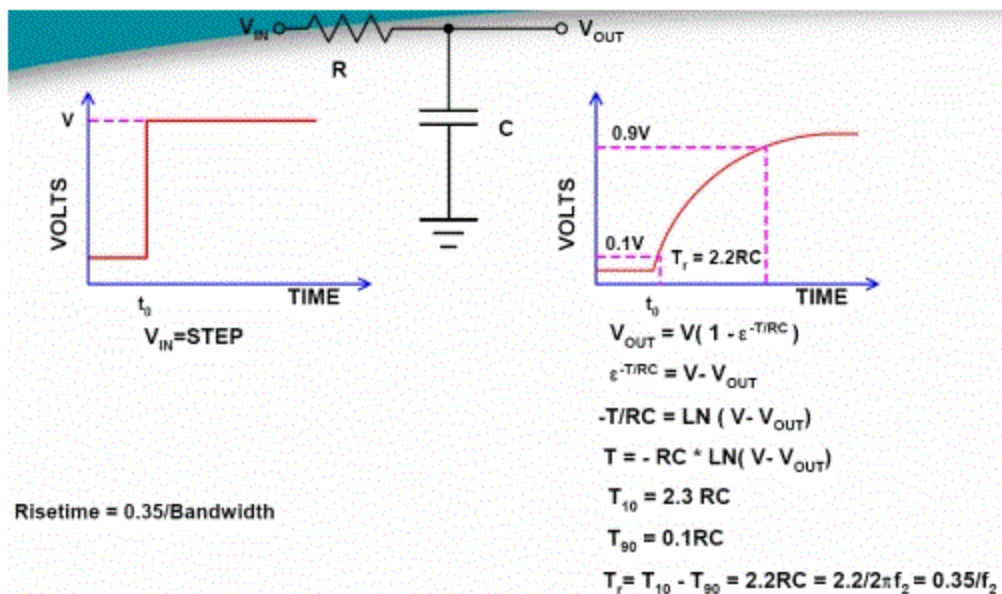
$$\left| \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1+(2\pi RCf)^2}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_2)^2}}$$

$$f_2 = 1/(2\pi RC)$$

至此，我们知道带宽 f_2 即输出电压降低到输入电压 70.7% 时的频率点。根据放大器的等效模型，我们可进一步推导示波器的上升时间和带宽的关系式，即我们常提到的 0.35 的关系：上升时间 = 0.35/带宽，推导过程如下图 6 所示。需要说明的是，0.35 是基于高斯响应的理论值，实际测量系统中这个数值往往介于 0.35-0.45 之间。在示波器的 datasheet 上都会标明“上升时间”指标。示波器测量出来的上升时间与真实的上升时间之间存在下面的关系式。在对快沿信号测试中，需要通过该关系式来修正实际被测信号的上升时间。

$$\text{Measured risetime}(tr)^2 = (tr \text{ signal})^2 + (tr \text{ scope})^2 + (tr \text{ probe})^2$$



示波器前端放大器幅频特性的波特图是新示波器发布的“出生证”。示波器每年需要进行校准，波特图是第一需要校准的数据。示波器波特图的测量方法如图7所示。信号源从10MHz频率开始逐渐递增发送一定幅值的正弦波送到功分器，功分器将输入的信号能量等分为二后通过等长的线缆分别送到示波器和功率计。功分器和线缆是无源器件，可以严格定标，信号源本身的幅频特性不可以作为定标仪器，需要通过功率计实测的能量来作为示波器的输入幅值的定标值。有时候客户会对示波器的波特图很感兴趣，直接用信号源连接到示波器来评估示波器的波特图，在带宽超过1GHz时这种方法是很不严谨的。需要用功率计来作为定标工具！2006年二月份的EDN杂志中有文章介绍。<http://www.edn.com/article/CA6305348.html#Calibrating>

此外，在计量波特图时需要对比示波器每个档位都进行计量，最终产生的波特图是所有档位的结果叠加在一起的。波特图的计量是需要半天时间完成的，并不是想象中那么轻松的工作。如图8所示是力科SDA9000的波特图，我特地将Excel中大量数据显示给大家以使大家对校准的严谨性有深刻认识。其垂直轴是-1dB/div，叠加了10mv/div、20mv/div、50mv/div、200mv/div、500mv/div、1v/div等档位的测试结果。很多时候，我们的竞争对手会把他们的波特图画成-10dB/div、只有一个档位的测试结果拿给客户，并和力科提供的这种-1dB/div、各种档位叠在一起显示的结果放在一起进行对比，然后他们告诉客户，他们的波特图更平坦，更干净，甚至将力科波特图上面密密麻麻的点说成是“噪音”大。这是有点贻笑天下的。竞争对手敢于一再采用这种做法，这是假设中国的工程师都没有辨别力，独立思考能力，是对工程师严重不尊重的公然欺骗行为。希望能引起大家注意。

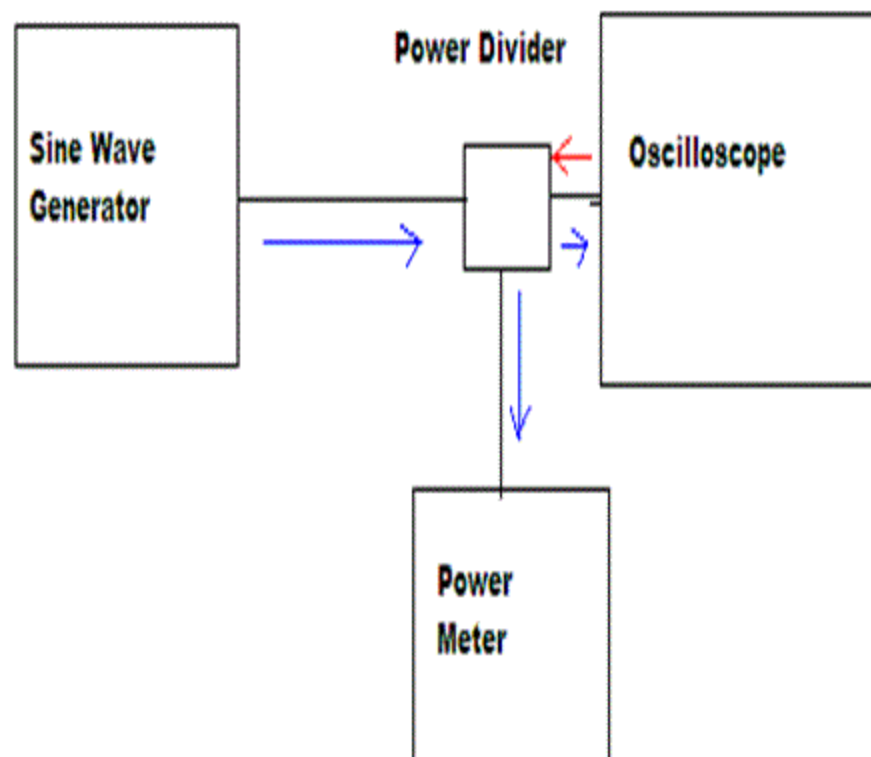


图 7, 示波器波特图的计量方法

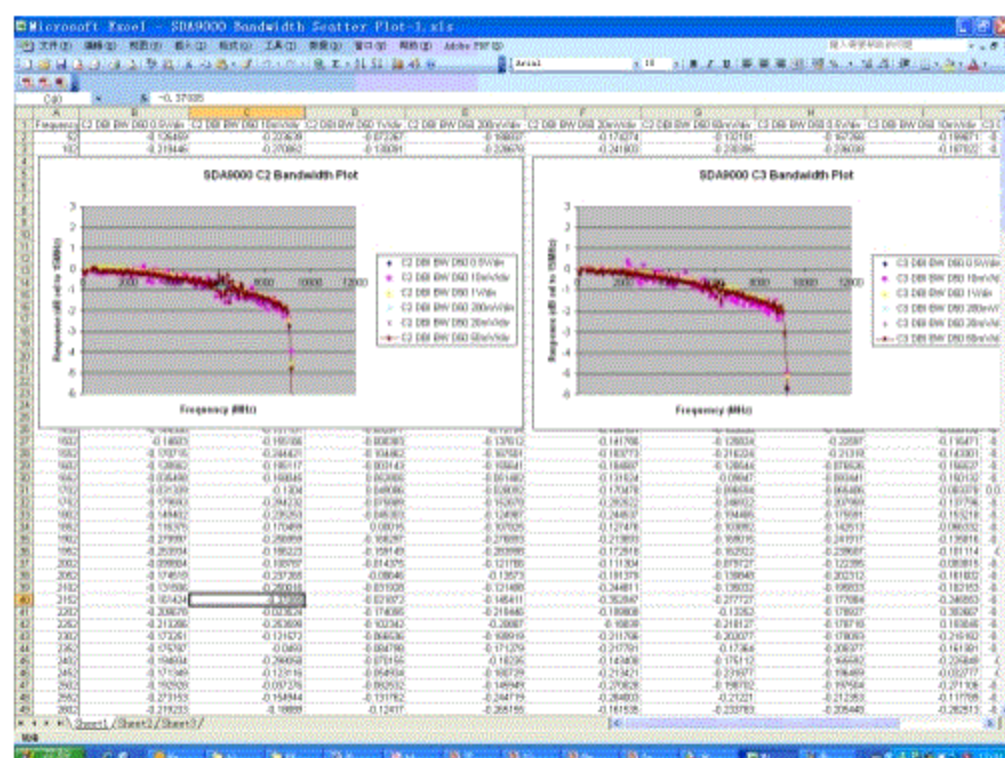


图 8, 示波器实际的波特图真相

关于带宽的更深入讨论，我们需要谈到示波器前端放大器幅频特性的平坦度和滚降特性。的一篇技术白皮书中对此有非常详细的解释。 http://www.lecroy.com/tm/Library/WhitePapers/PDF/Eye_Patterns_in_Scopes-designcon_2005.pdf （这份白皮书的第一作者 Peter 是 DSP 提升带宽，Eye Dcotor 和 DBI 等原创技术的发明者）

我们知道，带宽的限制对信号的捕获会带来下面的影响：1，使被测信号的上升沿变缓。2，使信号的频率分量减少。3，使信号的相位失真。那么，“对于 5MHz 的时钟信号，需要用多少带宽的示波器来测量？” 这是我在培训时常问的一个问题。我很少能得到令我满意的答案，很少有工程师反问我：“这 5MHz 的时钟信号是方波还是正弦波，如果是方波，其上升时间是多少？” 我常得到的回答是，“100MHz 带宽就足够了，示波器带宽通常是被测信号频率的 3-5 倍，100MHz 余量很大了。” 图 13 显示了 5MHz 的方波信号在不同带宽时测试出的波形。其中，M1 和 M2 是分别在 6GHz 和 1GHz 时波形，C3 是带宽限制到 200MHz 的测试结果。图 14 显示在带宽限制到 200MHz 时测量出的 5MHz 的上升时间均值为本 1.70357ns，而图 15 显示的是在 6GHz 带宽时的上升时间为 873.87ps。这表明，对于 5MHz 的时钟，因为其上升时间比较快，最好用 1GHz 以上带宽的示波器来测量其上升时间，200MHz 时其上升沿变缓；1GHz 带宽和 6GHz 带宽对于测试 800ps 的上升时间结果几乎一样。

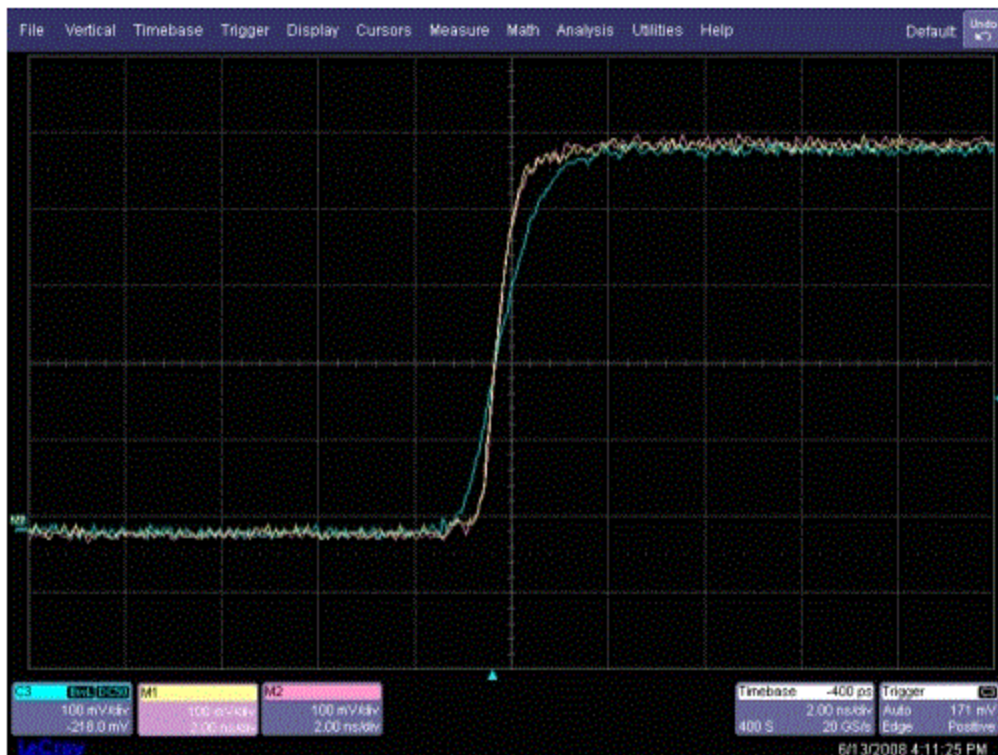


图 13，5MHz 时钟信号在 6GHz、1GHz 和 200MHz 等不同带宽时的测试波形对比

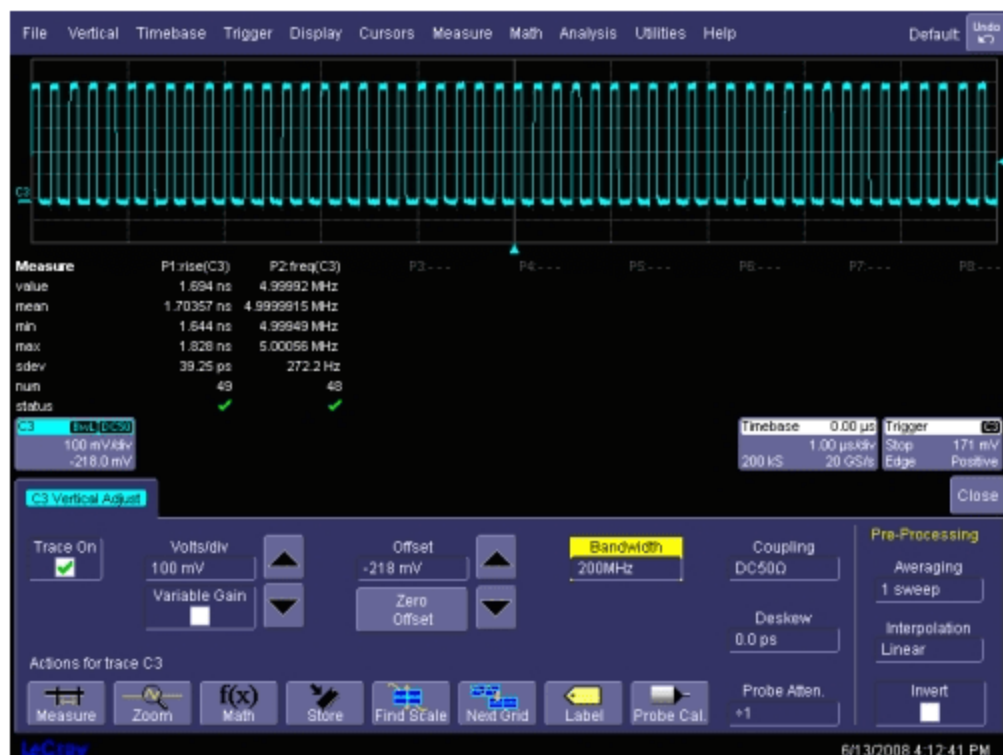


图 14，带宽限制到 200MHz 时测量 5MHz 时钟上升时间

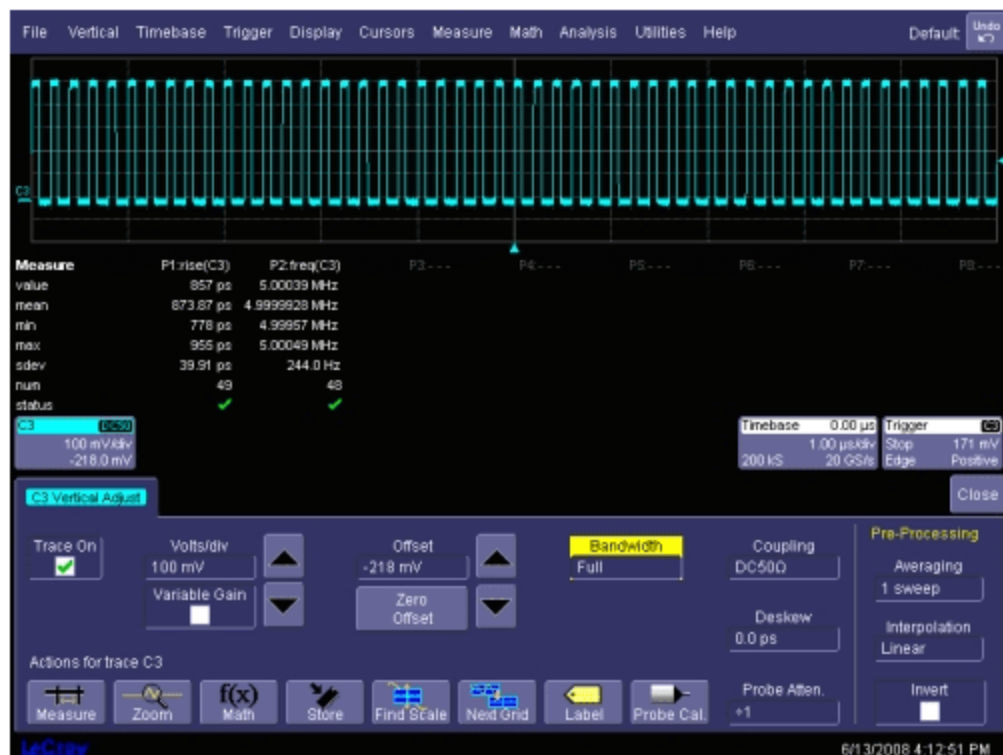


图 15，6GHz 带宽时测量 5MHz 时钟上升时间

对于 USB2.0 信号的测试，需要多少带宽？对于 PCI-E G2 信号的测试需要多少带宽？对于电源测试，需要多少带宽？对于 1000Base-T 信号的测试，需要多少带宽？对于 10Gbps 的背板测试，需要多少带宽？…… 我们常要回答这些问题。 下面的三条规则就是我们的回答。

1, 首先取决于您需要测试的信号类型及您希望的测试准确度。

2, 对方波信号，最重要的因素是上升时间。任何一方波信号都可以通过傅立叶变换分解成 N 次的谐波能量之和。N 等于多少时，被测信号的能量就接近为零？这取决于上升时间！这在 Peter 的白皮书中也有非常详细讨论。

3, 对串行数据信号而言，数据比特率和上升时间是最重要的两个因素。有一个非常好的评估准则是：示波器的带宽 $> 1.8 \times \text{信号比特率}$ 。在这个准则下，如果被测信号的上升时间 $> 20\text{UI}$ ，那么 1.8 关系的带宽能捕获信号能量的 99%。 下面的图表给出了不同的上升时间和带宽之间的关系。

Rise time (in percent of UI)	Channel Bandwidth (as multiple of bit rate)
0	∞
10	3.497
20	1.748
30	1.166
40	0.874
50	0.699
60	0.583
70	0.5
80	0.437
90	0.389
100	0.35

基于上面的原则，我们就很好理解为什么有些客户会用 6GHz 的示波器测试 100MHz 的时钟，但又用 6GHz 的示波器测试 3.125Gbps 的 XAUI 信号。 请大家忘记所谓的 3-5 倍这个关系，太不严谨的表达了！

关于带宽，我常喜欢讲下面这个故事：

大家知道，对于 USB2.0 一致性测试，USB-IF 规范一开始要求的带宽是 4GHz 的示波器，因为那时候是只有一家示波器公司先发布这个测试软件包。所以那时候 USB2.0 很火的时候，这家公司的 4GHz 示波器很火，但等到其他两家的 USB2.0 都发布的时候，USB-IF 把这个规范标准降为 2.5GHz 的示波器，但等到另外一个非主流的第四家示波器厂商也搞出 USB2.0 的软件包的时候，USB-IF 把这

家 1.5GHz 带宽的示波器也认了。这其实只是说明了这家公司的公关能力蛮强的，也说明国外的权威标准组织也是讲政治的。对于 USB2.0 信号的测试，多少带宽的示波器的合适的呢？如果您有钱投资，买 4GHz 或 6GHz 当然更好，低频段幅频特性的平坦度总会好些嘛。但我们是需要做负责任的投资的，仅仅为测试 USB. 20 而购买 4GHz 以上的示波器毕竟是对公司很不负责任的投资。我们知道，USB2.0 high speed 的信号速率是 480Mbps，1UI 大约等于 2ns，20%UI 大约等于 400ps，USB 上升时间最小值是 500ps。对于 USB 芯片管脚的信号，其上升时间可能为 500ps，对于系统级应用，示波器测试到的 USB2.0 的 high speed 信号通常都是从 USB 芯片输出管脚经过了一段 PCB 走线和一段 USB 连接线，示波器测试出来的上升时间很多时候都超过了 1ns！图 13 的例子已清楚表明对于 800ps 上升时间，1GHz 和 6GHz 带宽测量结果几乎是完全一致。因此，用 1GHz 的示波器就可以满足系统级应用中 USB2.0 high speed 的测试。但我们不太愿意推荐 1GHz 的示波器用于 USB2.0 high speed 的测试，因为 USB-IF 规范上并没有这样推荐，我们很难去说明工程师接受不符合规范的带宽。我们在测试某品牌台式机 USB 端口时，将带宽设为 4GHz 和 1GHz 时的上升时间对比，只相差 30ps 左右。我用的连接电脑和夹具之间的连接线很短，只有十几厘米，如果用长的 USB 线缆，上升时间更大。

示波器基础系列之二 —— 示波器的采样率和存储深度

带宽、采样率和存储深度是数字示波器的三大关键指标。相对于工程师们对示波器带宽的熟悉和重视，采样率和存储深度往往在示波器的选型、评估和测试中为大家所忽视。这篇文章的目的是通过简单介绍采样率和存储深度的相关理论结合常见的应用帮助工程师更好的理解采样率和存储深度这两个指标的重要特征及对实际测试的影响，同时有助于我们掌握选择示波器的权衡方法，树立正确的使用示波器的观念。

在开始了解采样和存储的相关概念前，我们先回顾一下数字存储示波器的工作原理。

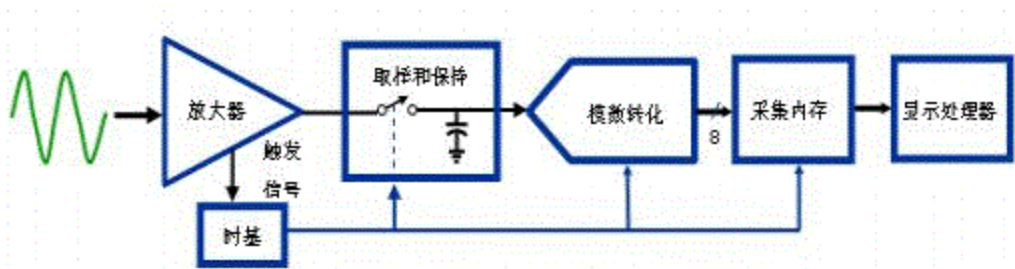


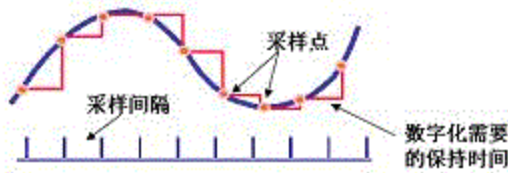
图 1 数字存储示波器的原理组成框图

输入的电压信号经耦合电路后送至前端放大器，前端放大器将信号放大，以提高示波器的灵敏度和动态范围。放大器输出的信号由取样/保持电路进行取样，并由 A/D 转换器数字化，经过 A/D 转换后，信号变成了数字形式存入存储器中，微处理器对存储器中的数字化信号波形进行相应的处理，并显示在显示屏上。这就是数字存储示波器的工作过程。

采样、采样速率

我们知道，计算机只能处理离散的数字信号。在模拟电压信号进入示波器后面临的首要问题就是连续信号的数字化（模/数转化）问题。一般把从连续信号到离散信号的过程叫采样（sampling）。连续信号必须经过采样和量化才能被计算机处理，因此，采样是数字示波器作波形运算和分析的基础。通过测量等时间间隔波形的电压幅值，并把该电压转化为用八位二进制代码表示的数字信息，这就是数字存储示波器的采样。采样电压之间的时间间隔越小，那么重建出来的波形就越接近原始信号。采样率（sampling rate）就是采样时间间隔。比如，如果示波器的采样率是每秒 10G 次（10GSa/s），则意味着每 100ps 进行一次采样。

采样是等间隔的进行



采样时发生了什么？

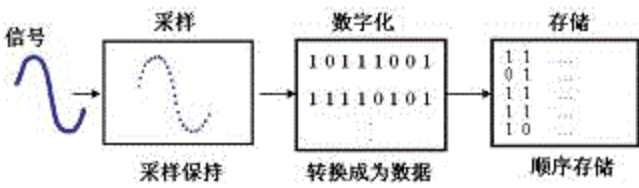


图 2 示波器的采样

根据 Nyquist 采样定理，当对一个最高频率为 f 的带限信号进行采样时，采样频率 SF 必须大于 f 的两倍以上才能确保从采样值完全重构原来的信号。这里， f 称为 Nyquist 频率， $2 f$ 为 Nyquist 采样率。对于正弦波，每个周期至少需要两次以上的采样才能保证数字化后的脉冲序列能较为准确的还原原始波形。如果采样率低于 Nyquist 采样率则会导致混叠（Aliasing）现象。

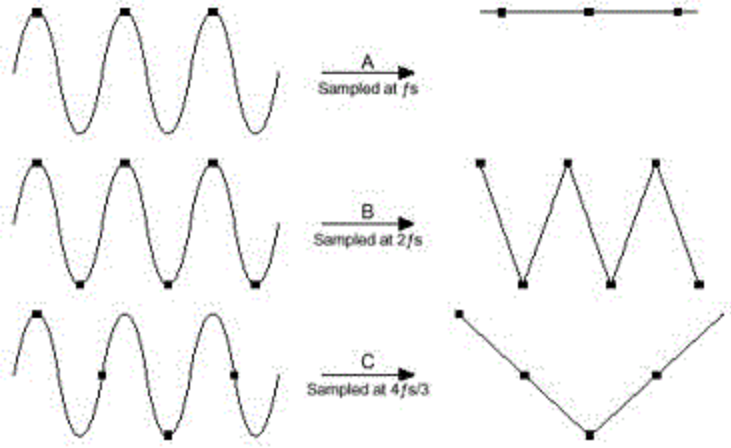


图 3 采样率 $SF < 2 f$ ，混叠失真

图 4 和图 5 显示的波形看上去非常相似，但是频率测量的结果却相差很大，究竟哪一个是正确的？仔细观察我们会发现图 4 中触发位置和触发电平没有对应起来，而且采样率只有 250MS/s，图 5 中使用了 20GS/s 的采样率，可以确定，图 4 显示的波形欺骗了我们，这即是一例采样率过低导致的混叠（Aliasing）给我们造成的假象。



图 4 250MS/s 采样率的波形显示

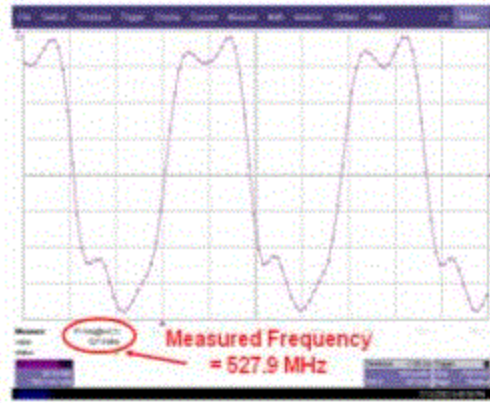


图 5 20GS/s 采样的波形显示

因此在实际测量中，对于较高频的信号，工程师的眼睛应该时刻盯着示波器的采样率，防止混叠的风险。我们建议工程师在开始测量前先固定示波器的采样率，这样就避免了欠采样。力科示波器的时基（Time Base）菜单里提供了这个选项，可以方便的设置。

由 Nyquist 定理我们知道对于最大采样率为 10GS/s 的示波器，可以测到的最高频率为 5GHz，即采样率的一半，这就是示波器的数字带宽，而这个带宽是 DSO 的上限频率，实际带宽是不可能达到这个值的，数字带宽是从理论上推导出来的，是 DSO 带宽的理论值。与我们经常提到的示波器带宽（模拟带宽）是完全不同的两个概念。

那么在实际的数字存储示波器，对特定的带宽，采样率到底选取多大？通常还与示波器所采用的采样模式有关。

采样模式

当信号进入 DSO 后，所有的输入信号在对其进行 A/D 转化前都需要采样，采样技术大体上分为两类：实时模式和等效时间模式。

实时采样（real-time sampling）模式用来捕获非重复性或单次信号，使用固定的时间间隔进行采样。触发一次后，示波器对电压进行连续采样，然后根据采样点重建信号波形。

等效时间采样（equivalent-time sampling），是对周期性波形在不同的周期中进行采样，然后将采样点拼接起来重建波形，为了得到足够多的采样点，需要多次触发。等效时间采样又包括顺序采样和随机重复采样两种。使用等效时间采样模式必须满足两个前提条件：1. 波形必须是重复的；2. 必须能稳定触发。

实时采样模式下示波器的带宽取决于 A/D 转化器的最高采样速率和所采用的内插算法。即示波器的实时带宽与 DSO 采用的 A/D 和内插算法有关。

原创力文档

max.book118.com

PDF 文件生成器

这里又提到一个实时带宽的概念，实时带宽也称为有效存储带宽，是数字存储示波器采用实时采样方式时所具有的带宽。这么多带宽的概念可能已经看得大家要抓狂了，在此总结一下：DSO 的带宽分为模拟带宽和存储带宽。通常我们常说的带宽都是指示波器的模拟带宽，即一般在示波器面板上标称的带宽。而存储带宽也就是根据 Nyquist 定理计算出来的理论上的数字带宽，这只是个理论值。

通常我们用有效存储带宽（BWa）来表征 DSO 的实际带宽，其定义为： $BW_a = \text{最高采样速率} / k$ ，最高采样速率对于单次信号来说指其最高实时采样速率，即 A/D 转化器的最高速率；对于重复信号来说指最高等效采样速率。K 称为带宽因子，取决于 DSO 采用的内插算法。DSO 采用的内插算法一般有线性（linear）插值和正弦（sinx/x）插值两种。K 在用线性插值时约为 10，用正弦内插约为 2.5，而 $k=2.5$ 只适于重现正弦波，对于脉冲波，一般取 $k=4$ ，此时，具有 1GS/s 采样率的 DSO 的有效存储带宽为 250MHz。

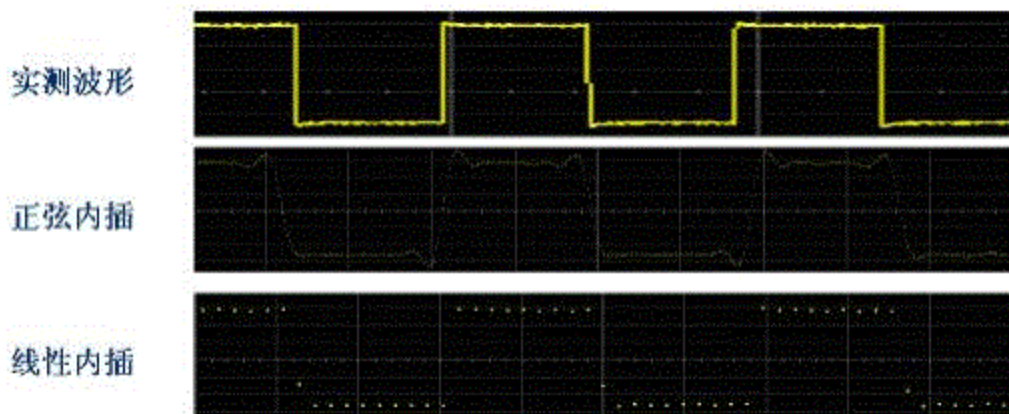


图 6 不同插值方式的波形显示

内插与最高采样率之间的理论关系并非本文讨论的重点。我们只须了解以下结论：**在使用正弦插值法时，为了准确再显信号，示波器的采样速率至少需为信号最高频率成分的 2.5 倍。使用线性插值法时，示波器的采样速率应至少是信号最高频率成分的 10 倍。**这也解释了示波器用于实时采样时，为什么最大采样率通常是其额定模拟带宽的四倍或以上。

在谈完采样率后，还有一个与 DSO 的 A/D 密切相关的概念，就是示波器的垂直分辨率。垂直分辨率决定了 DSO 所能分辨的最小电压增量，通常用 A/D 的位数 n 表示。前面我们提到现在 DSO 的 A/D 转换器都是 8 位编码的，那么示波器的最小量化单位就是 $1/256$ ，（2 的 8 次方），即 0.391%。

了解这一点是非常重要的，对于电压的幅值测量，如果你示波器当前的垂直刻度设置成 1v/div 的档位，那意味着你的测量值有 $8V \times 0.391\% = 31.25mV$ 以内的误差是正常的！！！因为小于 31.25mV 的电压示波器在该档位下已经分辨不出来了，如果只用了 4 位，那测出来的误差更惊人！所以建议大家在测量波形时，尽可能调整波形让其充满整个屏幕，充分利用 8 位的分辨率。我们经常听到有工程师抱怨示波器测不准他的电压或者说测量结果不一致，其实大多数情况是工程师还没有理解示波器的垂直分辨率对测量结果的影响。这里顺便提一下，关于示波器的测量精度问题，必须澄清一点——示波器本身就不是计量的仪器！！！它是“工程师的眼睛”，帮助你更深入的了解你的电路的特征。做个广告：经常做电源测量或者纹波测量，或者想深入了解示波器量化误差的工程师，大家可以参考我的同事 Frankie 博客的一片文章《示波器不是垂直量的计量工具》http://blog.sina.com.cn/s/blog_521262a301009ryp.html

图 7 是用模拟带宽为 1GHz 的示波器测量上升时间为 1ns 的脉冲，在不同采样率下测量结果的比较，可以看出：超过带宽 5 倍以上的采样率提供了良好的测量精度。进一步，根据我们的经验，建议工程师在测量脉冲波时，保证上升沿有 5 个以上采样点，这样既确保了波形不失真，也提高了测量精度。

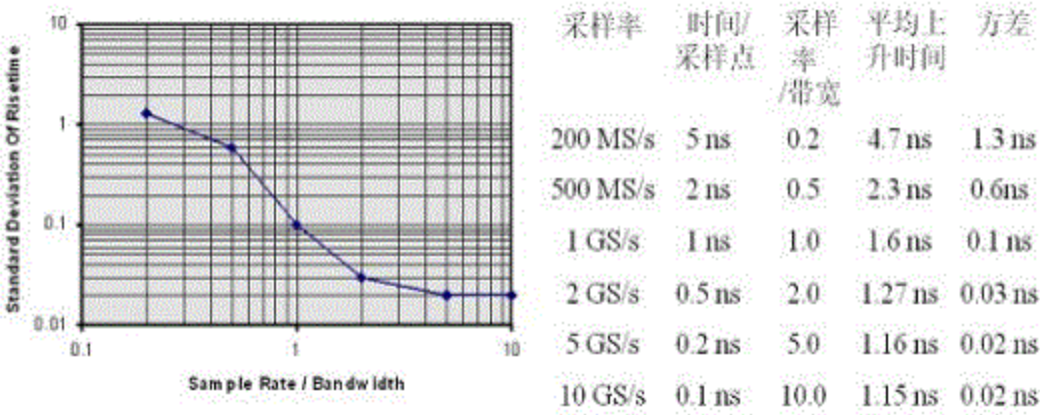


图 7 采样率与带宽的关系

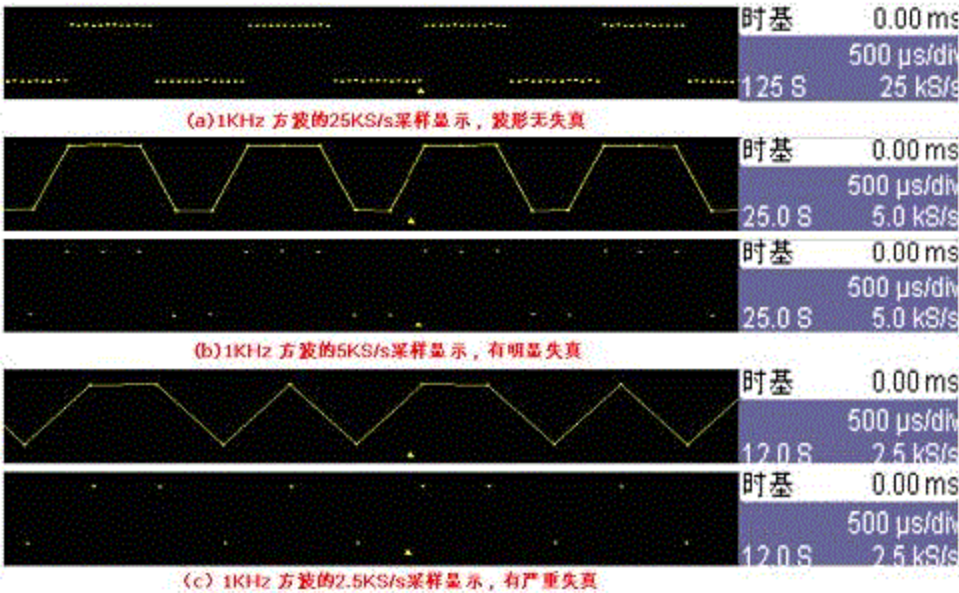


图 8 采样率过低导致波形失真

提到采样率就不能不提存储深度。对 DSO 而言，这两个参量是密切相关的。

存储、存储深度

把经过 A/D 数字化后的八位二进制波形信息存储到示波器的高速 CMOS 存储器中，就是示波器的存储，这个过程是“写过程”。存储器的容量（存储深度）是很重要的。对于 DSO，其最大存储深度是一定的，但是在实际测试中所使用的存储长度却是可变的。

在存储深度一定的情况下，存储速度越快，存储时间就越短，他们之间是一个反比关系。存储速度等效于采样率，存储时间等效于采样时间，采样时间由示波器的显示窗口所代表的时间决定，所以：

存储深度 = 采样率 × 采样时间（距离 = 速度 × 时间）

力科示波器的时基（Time Base）标签即直观的显示了这三者之间的关系，如图 9 所示



图 9 存储深度、采样率、采样时间（时基）的关系

由于 DSO 的水平刻度分为 10 格，每格的所代表的时间长度即为时基（time base），单位是 t/div，所以采样时间 = time base × 10。由以上关系式我们知道，**提高示波器的存储深度可以间接提高示波器的采样率**；当要测量较长时间的波形时，由于存储深度是固定的，所以只能降低采样率来达到，但这样势必造成波形质量的下降；如果增大存储深度，则可以以更高的采样率来测量，以获取不失真的波形。图 10 的曲线充分揭示了采样率、存储深度、采样时间三者的关系及存储深度对示波器实际采样率的影响。比如，当时基选择 10us/div 档位时，整个示波器窗口的采样时间是 10us/div * 10 格=100us，在 1Mpts 的存储深度下，当前的实际采样率为：1M ÷ 100us=10Gs/s，如果存储深度只有 250K，那当前的实际采样率就只要 2.5Gs/s 了！

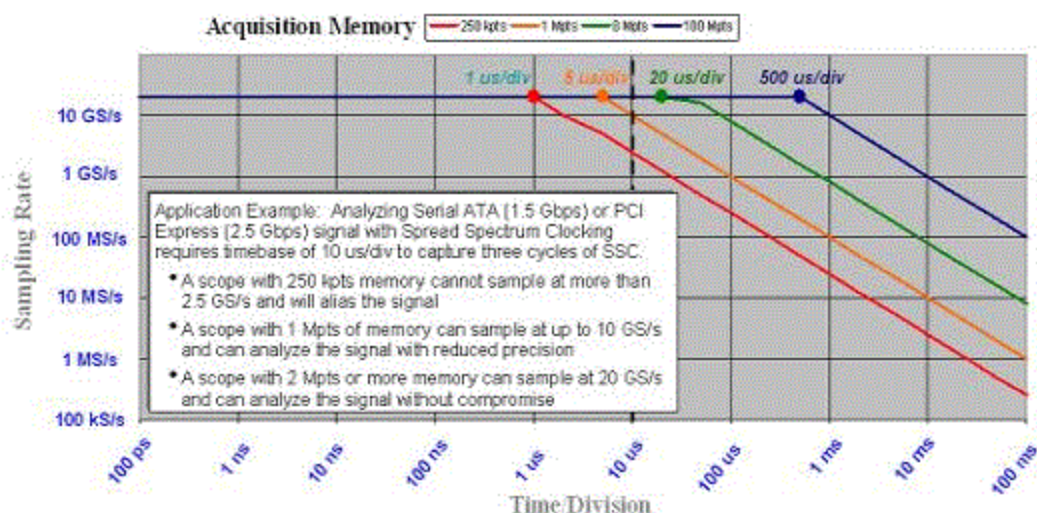


图 10 存储深度决定了实际采样率的大小

一句话，存储深度决定了 DSO 同时分析高频和低频现象的能力，包括低速信号的高频噪声和高速信号的

在谈完采样率和存储深度这两个指标的相关理论后，接下来结合常见的应用，我们一起更深入的了解一下这两个参数对我们实际测试的影响。

电源测量中长存储的重要性

由于功率电子的频率相对较低（大部分小于 1MHz），对于习惯于用高带宽示波器做高速信号测量的工程师来说，往往有一种错觉，电源测量可能很简单，事实是对于电源测量应用中的示波器选择不少工程师犯了错误，虽然 500MHz 的示波器带宽相对于几百 KHz 的电源开关频率来说已经足够，但很多时候我们却忽略了对采样率和存储深度的选择。比如说在常见的开关电源的测试中，电压开关的频率一般在 200KHz 或者更快，由于开关信号中经常存在着工频调制，工程师需要捕获工频信号的四分之一周期或者半周期，甚至是多个周期。开关信号的上升时间约为 100ns，我们建议

为保证精确的重建波形需要在信号的上升沿上有 5 个以上的采样点，即采样率至少为 $5/100\text{ns}=50\text{MS/s}$ ，也就是两个采样点之间的时间间隔要小于 $100/5=20\text{ns}$ ，对于至少捕获一个工频周期的要求，意味着我们需要捕获一段 20ms 长的波形，这样我们可以计算出来示波器每通道所需的存储深度= $20\text{ms}/20\text{ns}=1\text{Mpts}$!!! 同样，在分析电源上电的软启动过程中功率器件承受的电压应力的最大值则需要捕获整个上电过程（十几毫秒），所需要的示波器采样率和存储深度甚至更高！

很遗憾的是我经常看到有工程师用一台每通道仅有 10K 存储深度的示波器进行上面的电源测试 !!! 由此而愈发的感觉到作为示波器厂商有必要付出更多的精力和时间帮助工程师们建立使用示波器的正确观念。这也是我们深圳 office 写系列文章的初衷。

存储深度对 FFT 结果的影响

在 DSO 中，通过快速傅立叶变换（FFT）可以得到信号的频谱，进而在频域对一个信号进行分析。如电源谐波的测量需要用 FFT 来观察频谱，在高速串行数据的测量中也经常用 FFT 来分析导致系统失效的噪声和干扰。对于 FFT 运算来说，示波器可用的采集内存的总量将决定可以观察信号成分的最大范围（奈奎斯特频率），同时存储深度也决定了频率分辨率 Δf 。如果奈奎斯特频率为 500MHz ，分辨率为 10kHz ，考虑一下确定观察窗的长度和采集缓冲区的大小。若要获得 10kHz 的分辨率，则采集时间至少为： $T = 1/\Delta f = 1/10\text{kHz} = 100\text{ms}$ ，对于具有 100KB 存储器的数字示波器，可以分析的最高频率为：

$$\Delta f \times N/2 = 10\text{kHz} \times 100\text{KB}/2 = 500\text{MHz}$$

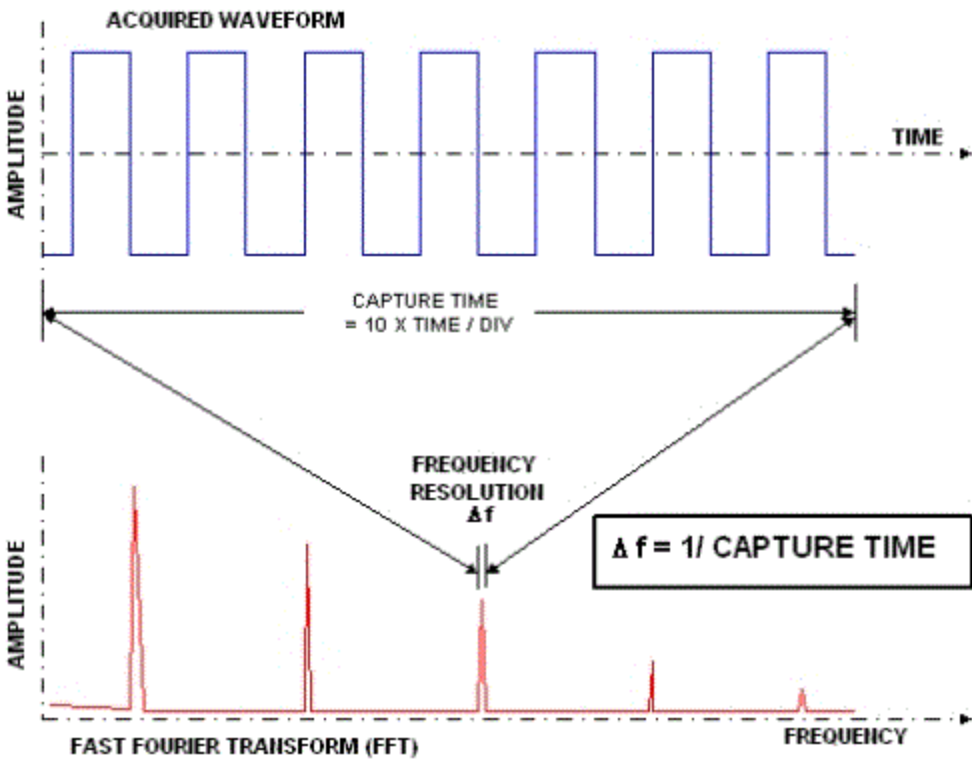


图 11 示波器的 FFT 运算

在图 12 所示的例子中，266 MHz 信号受到来自 30 kHz 噪声源的拾拾噪声的影响。FFT (下方的轨迹)显示了以 266 MHz 为中间、相距 30 kHz 的一系列峰值。这种失真十分常见，可能是由于开关式电源、DC-DC 转换器或其它来源的串扰导致的。它也可能是由故意使用扩频时钟导致的。



图 12 力科示波器的 FFT 分析

对于 DSO 来说，长存储能产生更好的 FFT 结果，既增加了频率分辨率又提高了信号对噪声的比率。另外，针对某些应用，一些非常细节的信息需要在 20Mpts 的存储深度下才能分析出来，如图 13、14 所示

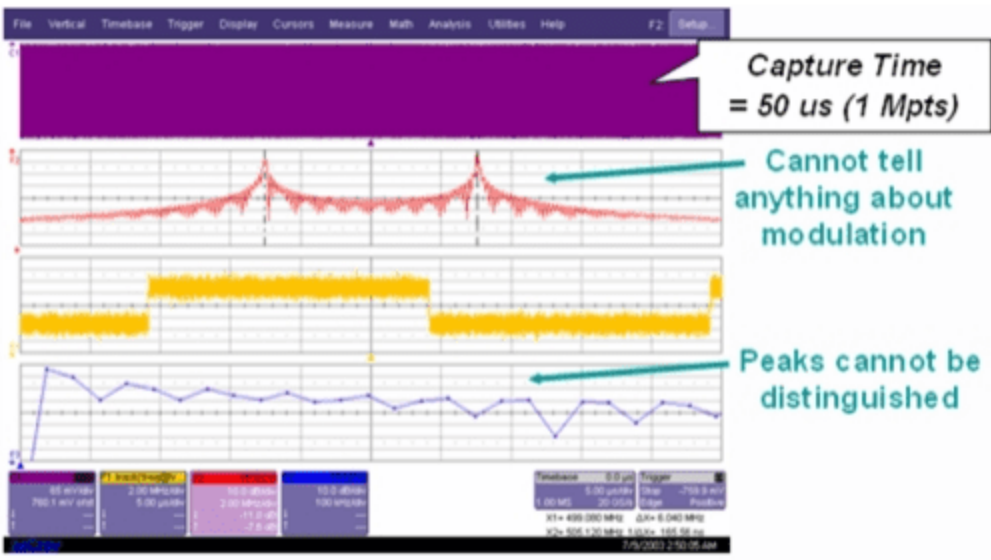


图 13 1M 点的 FFT 结果无法了解有关调制的信息

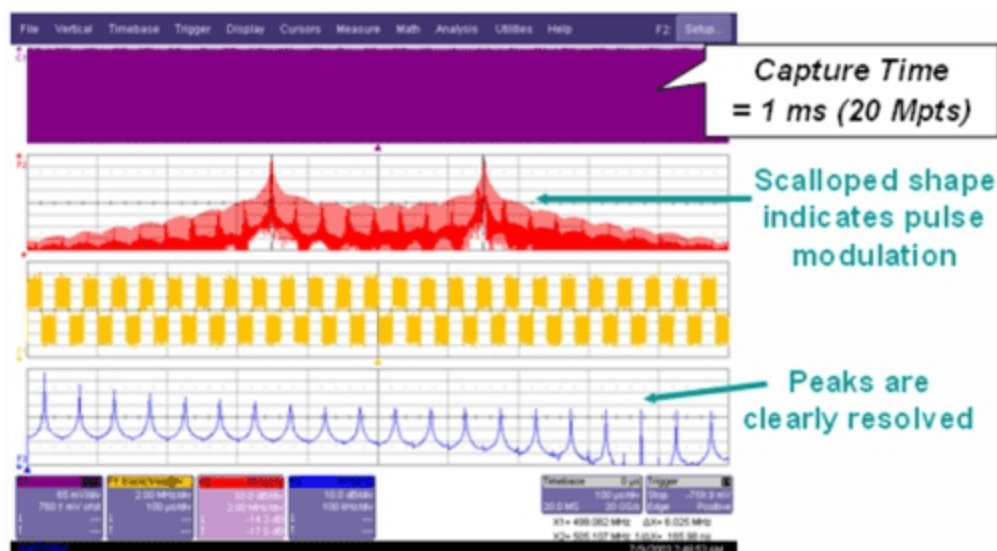


图 14 20M 点的 FFT 清晰的确认了时钟的双峰分布及相关调制规律

需要指出的是，对于长波形的 FFT 分析需要示波器超强的数据处理能力，这往往超出了某些示波器的运算极限。力科示波器最大可以做 25M 点的 FFT，业内 T 公司的示波器最大则只能做 3.125 M 点的 FFT 分析。

高速串行信号分析需要真正意义的长存储

抖动分析和眼图测试已成为分析高速串行链路的重要手段，也成为评估高端示波器的重要参考。

当使用示波器进行抖动测试时，高速采集内存长度是示波器进行抖动测试的关键指标。高速内存长度不仅决定了一次抖动测试中样本数的多少，还决定了示波器能够测试的抖动频率范围。这是因为所有的抖动都具有不同的频率分量，其通常从 DC 直流到高频部分。示波器单次采集时间窗口的倒数即表明了抖动测试的频率范围。例如，你用一个具有 20G 采样/秒(S/s)的采样率和 1M 采样内存的示波器捕获一个 2.5Gbps 信号，那么你的示波器屏幕上就能捕捉到 50 微秒长的一段波形，意味着你能捕获到一个频率为 20kHz 的低频抖动周期。同样的，对于 20GS/s 采样率 100M 存储深度（如力科的 SDA6000AXXL），则可以捕获到 200Hz 的低频抖动周期。

而传统示波器设计时采用将高速采集前端(多达 80 颗 ADC)和高速内存在物理上用一颗 SoC 芯片实现，由于有太多功能在一个芯片内部，导致片内高速内存容量的限制(在 40GS/s 下一般小于 2M)，只能测量到 20KHz 以上的抖动，并且当需要测试低频抖动时，无法对内存扩展升级。对于大多数应用，测试和分析 200Hz 到 20KHz 范围内的抖动信息非常重要。为了弥补这种设计结构的缺陷，这类示波器会采用外部的低速存储器弥补片内高速内存，但外部存储器不能在高采样率下工作，一般只能提供 2GS/s，无法提供有意义的抖动测试结果。例如，当使用 40GS/s 实时高速采集时，512K 内存一次采集数据量仅为 12.5us，只能测试频率范围为 80K 以上的抖动。在各种串行总线和时钟抖动测试中都很难满足测试要求。

在眼图测试中，由于力科率先采用的软件时钟恢复（CDR）技术已成为行业标准，在高速串行总线大行其道的今天，需要示波器有更强的数据处理能力对大量的数据样本做实时的眼图分析。例如

，对 PCIE-G2 等眼图分析都需要一次对 1 百万个 UI 的数据进行测量，并非所有厂商的示波器都能像力科示波器一样能对所有捕获到的数据样本做实时的、动态的眼图测量。



图 19 力科示波器对一次性捕获到的 494.046K 数据做眼图的结果

示波器基础系列之三 —— 关于示波器的触发功能

(编者按: 残奥会闭幕了, 但没有太多人关心, 人们在关心“风暴”——世界上最发达的国家的金融风暴, 世界上人口最多的国家的奶粉风暴。“你喝过三鹿奶粉了吗?” 中国的每一个父母都对自己的子女的作为个体异常地关心呵护, 但这些家长本身作为个体成为社会系统的一分子的时候, 不知道为什么这个社会系统集体性地缺少了社会责任感。 23 家的奶粉全部有问题, 但国外品牌一家都没有问题。天啊, 中国人真的那么丑陋吗?)

天下兴亡, 匹夫有责。但除了关心点天下大事之外, 我每天还是继续着实现我的职业使命——让中国的工程师用上世界上最好的示波器! 这种使命感让我有动力在周末的清晨敲打键盘完成本周的文章。

我们都知道, 心里想的和嘴上说的总是有差距, 想表达出自己想的是每个人一辈子的功课。将嘴上说变成纸上写的又是一个升级过程。“写下来”是帮助我们准确深入理解某些概念的一种训练, 在学生时代我们常要接受这样的训练。

这周我要分享的话题是关于示波器的触发功能。我很早就有写这样的文章的想法了, 但因为说和写的差距, 我常讲触发但写下来并不容易, 今天终于完成了上篇。这是针对初学者的, 很多已了

解示波器的工程师不需要阅读此文了。 我对我的表达的准确性和方式很是惶恐，总觉得没有写好，上周日就写了初稿，上周一就发给同事寻求修改意见，今天又做了适当修改。如果大家有什么修改意见请给我反馈，我希望以后初学者读完此文就完全明白了触发是什么概念，不再只会 Auto Set up 了。希望通过大家的集思广益来帮我完成这个想法。 请记住，分享是快乐的。

上篇中我们谈到了触发的一些基本概念。下篇我们首先总结下触发功能的含义，然后对各种触发方式做简单解释。

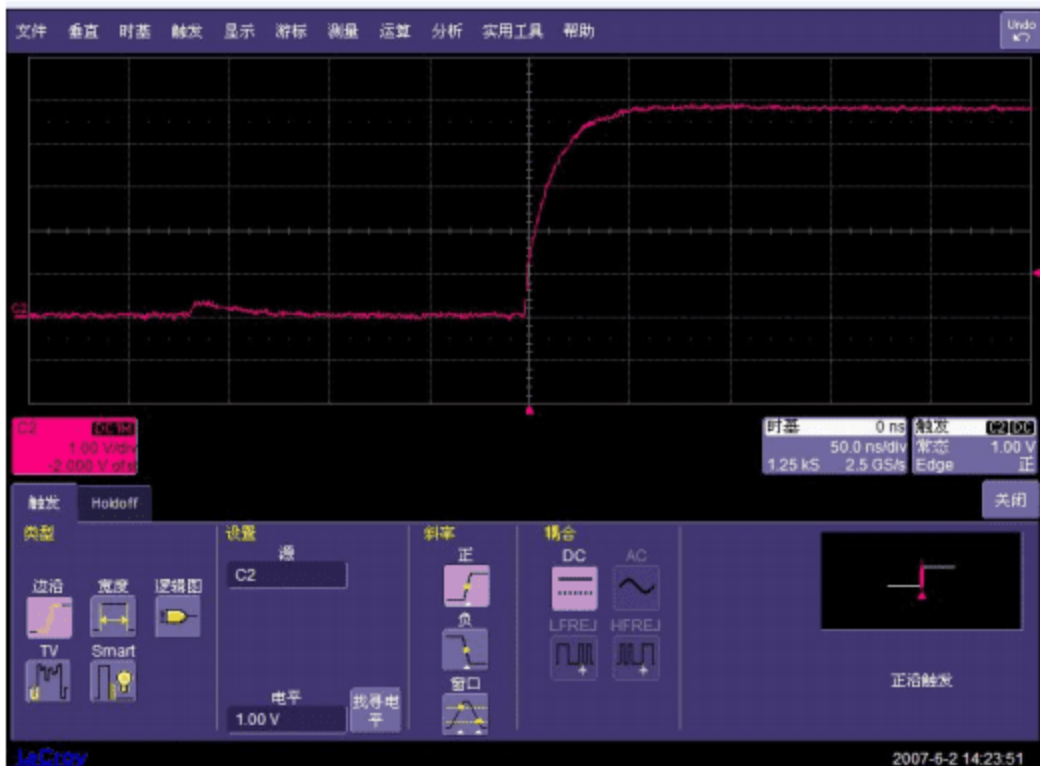
触发功能：示波器的触发功能主要有两点，第一，隔离感兴趣的事件。第二，同步波形，或者说稳定显示波形。隔离感兴趣的事件，就是在触发点处隔离的事件是满足触发条件的信号。如下图所示，在触发点隔离的事件是总小于 47.5ns 或大于 52ns 的脉宽，该脉宽的计算是以触发电平穿越触发点处的脉宽波形的交叉点处的时间间隔。



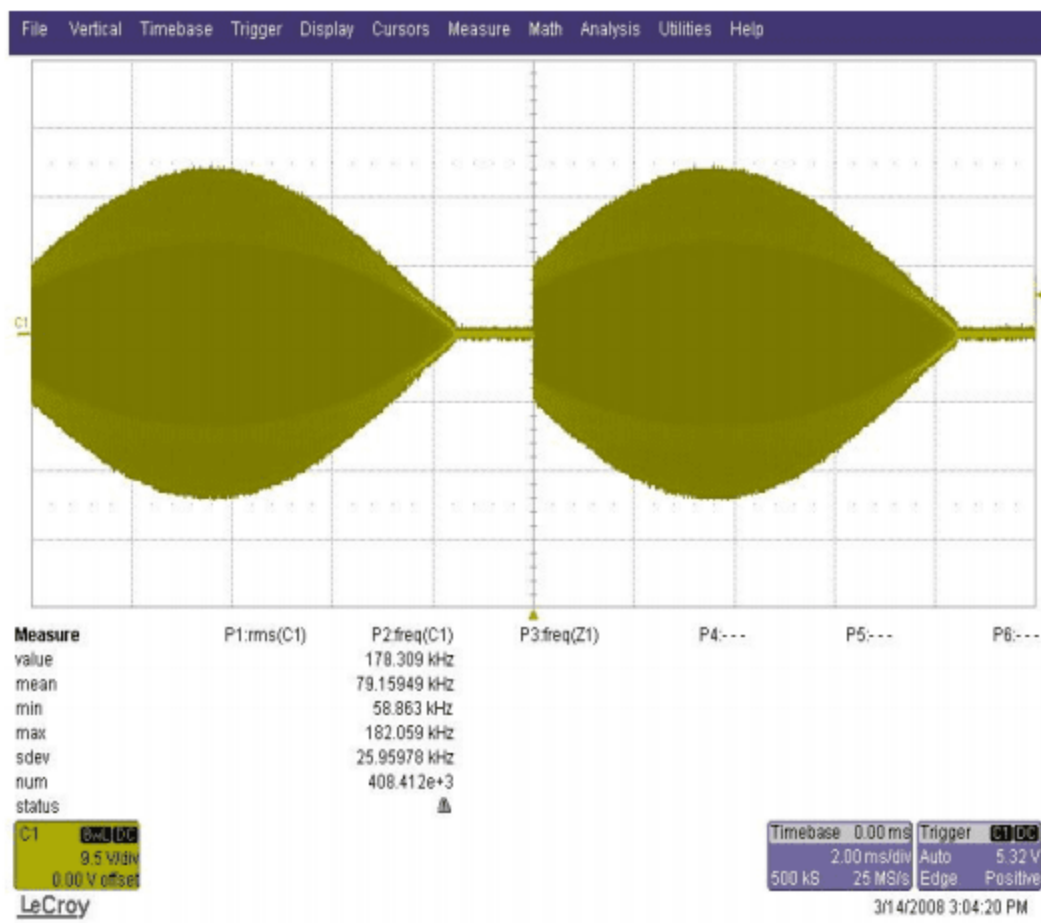
图一 触发的首要功能是隔离感兴趣的事件 同步波形，就是找到一种触发方式使波形不再“晃动”，也就是找出信号的规律性来同步信号。如图二所示的信号，每组数据包里有四个脉冲，这四个脉冲并不是等时间间隔的，如果用上



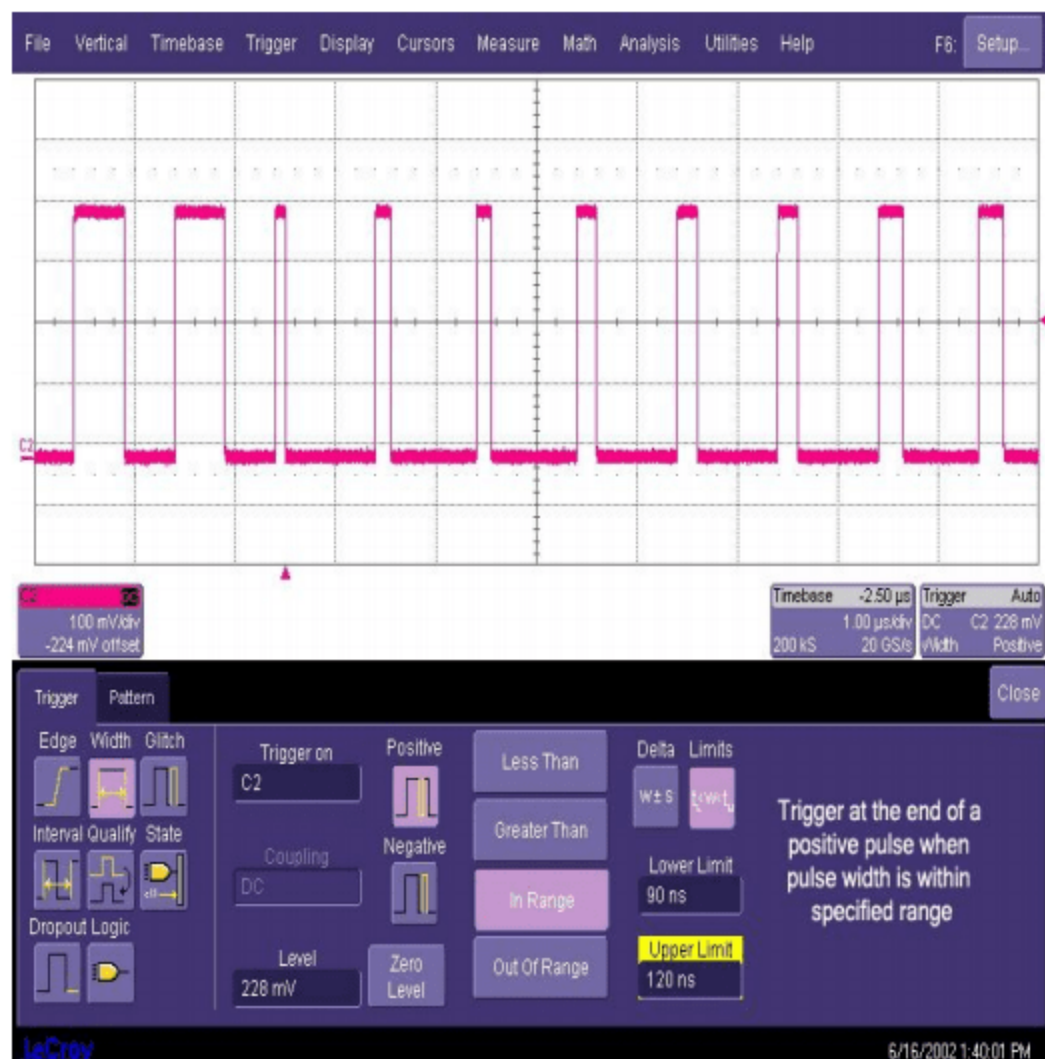
图二 同步信号使波形能稳定显示升沿触发，则波形不能同步，视觉上在“晃动”，但是每组数据包是等时间间隔到来的，如果以每组数据包的第一个脉冲的上升沿作为触发源，则能稳定显示波形。因此可以用边沿延迟触发，在前一个上升沿到来之后，延迟一段时间再触发下一个上升沿，在上例中需要延迟的时间为标识的蓝色的时间间隔部分。下面我们逐一解释各种触发方式。**边沿触发 (Edge)**：边沿触发是最常用最简单最有效的触发方式，绝大多数的应用都只是用边沿触发来触发波形。边沿触发仅是甄别信号的边沿、极性和电平。当被测信号的电平变化方向与设定相同(上升沿或下降沿)，其值变化到与触发电平相同时，示波器被触发，并捕捉波形。如图三所示，在触发点停留的总是上升沿。上升沿在上升的过程中如果能达到触发电平的高度就被触发，否则在 Normal 模式下示波器上的波形静止不动，示意波器的右下角提示“waiting for triggering”



图三 边沿触发由边沿触发引伸的是边沿延迟触发 (holdoff)，前面在解释示波器触发的第二个功能时有提到。每次触发到前一个边沿之后，等待设定的延迟时间或延迟事件再触发下一个满足条件的边沿，最长可延迟 20s 或 9,999,999 个事件。事件是相对于触发电平而言，在图二的例子中触发电平在图示位置，需要延迟 3 个事件；如果触发电平超过矮脉冲的高度，则延迟两个事件。图三是一个实际的测试案例，包络是一系列频率和幅值变化的正弦波信号，客户需要知道频率的最大值和最小值。如果不能稳定触发则每次通过停止波形然后调节测量参数的门限来统计多次测量的最大最小值，非常繁琐。如果用边沿延迟触发方式同步该波形，测量的门限固定在一个范围内，利用统计功能测量出持续捕获到的包络的频率最大值和最小值。



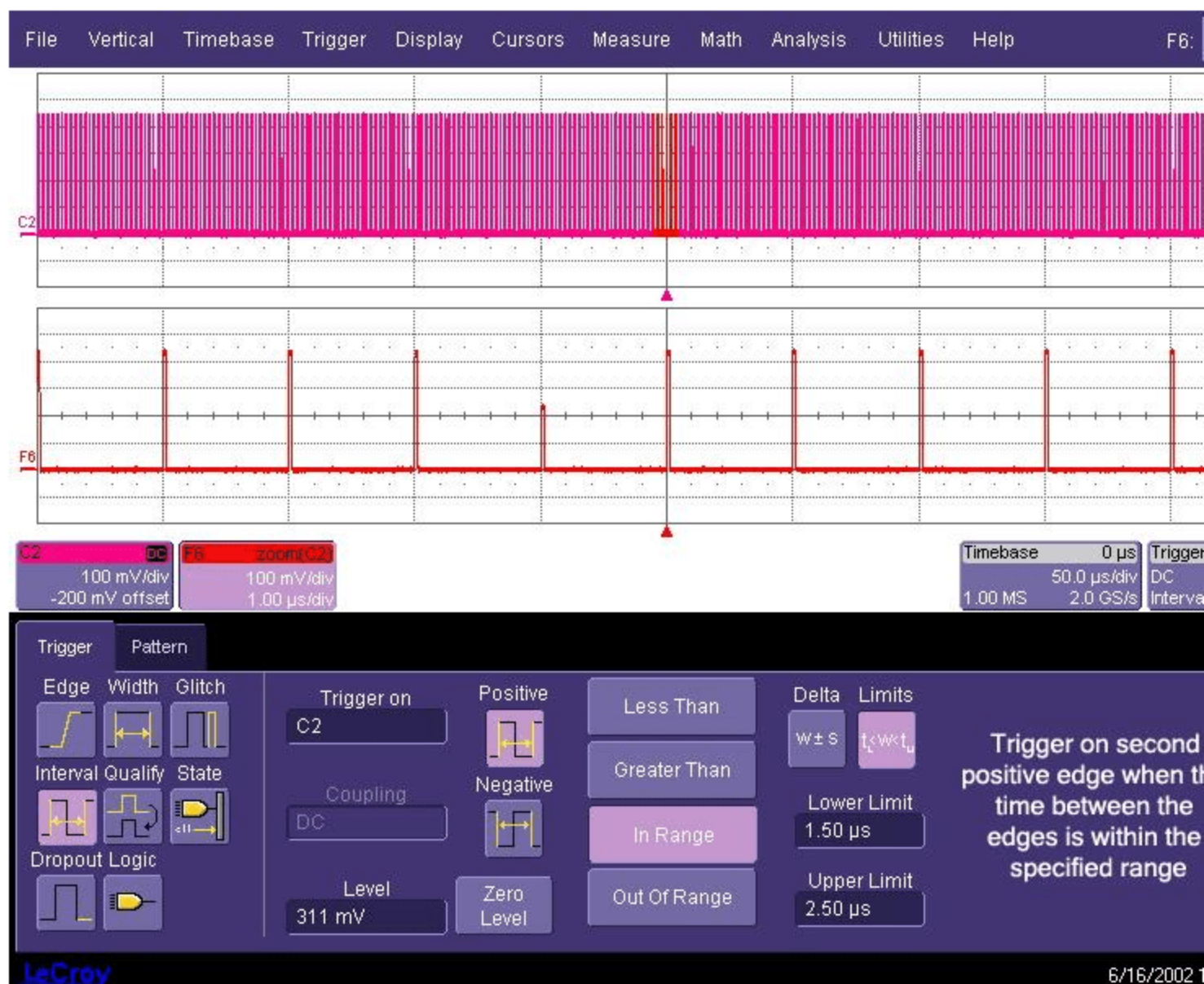
图四 边沿延迟触发**宽度和毛刺触发**：根据信号宽度值/毛刺值触发，可选正向或负向宽度/毛刺，可用于捕捉信号中的罕见宽度/毛刺信号。图五的触发设置含义是，当 C2 的脉冲在触发电平处的正脉宽在 90ns 和 120ns 之间时被隔离，触发点停留的位置是脉冲的下降沿。如果触发的是负脉宽，则触发点停留的位置是脉冲的上升沿。脉宽的范围定义可以是小于，大于，在范围内或范围外。毛刺触发和宽度触发类似。



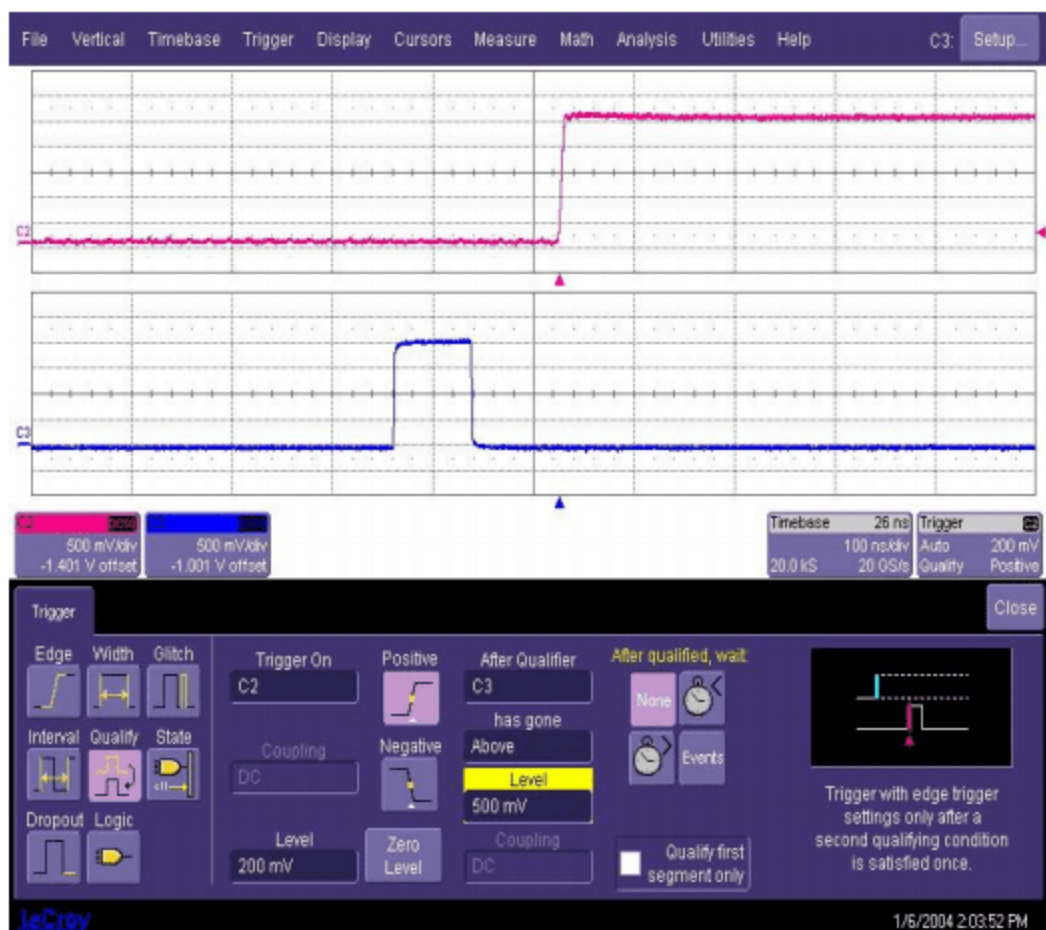
图五 宽度/毛刺触发 宽度/毛刺触发在实际测试中应用很多。图六的例子中，客户希望稳定显示该波形，能持续测量虚线范围内的信号的眼图，因此，可以用正宽度触发，但触发电平不得高于连续信号的最低值的位置。



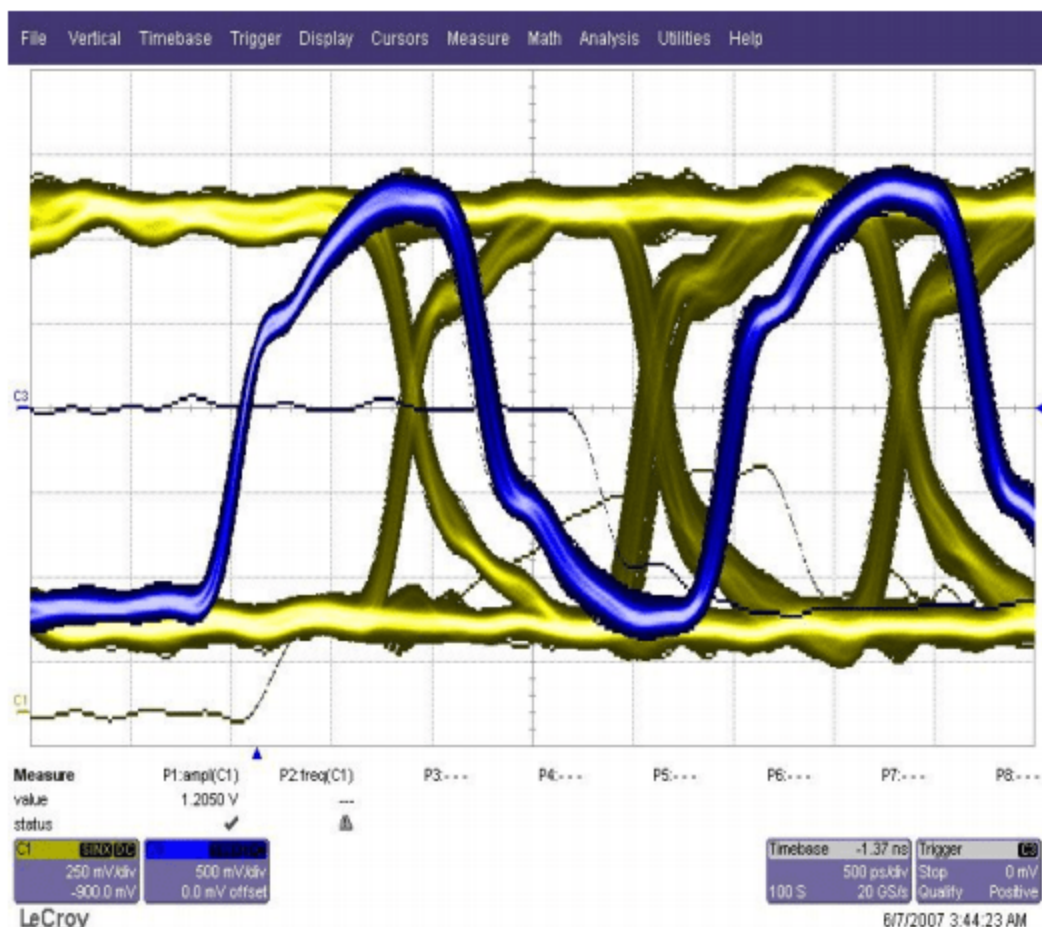
图六 宽度触发应用**间隔触发**：根据相邻的同极性的沿的时间来触发, 正到正或负到负。设定的条件也可以小于、大于、在范围内或范围外。图七的触发设置含义是：当穿越触发电平的相邻正沿之间的时间间隔在 1.5us 到 2.5us 之间时被触发。图中一定要将触发电平设置为超过欠幅的矮脉冲，否则条件永远不会满足。



图七 间隔触发**条件触发**：条件触发是两个通道之间的关联触发。当第二个波形设定条件满足一次后，在第一个波形边沿处触发。图八的触发设置含义是：在 C2 的上升沿达到触发电平 200mV 时，触发 C2 的上升沿但前提是在这之前 C3 的电平曾超过了 500mV。



图八 条件触发 条件触发常被应用在 DDR 测试中, 图九中客户为了看 data 信号 C1 的眼图, 他设置为触发 C3 的 DQS 信号, 但前提是要等 C4 的 TriggerPin 信号达到一定的电平。



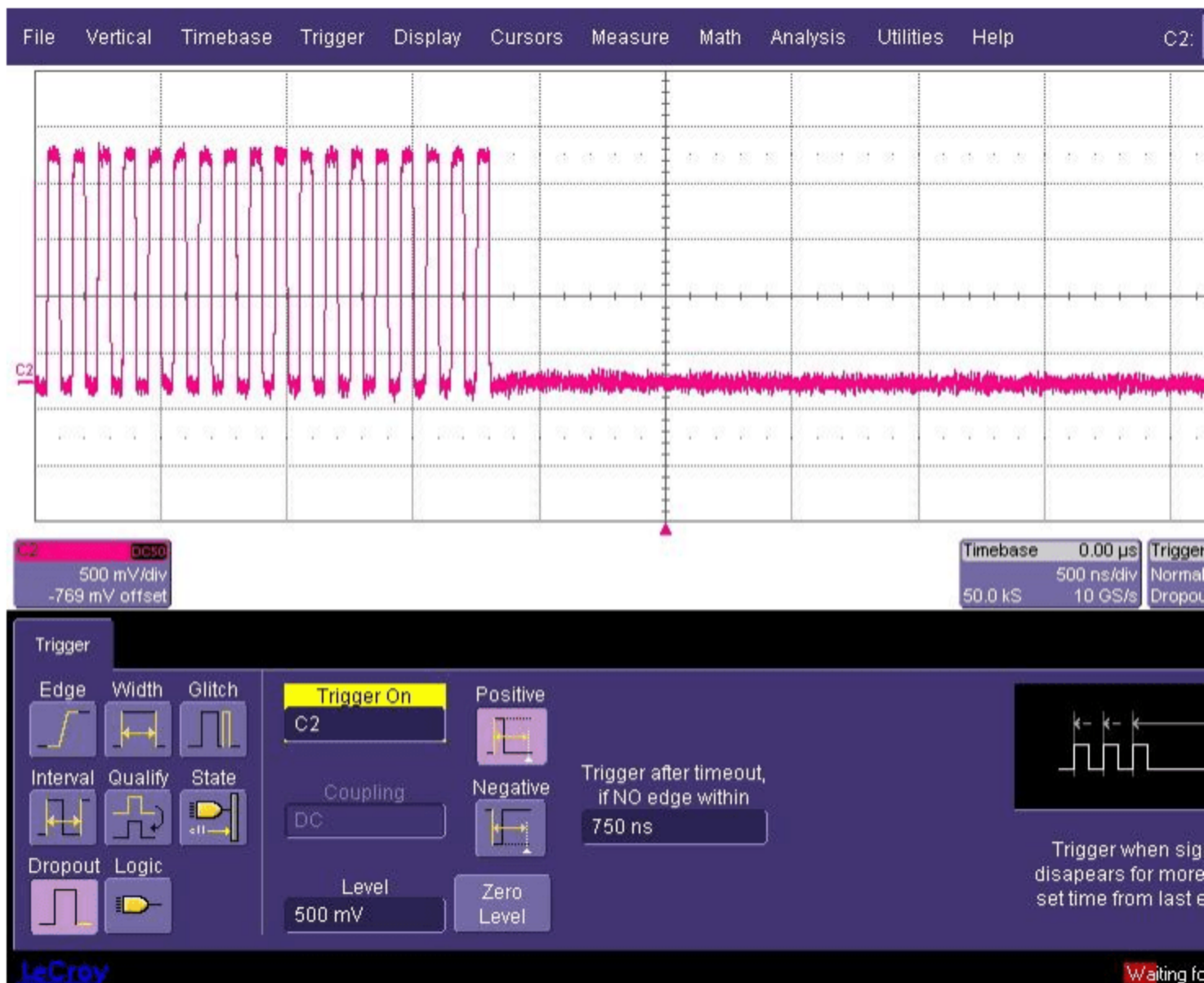
图九 条件触发的应用**状态触发**： 状态触发和条件触发类似。当第二个波形设定条件满足并**保持该状态**后, 在第一个波形边沿处触发。它要求第二个波形达到某个条件之后保持该状态。图十的触发设置含义是：在 C3 的上升沿达到触发电平 500mV 时, 触发 C2 的上升沿但前提是在这之前 C2 的电平超过了 500mV 并一直保持超过 500mV 的状态, 而且要等到 C2 的上升沿有 3 次达到触发电平之后才触发。



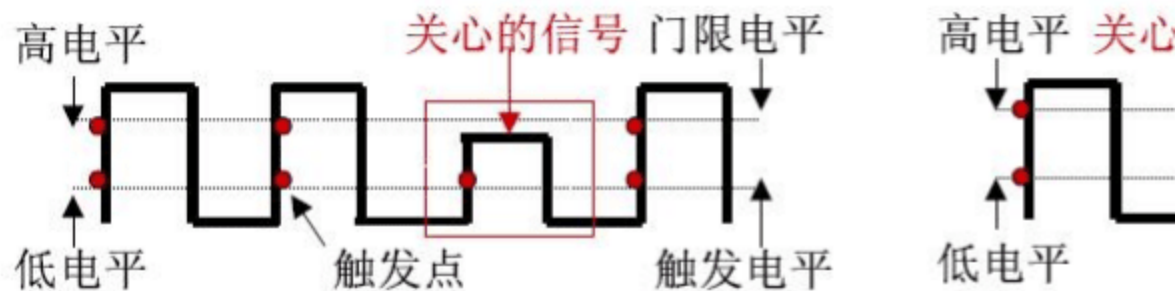
图十 状态触发**逻辑触发**:各通道信号分别同时满足所设定逻辑电平条件及所选择的逻辑关系后触发。可选逻辑条件:与 (And), 非与 (Nand), 或 (Or), 非或 (Nor)。图十一的触发设置含义是: C1 的电平低于 775mV, C2 的电平高于 500mV, C3 的电平低于 500mV, C4 的电平高于 350mV, 它们同时满足这个条



图十一 逻辑触发件时触发。**漏失触发**: 当信号最后的边沿消失了设定的时间后触发。图十二的触发设置含义是: 在 C2 的最后一个上升沿消失之后等待 750ns 被触发。



图十二 漏失触发 欠幅触发：当脉冲序列的宽度不确定，大多数脉冲信号的幅值相同，但有小概率的欠幅信号时所需要采取的一种触发方式。当脉冲穿越了第一个门限电平，但在一定的时间范围内不能穿越另外一个门限电平时被触发。如图十三所示。



图十三 欠幅触发 **TV 触发**：专门为电视信号而设计的一种触发方式，在该模式下触发电平控制不起作用。示波器使用视频信号中同步脉冲作为触发信号。**TV** 触发有两种模式，**TVF** 场和 **TVL** 行此外，还有斜率触发和各种串行数据的触发，如 I2C 触发，SPI 触发，CANBus 触发等，不再一一讨论。值得强调的是，力科的触发设置界面的右下角都有每种触发的含义的图形表示和文字解释，提供了直观的操作界面。掌握了每种触发方式的含义有助于我们在遇到实际信号时知道该使用什么样的触发方式。

示波器基础系列之五 —— 电源噪声测试

当今的电子产品，信号速度越来越快，集成电路芯片的供电电压也越来越小，90 年代芯片的供电通常是 5V 和 3.3V，而现在，高速 IC 的供电通常为 2.5V, 1.8V 或 1.5V 等等。对于这类电压较低直流电源的电压测试（简称电源噪声测试），本文将简要讨论和分析。

在电源噪声测试中，通常有三个问题导致测量不准确

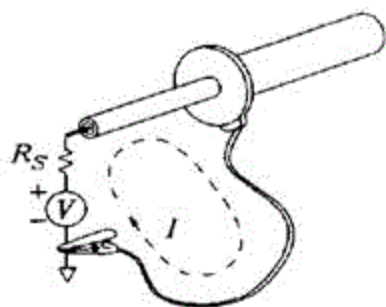
- 示波器的量化误差
- 使用衰减因子大的探头测量小电压
- 探头的 GND 和信号两个探测点的距离过大

示波器存在量化误差，实时示波器的 ADC 为 8 位，把模拟信号转化为 2 的 8 次方（即 256 个）量化的级别，当显示的波形只占屏幕很小一部分时，则增大了量化的间隔，减小了精度，准确的测量需要调节示波器的垂直刻度（必要时使用可变增益），尽量让波形占满屏幕，充分利用 ADC 的垂直动态范围。在图一中蓝色波形信号（C3）的垂直刻度是红色波形（C2）四分之一，对两个波形的上升沿进行放大（F1=ZOOM(C2), F2=ZOOM(C3)），然后对放大的波形作长余辉显示，可以看到，右上部分的波形 F1 有较多的阶梯（即量化级别），而右下部分波形 F2 的阶梯较少（即量化级别更少）。如果对 C2 和 C3 两个波形测量一些垂直或水平参数，可以发现占满屏幕的信号 C2 的测量参数统计值的标准偏差小于后者的。说明了前者测量结果的一致性和准确性。

图一 示波器 ADC 的量化误差

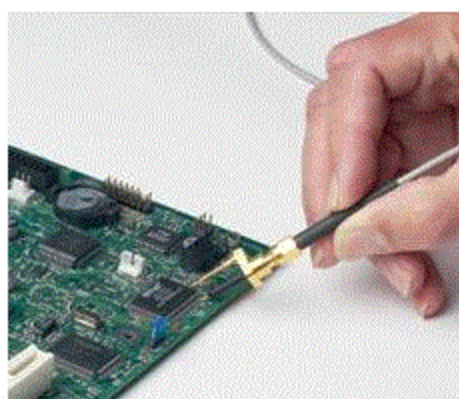
通常测量电源噪声，使用有源或者无源探头，探测某芯片的电源引脚和地引脚，然后示波器设置为长余辉模式，最后用两个水平游标来测量电源噪声的峰峰值。这种方法有一个问题是，常规的无源探头或有源探头，其衰减因子为 10，和示波器连接后，垂直刻度的最小档位为 20mV，在不使用 DSP 滤波算法时，探头的本底噪声峰峰值约为 30mV。以 DDR2 的 1.8V 供电电压为例，如果按 5% 来算，其允许的电源噪声为 90mV，探头的噪声已经接近待测试信号的 1/3，所以，用 10 倍衰减的探头是无法准确测试 1.8V/1.5V 等小电压。在实际测试 1.8V 噪声时，垂直刻度通常为 5-10mV/div 之间。

另外，探头的 GND 和信号两个探测点的距离也非常重要，当两点相距较远，会有很多 EMI 噪声辐射到探头的信号回路中（如图二所示），示波器观察的波形包括了其他信号分量，导致错误的测试结果。所以要尽量减小探头的信号与地的探测点间距，减小环路面积。



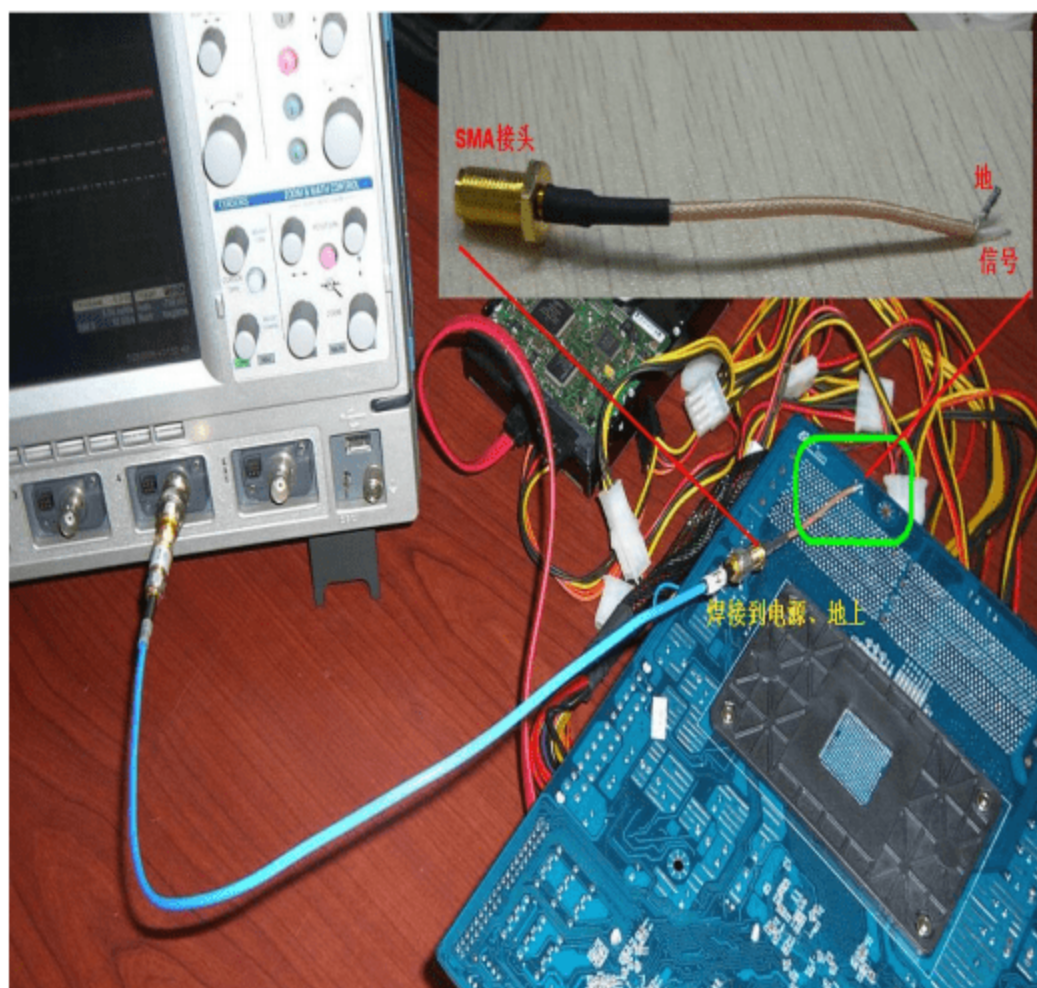
图二：探头上的信号电流回路

对于小电源的电压测试，我们推荐衰减因子为 1 的无源传输线探头。使用这类探头时，示波器的最小刻度可达 2mV/div，不过其动态范围有限，偏移的可调范围限制在 $\pm 750\text{mV}$ 之间，所以，在测量常见的 1.5V、1.8V 电源时，需要隔直电路（DC-Block）后再输入到示波器。



图三：力科 PP066 探头示意图

如图三为力科 PP066 探头，该探头的地与信号的间距可调节，探头的地针可弹性收缩，操作起来非常方便。通过同轴电缆加隔直模块后连接到示波器通道上。也可以把同轴电缆剥开，直接把电缆的信号和地焊接到待测试电源的电源和地上。在图四中把 SMA 接头的同轴电缆的一段剥开，焊接到了电脑主板的 DDR2 供电的 1.8V 上面，测量其电源噪声。



图四 测量某电脑主板 DDR2 的 1.8V 的电源噪声

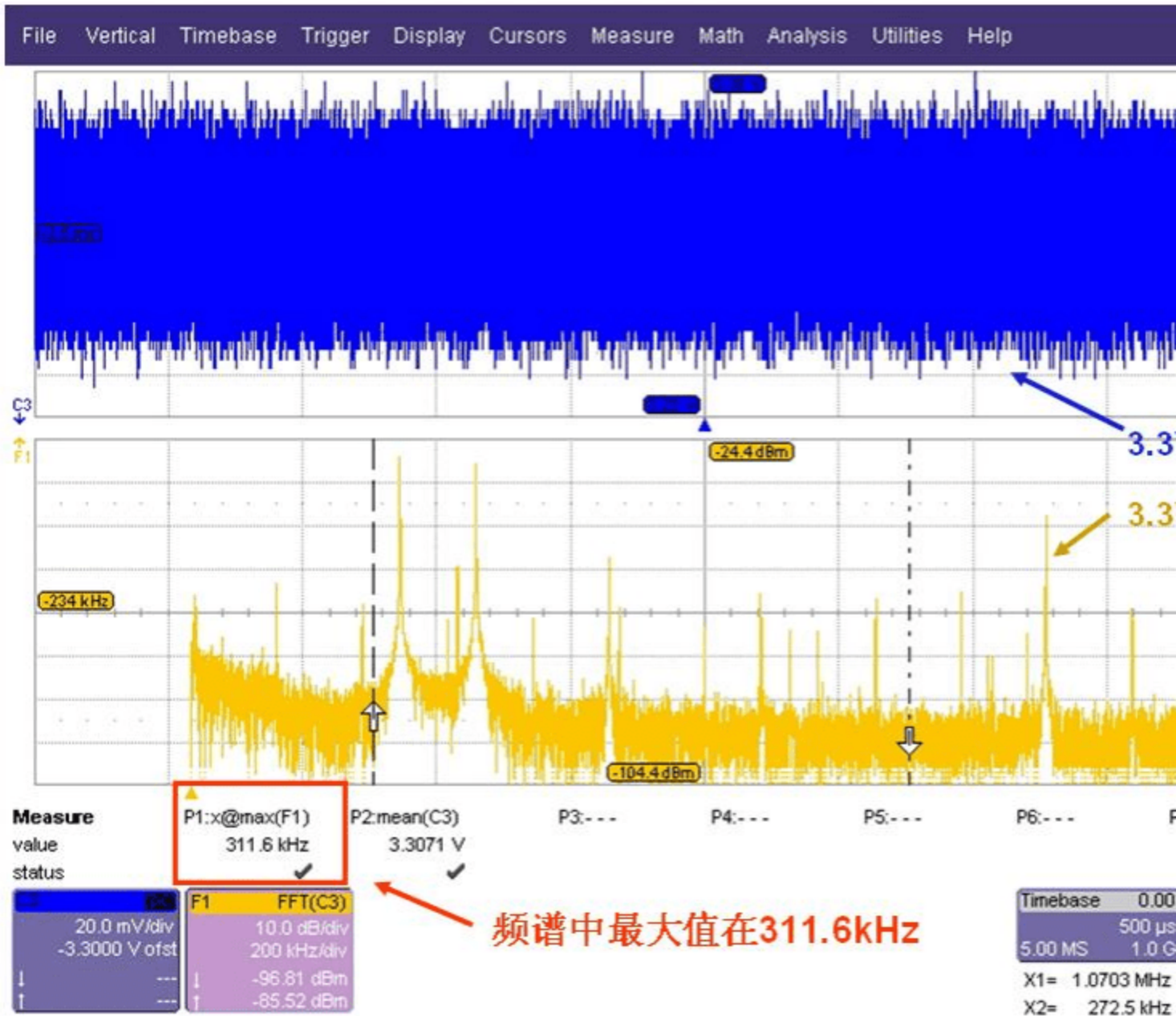
在电源噪声测试中，还存在示波器通道输入阻抗选择的争议。示波器的通道有 DC50/DC1M/AC 1M 三个选项可选（对于高端示波器，可能只有 DC50 一个选项）。一些工程师认为应该使用 1M 欧的输入阻抗，另一些认为 50 欧的输入阻抗更合适。

在测试中我们发现：如果使用 1 倍衰减的探头测试，当示波器通道输入为 1M 欧时，通常其测量出的电源噪声大于 50 欧输入阻抗的。原因是：高频电源噪声从同轴电缆传输到示波器通道后，当示波器输入阻抗是 50 欧时，同轴电缆的特性阻抗 50 欧与通道的完全匹配，没有反射；而通道输入阻抗为 1M 欧时，相当于是高阻，根据传输线理论，电源噪声发生反射，这样，导致 1M 欧输入阻抗是测试的电源噪声高于 50 欧的。所以，测量小电源噪声推荐使用 50 欧的输入阻抗。

在准确测量到电源噪声的波形后，可以计算出噪声的峰峰值，如果电源噪声过大，则需要分析噪声来自哪些频率，这时，需要对电源噪声的波形进行 FFT，转化为频谱进行分析。FFT 中信号时

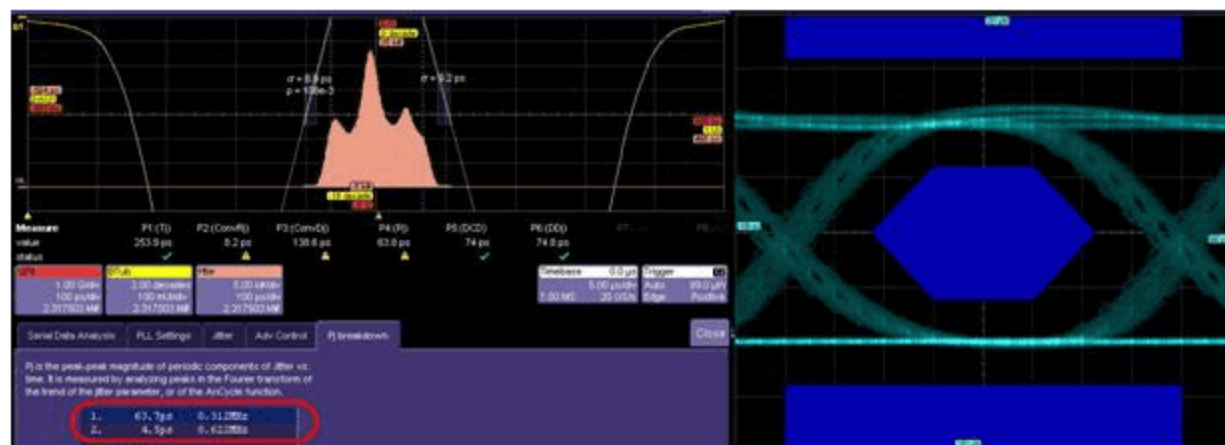
间的长度决定了 FFT 后的频谱分辨率，在力科示波器中，支持业界最大的 128M 个点的 FFT，能准确定位电源噪声来自于哪些频率（其频谱分辨率是同类仪器的 40 倍以上）。

图五：测量某 3.3V 的电源噪声



图五 测量某 3.3V 的电源噪声

如图五所示为某光模块的 3.3V 电源的噪声。其噪声的频谱最高点的频率为 311.6KHz。这个光模块输出的 1.25Gbps 光信号的抖动测试中发现了同样的 312KHz 的周期性抖动。在图六中可以看到，把 1.25G 串行信号的周期性抖动分解后(Pj breakdown 菜单)，发现 312KHz 的周期性抖动为 63.7 皮秒，在眼图中也明显可以观察到抖动。通过这个案例说明，电源噪声很可能导致一些高速信号的眼图和抖动变差。对电源噪声进行频谱分析，能有效定位噪声的来源，指引调试的方向。



图六：某 1.25Gbps 信号的抖动和眼图测试结果

在使用示波器测量电源噪声时，为了保证测量精度，需要选择足够的采样率和采集时间。

推荐采样率在 500MSa/s 以上，这样奈科斯特频率为 250M，可以测量到 250MHz 以下的电源噪声，对于目前最普及的板级电源完整性分析，250M 的带宽已足够。低于这个频率的噪声可以使用陶瓷电容、PCB 上紧耦合的电源和地平面来滤波。而高于这个频率的只能在封装和芯片级的去耦措施来完成了。

波形的采集时间越长，则转化为频谱后的频谱分辨率（即 Δf ）越小。通常我们的开关电源工作在 10KHz 以上，如果频谱分辨率要达到 100Hz 的话，至少需要采集 10ms 长的波形，在 500MSa/s 采样率时，示波器需要 $500\text{MSa/s} \times 10\text{ms} = 5\text{M pts}$ 的存储深度。

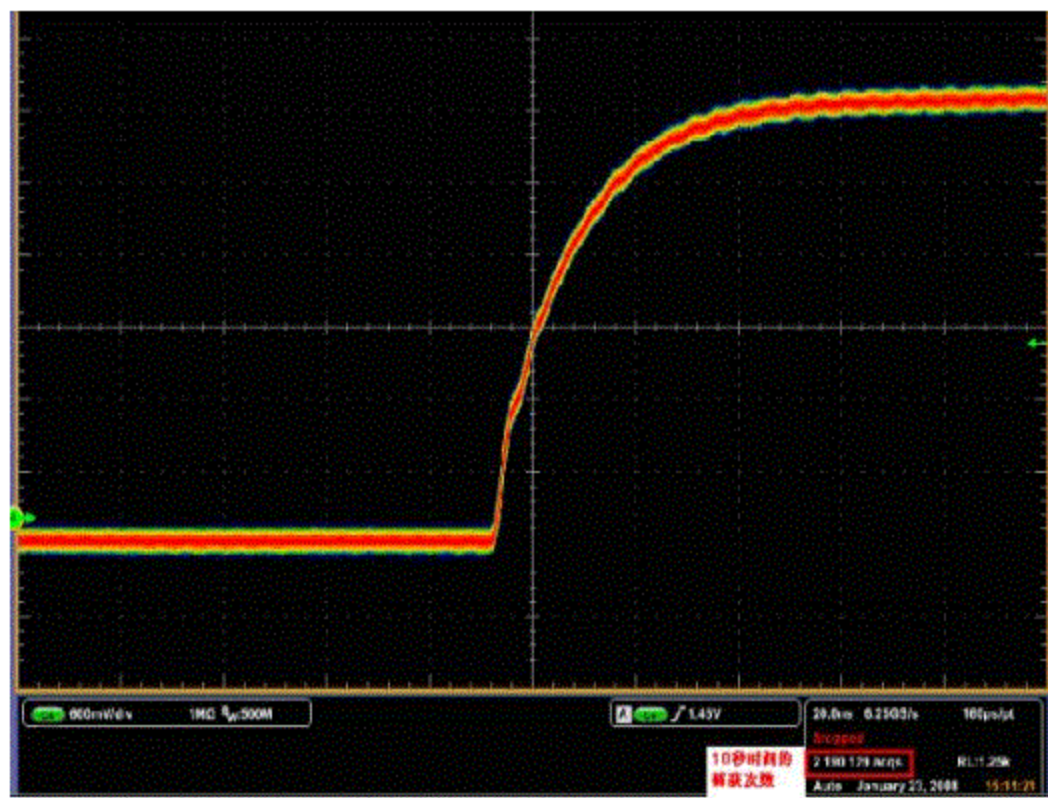
总结：本文简要介绍了电源噪声测试中的注意事项和分析方法。欢迎读者与笔者联系，交流电源噪声测试的技术。

示波器基础系列之六 —— 关于示波器的顺序模式

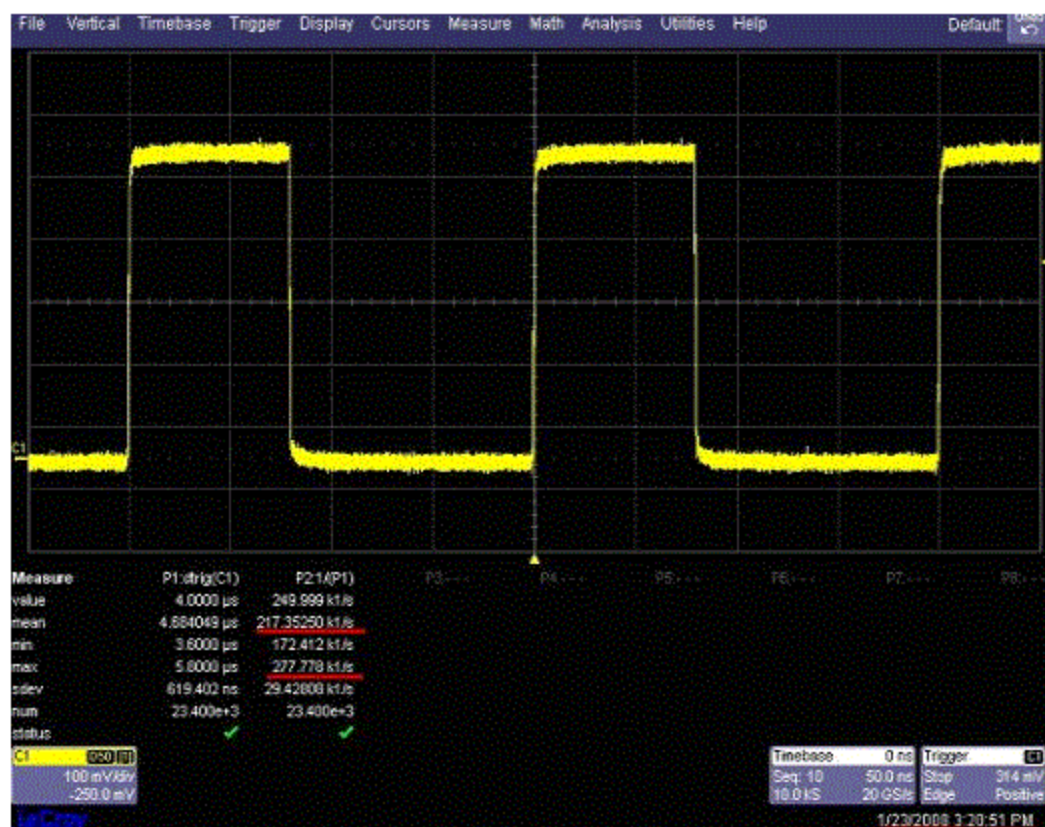
通常情况下，示波器都是工作在实时模式，但对某些应用，我们需要利用示波器的一些特别的工作模式。顺序模式是一种特别的工作模式，并不是在实时模式下的一种功能。在这种特别模式下实时模式下的某些功能都失效了。在介绍一个新功能前，我总先要回忆一下当年我刚到力科时我的“老师们”是怎么解释这个功能的。“力科的顺序模式就如 Tek 的 DPX 模式，这就好比百事可乐和可口可乐，T 公司先注册了 DPX，所有我们不能再叫 DPX 了，但其实两种功能的目的差不多。很多人都知道 DPX，却很少有人知道顺序模式，但其实顺序模式比 DPX 模式强大得多！”这段话我至今未忘。下面我来解读类似但又区别于可口可乐的“百事可乐”——力科的顺序模式。

在 DPX 模式下，信号经过放大器、ADC 之后没有送到存储器而是直接送到屏幕上累积显示，因此，在这种模式下波形的刷新率很高，使得死区时间极大地减小，但该功能仅止于看看屏幕上的波形有没有异常的。在实时模式下因为刷新率低可能会漏掉这些异常。这个“看看有没有异常”的功能成为 T 公司示波器的标志。T 常年累月持续不断广告轰炸，传递的信息就是证明“看看”的重要性，而且 T 将有这种功能的示波器定

义为第三代示波器。那么 DPX 的刷新率到底有多快？顺序模式的刷新率和它具有可比性吗？有次 PK 大战中，我们比较了这一点。下面是两张拷屏。时间都是 2008 年 1 月 23 日。T 的 DPX 表现不错，捕获率达到了每秒 21.9 万次。力科的顺序模式表现更好，最大达到了每秒 27.7 万次，如果减小时基，让屏幕上只显示一个上升沿，那么力科的波形捕获率更高，可以达到每秒 30 万次以上。



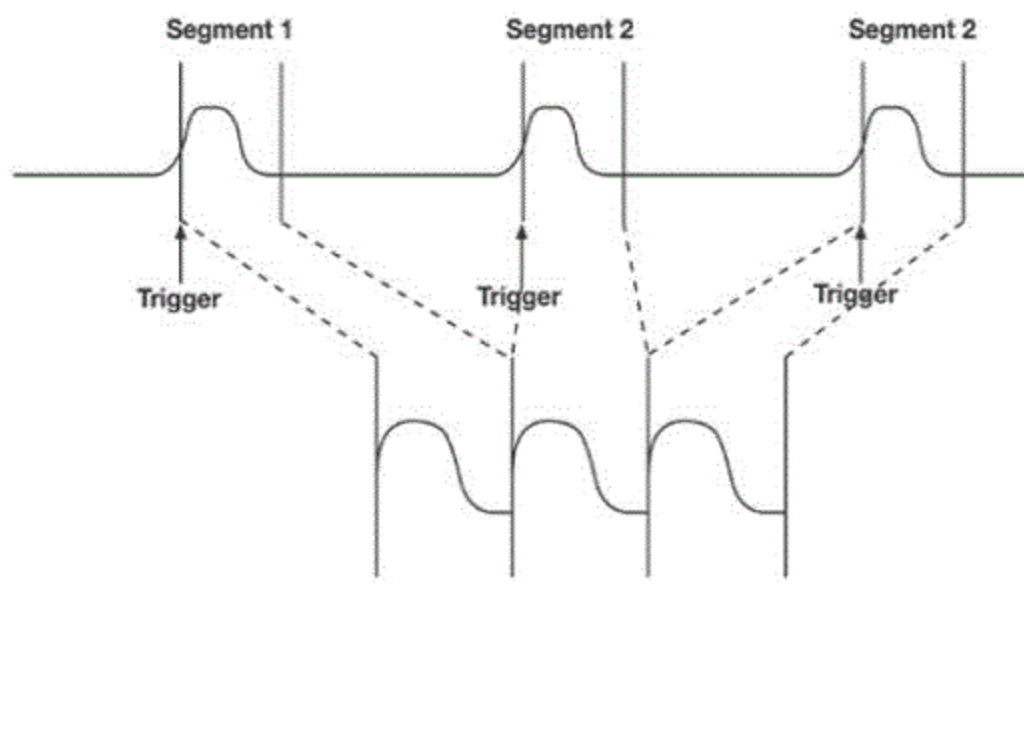
图一 T 公司的 DPX 捕获率为每秒 21.9 万次



图二 力科的顺序模式的波形捕获率为平均每秒 21.7 万次，最大达到每秒 27.7 万次

稍微了解 DPX 的原理的人们都知道，在 DPX 模式下是不能进行参数测量的，但 T 公司要强调他们可以显示测量结果，但其实这显示的结果并不是屏幕上的数据对应的结果！！我不知道这结果对应的数据来源于哪里。

所谓顺序模式，就是将示波器的存储空间分成了若干等份，每个小的空间里存放触发到的波形，触发一次，存放一次。如图三所示。



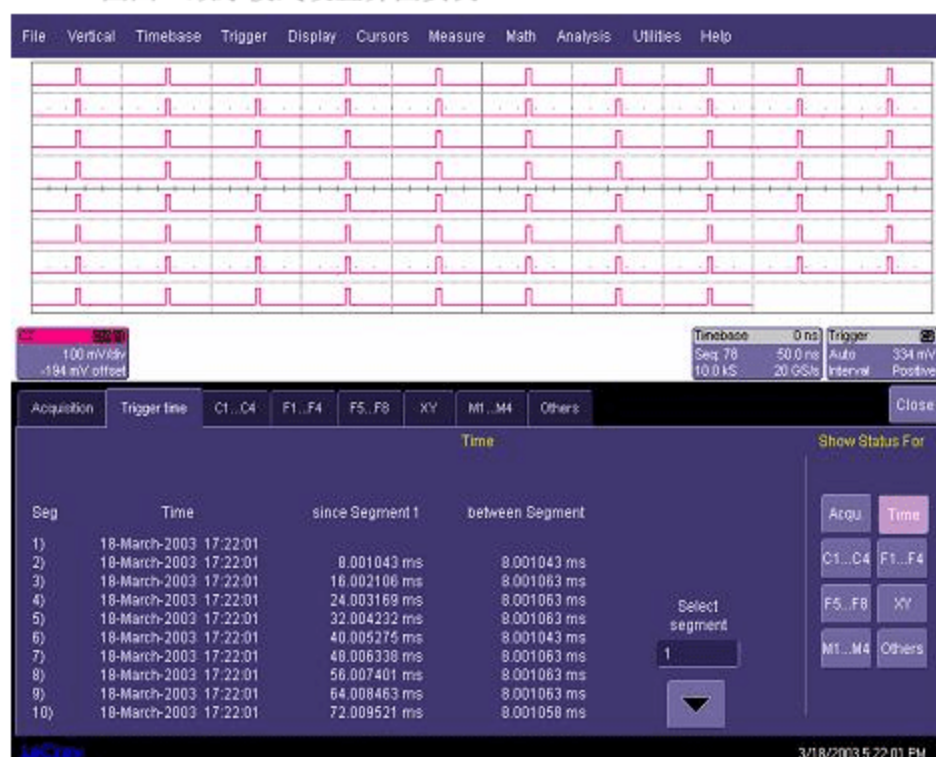
图三 顺序模式的工作原理

示波器通过忽略掉事件之间无用的周期信号使得捕获率达到了每秒 30 万次以上。您能将存储空间分成多少等份，取决于存储深度，譬如在 32MS 的存储深度下可以分成 10,000 等份，在 100MS 的存储深度下可以分成 25,000 等份。这种模式下屏幕上看到的完整的波形由在单次采样模式下得到的一定数量的固定大小的数据段组成。您可以选择所捕获的数据段的编号，从而单独选择每个数据段，使用运算和测量工具对它进行处理。利用顺序模式，您可以限制相邻的数据段触发事件之间的死区时间。这死区时间可能是 $1\mu s$ 、 $1ms$ 甚至是一个上午的时间，这和 DPX 的实现原理是不一样的。您还能够以采样时基的全精度测量选定数据段中事件之间的时间。设备利用顺序时基设置来确定每个数据段的捕获时间： $10 \times \text{time/div}$ 。和该设置一起，示波器利用所希望的数据段数量、最大段长度和总的可用存储器来确定采样、段、时间或数据点的实际数量。

图四是力科示波器设置顺序模式的界面。在 Timebase 菜单中，首先将采样模式设置为 Sequence，选择 Num Segments 为某个数值，这里设置为 78 了。屏幕上显示的是 78 个脉冲。（如果将时基设置由 $50ns/div$ 改为 $500ns/div$ ，屏幕上看到的脉冲可能就不是 78 个了。）这 78 个脉冲是在什么时刻出现的？相邻两次出现的时间间隔是多少？我最期待客户看到这一步时间问这个问题，因为这将会使我表达出力科的顺序模式和 DPX 的区别来。顺序模式可以打开时间标签，查看每次触发到的波形的时刻，可以查看相邻两次的的时间间隔。这种功能太有用了。譬如在有些应用中偶尔来一个脉冲，相邻脉冲之间隔了几十毫秒，通过顺序模式就可以将每个脉冲显示出来，而且可以知道每个脉冲的到来时刻，而且可以选择每段的脉冲作为测量和运算函数的输入。可以用来测量！这是顺序模式和 DPX 的又一重大差别。

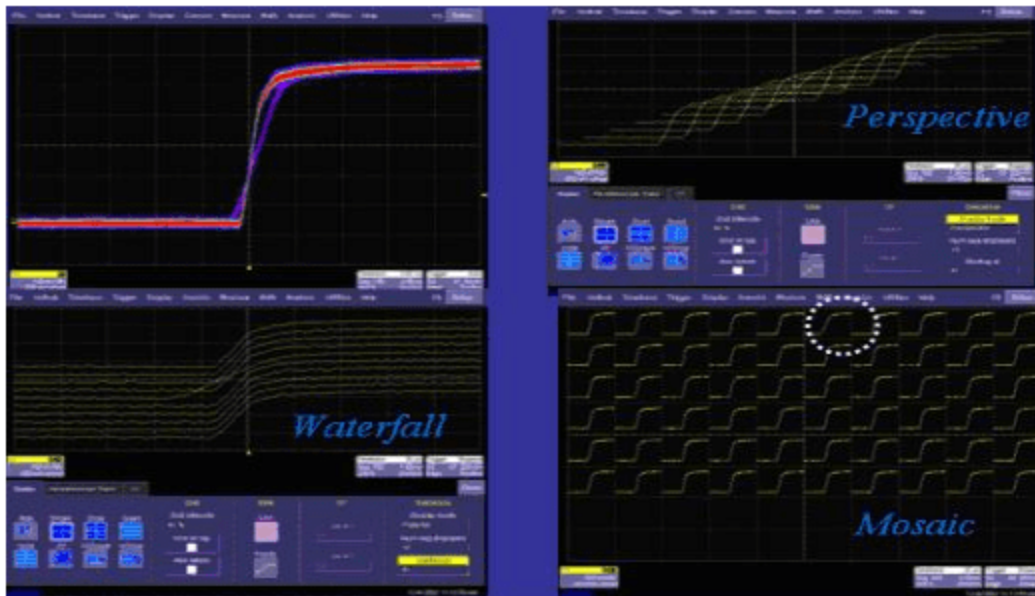


图四 顺序模式设置界面实例



图五 通过时间标签查看分段时标

图五 通过时间标签查看分段时标 此外，在顺序模式下的波形显示方式除了上面显示的级连方式外覆盖、镶嵌、瀑布、透视等方式，通过不同的显示方式可以快速查看问题。在覆盖模式下的显示效果很类似于 DPX 了。如图六所示。

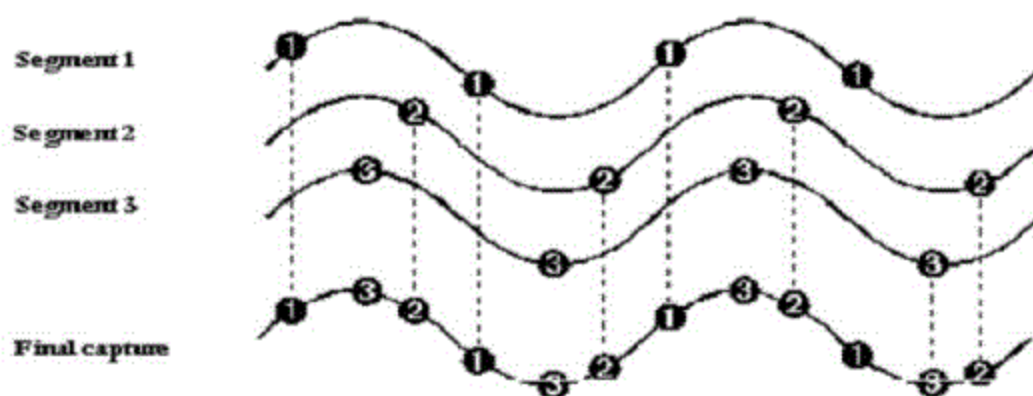


图六 顺序模式下的不同显示方式

示波器基础系列之七 —— 关于示波器的 RIS 模式和 Roll 模式

一， RIS 模式去年在介绍力科示波器家族时，我常说力科公司可以提供 100MHz—100GHz 的示波器，现在我介绍时会说力科公司可以提供 60MHz—100GHz 的示波器。我们的产品线在向低带宽示波器市场延伸，但同时我们保持了世界上最高带宽的示波器—100GHz 的示波器。T 公司或 A 公司的示波器最高带宽才 80GHz。这时候很多工程师会瞪大眼睛：这么高的带宽？怎么采样？其实我们知道，100GHz 的带宽的示波器是采样示波器，采样示波器的基本采样原理和我们今天要介绍的 RIS 模式下的采样原理类似。（关于采样示波器和实时示波器的区别我们另文介绍。）

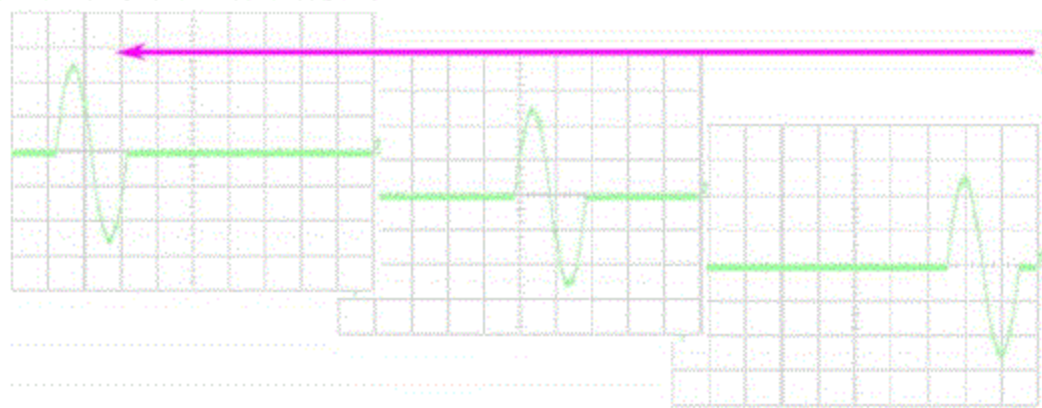
RIS 模式即随机内插采样模式(Random Interleaved Sampling Mode)，我们的友商称之为 ET 模式。该模式下的基本原理如图一所示。它只能用于稳定触发的**周期性重复性的波形**。在 RIS 模式下，通过多次捕获的波形**重组**成一个完整的波形，为此，需要测量第一个采样点和触发点的时间，并以此为依据按**等时间间隔的延迟**产生下次捕获的下一组采样点。这样多次采样能使得等效的采样率增加，譬如利用 500 MS/s 采样率的 100 次单次采样，使用 RIS，可以达到 50 GS/s 的最大采样率，则采集得到的数据之间的定位间隔大约为 20 ps。采集这些数据的时间间隔和满足时限的过程是随机的。ADC 采样之间的相对时间是变化的，事件触发提供了必要的偏差，由时基以很小的分辨率测量。示波器要求有多个触发来完成采样。触发的数量取决于采样率：采样率越高，就需要越多的触发。示波器将这些数据段进行内插，填充时间间隔，这些时间间隔是最大单次采样率的倍数，从而形成波形。但是，设备收集波形数据的实时间隔是非常长的，并且依赖于触发速率和所需要内插的总量。示波器具有每秒捕获大约 40,000 个 RIS 数据段的能力。



图一 RIS 模式的工作原理 启动 RIS 模式需要在 TimeBase 的菜单下选择 RIS 按钮。 在我们第一周发送的 Howard 的文章中，这位专家用到了 RIS 模式来做阶跃响应实验的。但在工程师的实践中用到这种模式的场合并不多，毕竟，周期性重复性的信号是不多的。关于 RIS 模式，其实看了上面的那张原理图就一目了然了，我能说得也不多。但我查找之前的文档，居然发现伟大的 Peter 为这个 RIS 模式写过很长的文章，请参阅：http://www.lecroy.com.cn/websys/up_img/UploadFiles/2008526155019841.doc。

二、Roll 模式

Roll (滚动) 模式主要用于低速信号。象电源多路输出的上电时序测量，电机转速的监控，光盘驱动的控制等都需要用到滚动模式。在该工作模式下，当采样率低于示波器显示的刷新率时，我们将采样到的每一个采样点都显示到屏幕上，这就消除了实时模式下波形刷新之间的死区时间。滚动模式下的显示就如皮带轮的移动，随着采样的进行，采样点从左边逐渐移动到右边。有的示波器随着调节时基增加会自动进入滚动模式。但有些示波器的滚动模式不是自动选择的，每次要激活滚动模式时，必须设置好采样率和时基，从时基对话框中手动选择滚动模式。



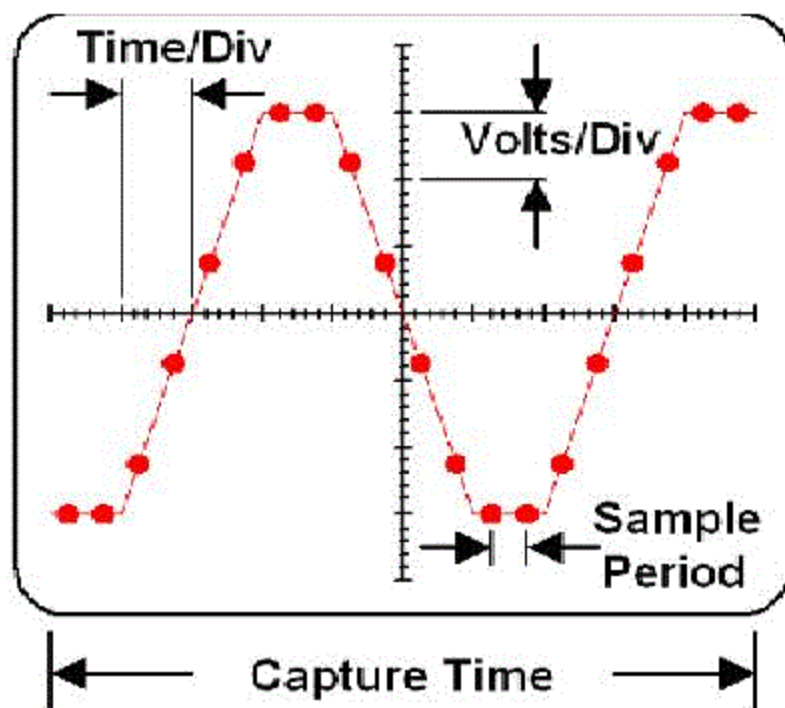
图二 Roll 模式的工作原理

在 Roll 模式下的采样率会降低到最大 10MS/s 甚至更低。Roll 模式下的最大采样率和示波器的存储深度有关，存储深度越高，最大采样率越大，但最大采样率只有 10MS/s。利用滚动模式**无死区地观察长时间的波形变化轨迹**，这种感觉其实很好的！所以，虽然这种模式下的采样率之低使得看到的波形失真，但很多工程师为能看到这“大概”的过程也是满足的。有必要提醒的一点是，当您购买的示波器有足够的存储深度，譬如现在的 WaveRunner Xi、WaveRunner MXi 系列的标配有 25MS，能在 100MS/s 的采样率下捕获到 250ms 的波形。250ms 比绝大多数的电源软启动时间都长得多了，对有些很大功率的 UPS，变频器产品也足够了。重

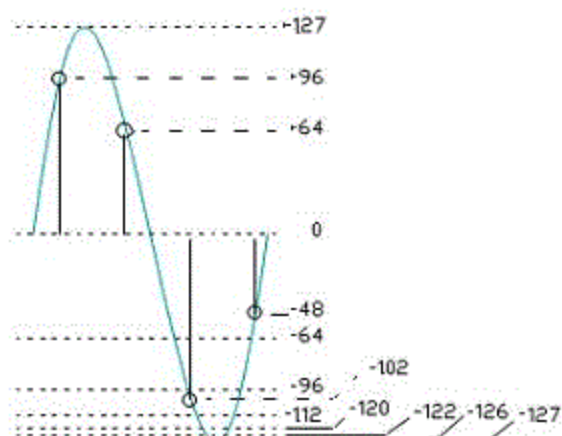
要的是，用单次触发方式看电源的软启动过程，不只是看直流的电压和电流，还可以不失真地观察到 PWM 信号的细节。

示波器基础系列之八 —— 关于示波器捕获信号的基本原则及基本操作步骤

很多初学示波器的工程师最关心的是“怎么让波形出来”，这时候我们一般都被教会了要用“AutoSet”键。但如果 AutoSet 之后波形还是出不来，我们往往不知所措了；或者是即使 Auto Set 能使波形出来，就可以往下进行测量和分析了吗？只有很初级的工程师会用 AutoSet，所以我们很低端示波器 WaveJet 系列设计的 AutoSet 反应速度全世界最快，按一下 Auto Set，1 秒左右就有波形出来。但 AutoSet 不能保证信号被准确地高保真地捕获。**高保真地捕获信号**是操作示波器的第一要著，否则再继续一些测量和分析就没有什么意义了。为实现高保真地捕获信号，我们需要掌握设置示波器的一些基本原则。捕获信号的基本原则是：第一，最小化量化误差；第二，时刻警惕采样率；第三，至少捕获感兴趣的一个周期的低频成分；第四，在有些时候使用一些特别的获取模式或处理方法。首先，我们要了解示波器的屏幕显示。示波器是人机交互的工具，每一个操作会带来屏幕上显示的变化，这变化代表什么含义？这是基础之基础啊。如图一所示，示波器的水平轴有十大格，捕获时间 $=10 \times [\text{Time/Div}]$ ，调节面板上的水平时基旋钮，就会相应增加或减小捕获的时间。展开波形可以看到波形有一个个的点组成，这相邻两点之间的时间间隔就是采样周期，是采样率的倒数。屏幕上显示的全部点的个数就表示为示波器的存储深度。**采样率 $\times$ 采样时间 = 存储深度**。这是示波器的第一关系式，非常重要。如图一右下边显示的是力科示波器的一次菜单 Timebase，上面显示的三个数值，右边的两个数相乘再乘以 10 就等于左边的数。在调节时基的时候我们要“keep an eye on the sample rate”——时刻警惕采样率。示波器的垂直轴有 8 大格，**垂直范围 $=8 \times [\text{Volts/Div}]$ ？？256 二进制码，对应 8 位的 ADC**。示波器的 ADC 只有 8 位，这是数字示波器的第一局限性。这也就是说，如果我们需要测量 5mV 的电压用 256 个 0 和 1 来表征，测量 1000V 的电压也只能用 256 个 0 和 1 来表征。测 5mV 电压时可以设置为 2mV/div，那么最小步进，即最后一位由 0 跳变到 1 代表的电压大小是多少？ $(8 \times 2\text{mV})/256=62.5\mu\text{V}$ ，62.5 μV 代表的是最小步进（量化误差）。但如果是测量 1000V 的电压，垂直灵敏度设置为 125V/div，那么最小步进是 $(8 \times 125\text{V/div})/256=3.9\text{V}$ ，量化误差很大！如果用这个量程去测试 1V 的电压带来的误差就如用一把米刻度去测量头发丝的直径！关于量化误差，大家可以参考《力科第一季》第 20 集谈到的关于电源纹波的测量。



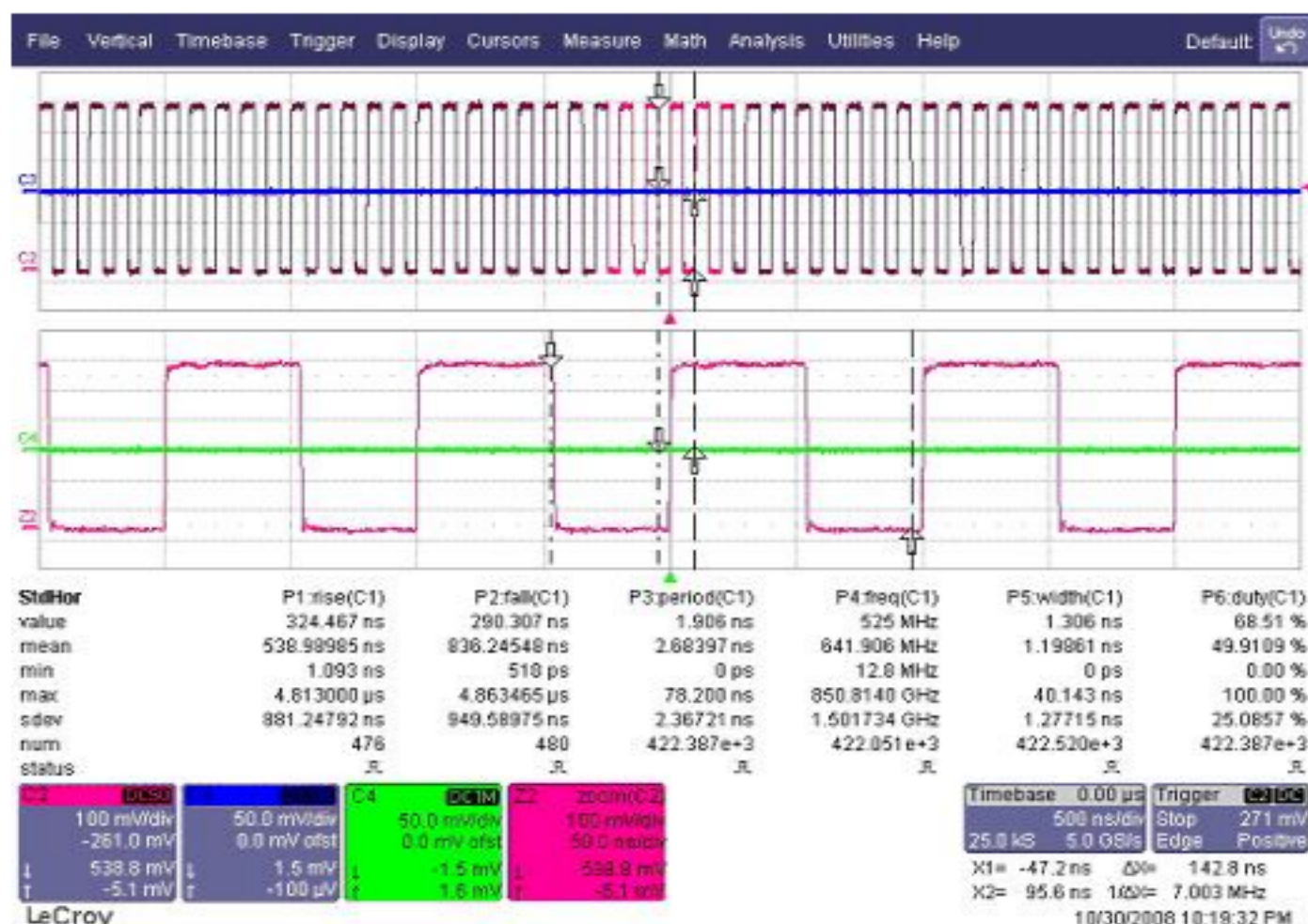
图一 示波器的屏幕显示及 Timebase 菜单显示



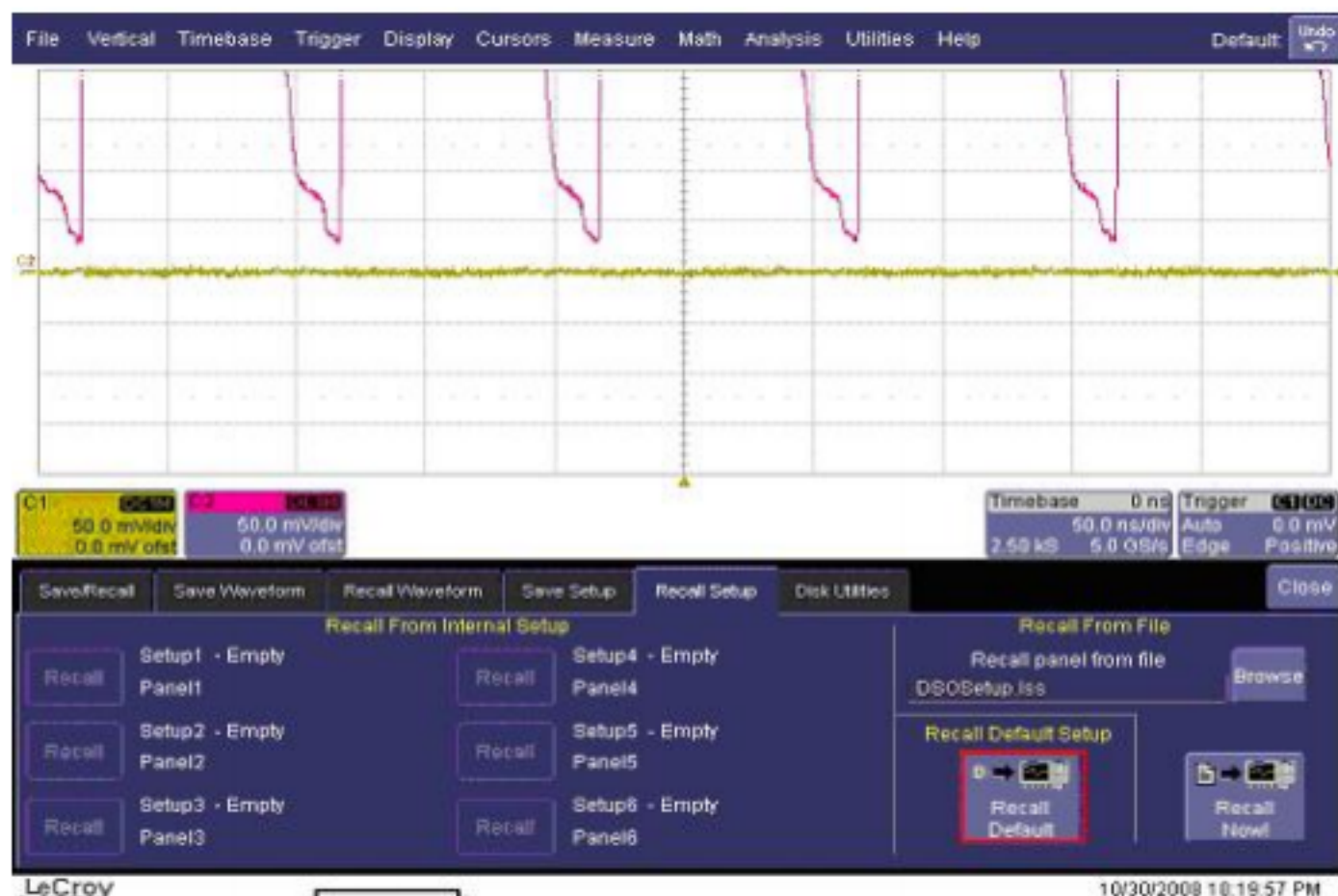
Decimal	Signed Binary
+127	11111111
+1	10000001
0	10000000
-1	01111111
-128	00000000

图二 8 位 ADC 的物理含义

下面我们按示波器捕获波形的操作步骤来强调上面的四个基本原则。很多时候我们打开示波器看到屏幕上显示的波形和测量参数很多，譬如图三所示。这时候我建议的**第一个操作步骤是，恢复出厂设置将之前的设置都清楚掉。**清除掉再开始从头设置反而效率更高。恢复出厂设置的菜单在 File 下的 Recall Default 按钮，如图四所示。在进行这一



图三 多波形多参数的显示屏幕



图四 恢复出厂默认设置

操作之后，如果示波器的第一和第二通道没有接任何探头，屏幕上看到的是两条零电平线，图四中的 C2 没有接探头，显示的就是一条零线。这个操作之后，如果没有看到这两条线，这说明示波器的通道工作不正常了，这也是判断示波器好坏的一个方法。第二个操作步骤是接上探头，选择示波器的通道。有时候接上探头之后应做探头的校准和通道之间延时的校准，但在非严格的测量中有时忽略了这一步骤。本文的图例中，我的实验环境是一个力科的 DEMO 板通

过 BNC 线接到通道 1，所以需要将通道 2 关掉。选择通道通过按示波器面板上标识为 1, 2, 3, 4 的按钮就可以了。 **第三个步骤是设置示波器的垂直通道。**垂直通道设置的第一步是选择耦合方式。低带宽的示波器通常有四种耦合方式，DC 50 Ω ，DC 1M Ω ，AC 1M Ω ，Ground。本例中因为是接 BNC 线，需要将耦合方式设置为 DC 50 Ω ，如图五所示。垂直通道设置的第二步是调节垂直偏置和垂直灵敏度，**尽量使波形占满屏幕，使得量化误差最小。**这是捕获信号的第一个基本原则。调节垂直偏置和垂直灵敏度虽然可以通过**一次菜单**来设置，但也可以通过面板来快捷操作。如图六所示，上面的四个旋钮为调节垂直偏置，改变波形在屏幕中的位置，垂直按该旋钮可以使 offset 自动归零。下面的四个旋钮来改变量程。为使波形占满屏幕 7.5 栅格以上，有时需要微调旋钮，选中垂直通道设置菜单中的 Variable Gain 就可以微调。力科的第四代示波器按这个旋钮就可以直接微调了。图七显示了在不同量程下，测试同样信号的峰-峰值的结果对比。在 200mV/div 量程下的结果为 608.81mV（平均值），在 80mV/div 量程下为 569.67mV。在关于幅值相关的测试规范中应定义好在多大的量程下进行测试。否则，测试结果没有可比性。垂直通道设置菜单中的其它各项的含义也都一目了然，不再一一介绍了。在完成垂直设置之后，进行**第四个操作步骤，调节时基。**调节时基时要注意两点，**第一是时刻警惕采样率。第二是至少捕获感兴趣的一个周期的低频成份，使能看到信号的全貌。**时基可以通过图八所示的面板调节，在示波器的出厂默认设置下，存储深度是固定在 100KS 的，向左调节旋钮捕获时间越长时，采样率越低，这时候按面板上的局部放大键并使放大后的波形展开能看清楚上升沿的细节，通过观察上升沿上有没有五个以上的采样点来判断信号有没有失真。图九所示的信号捕获时间为 500us，当前实时采样率为 200MS/s，这两个数字相乘的结果是 100KS，这时候上升沿才两个点，信号已严重欠采样，波形严重失真。对于力科 WaveRunner 系列以上的示波器，可以设置固定采样率，这样在知道被测信号的特点之后先固定在一个过采样的采样率，再调节采样时基，只会改变捕获的时间，信号不会失真。对于图九所示的信号，如果捕获的时间太短甚至观察不到有欠幅，所以要捕获较长的时间才发现问题所在。而对于图十的上面的图示信号，虽然捕获的时间已达到 5ms，看到的波形让我们以为是隔 1.5ms 有一段脉冲信号，但其实在捕获 20ms 之后，我们才看清了这信号的真正特点。这时候采样率被降到 1GS/s，其实波形已经有点失真。这说明需要更长

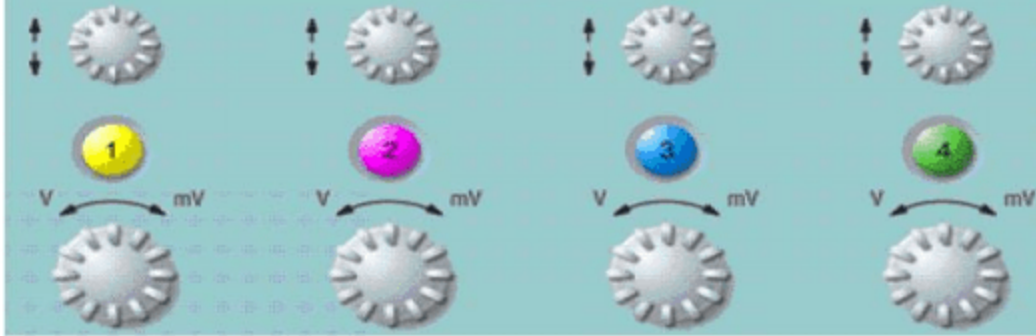


的存储深度的好处。

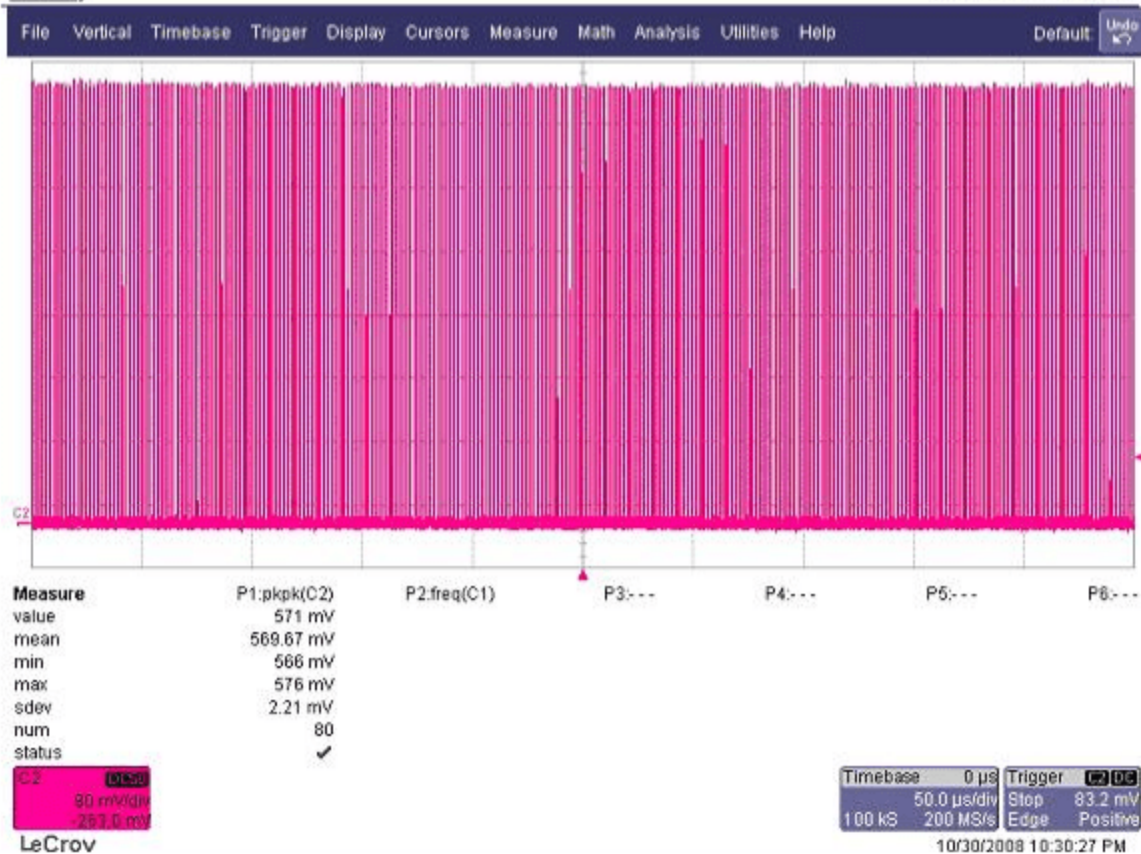
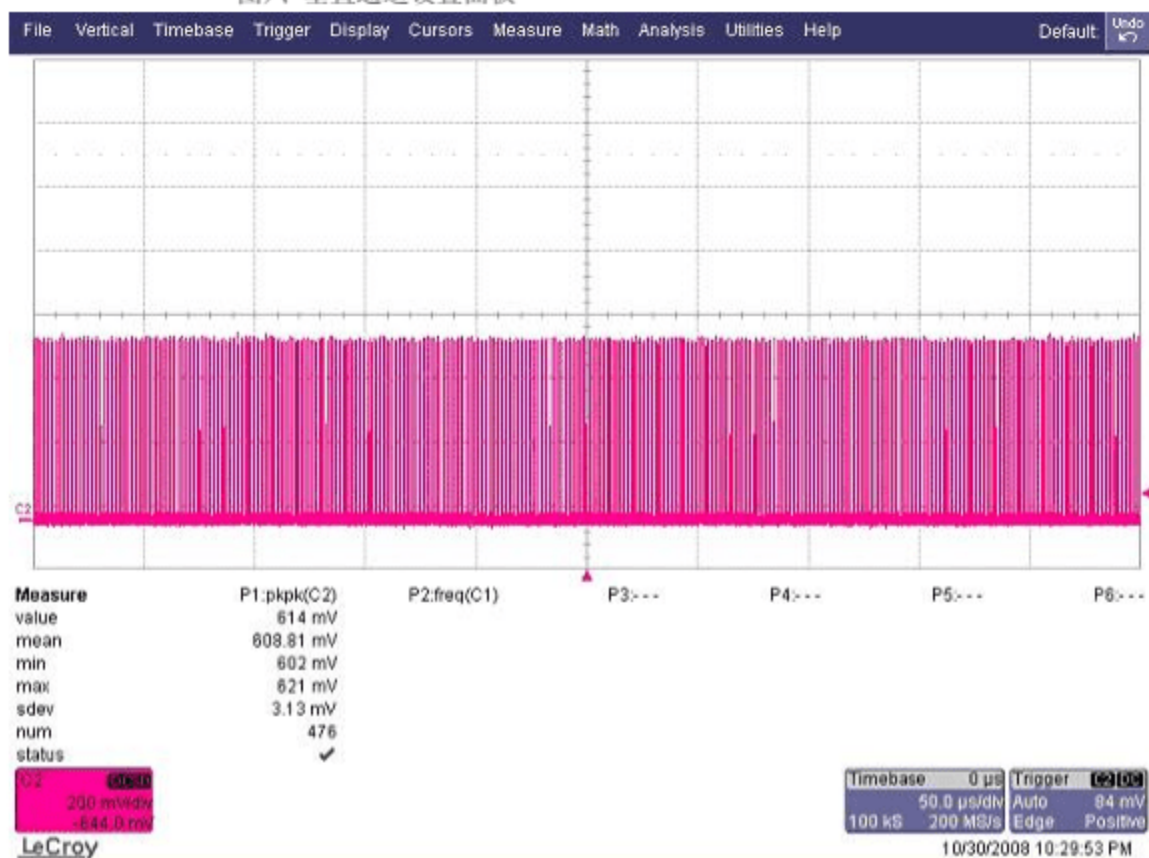
图五 垂直通道设置菜单

VERTICAL

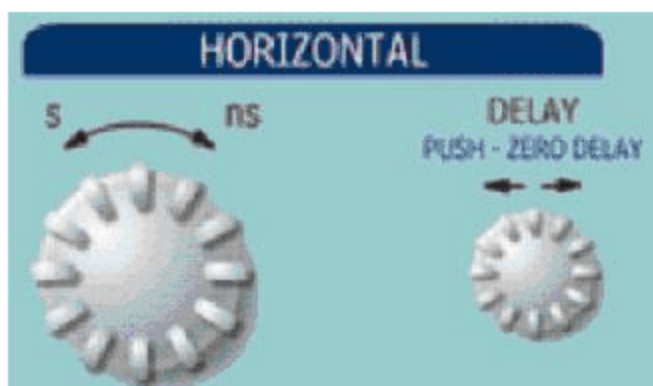
PUSH - ZERO OFFSET



图六 垂直通道设置面板



图七 不同的量程下的测试结果, 608.81mV / 569.67mV



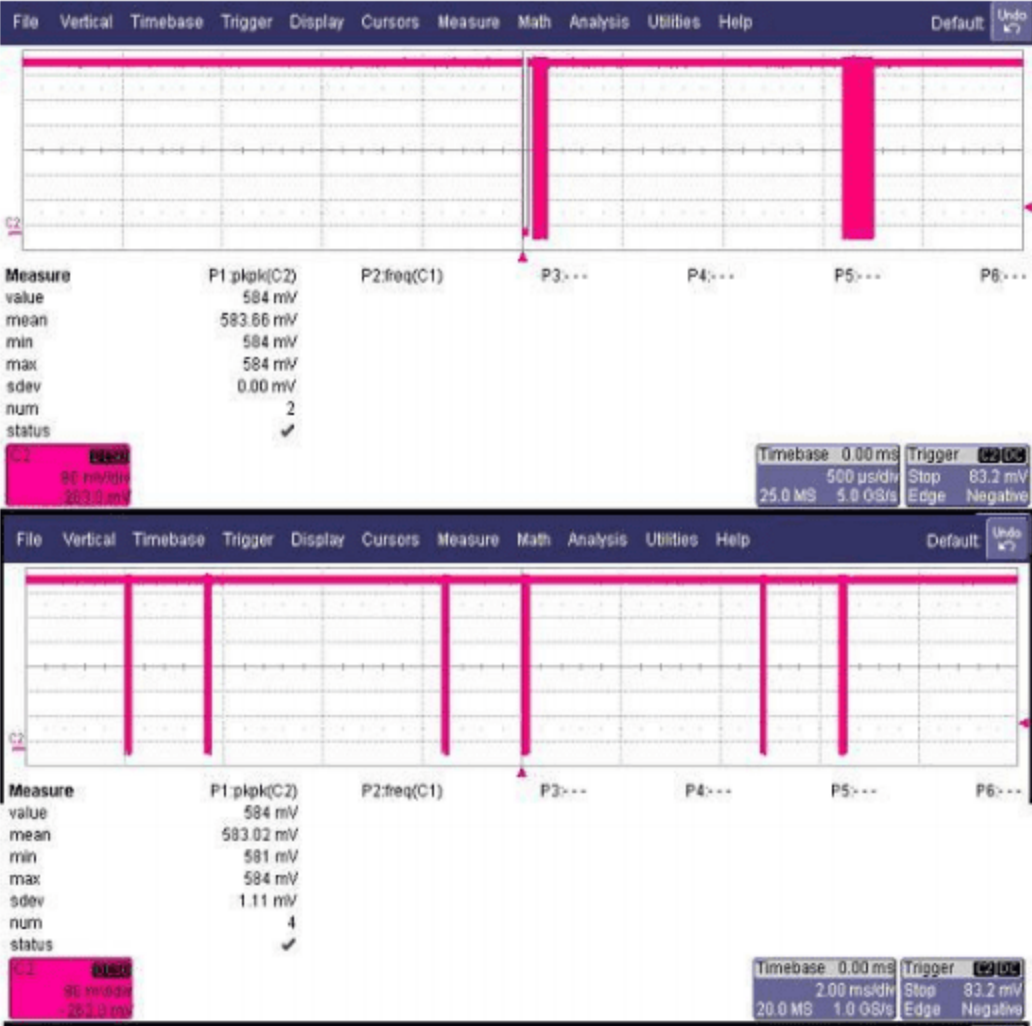
图八 时基设置面板



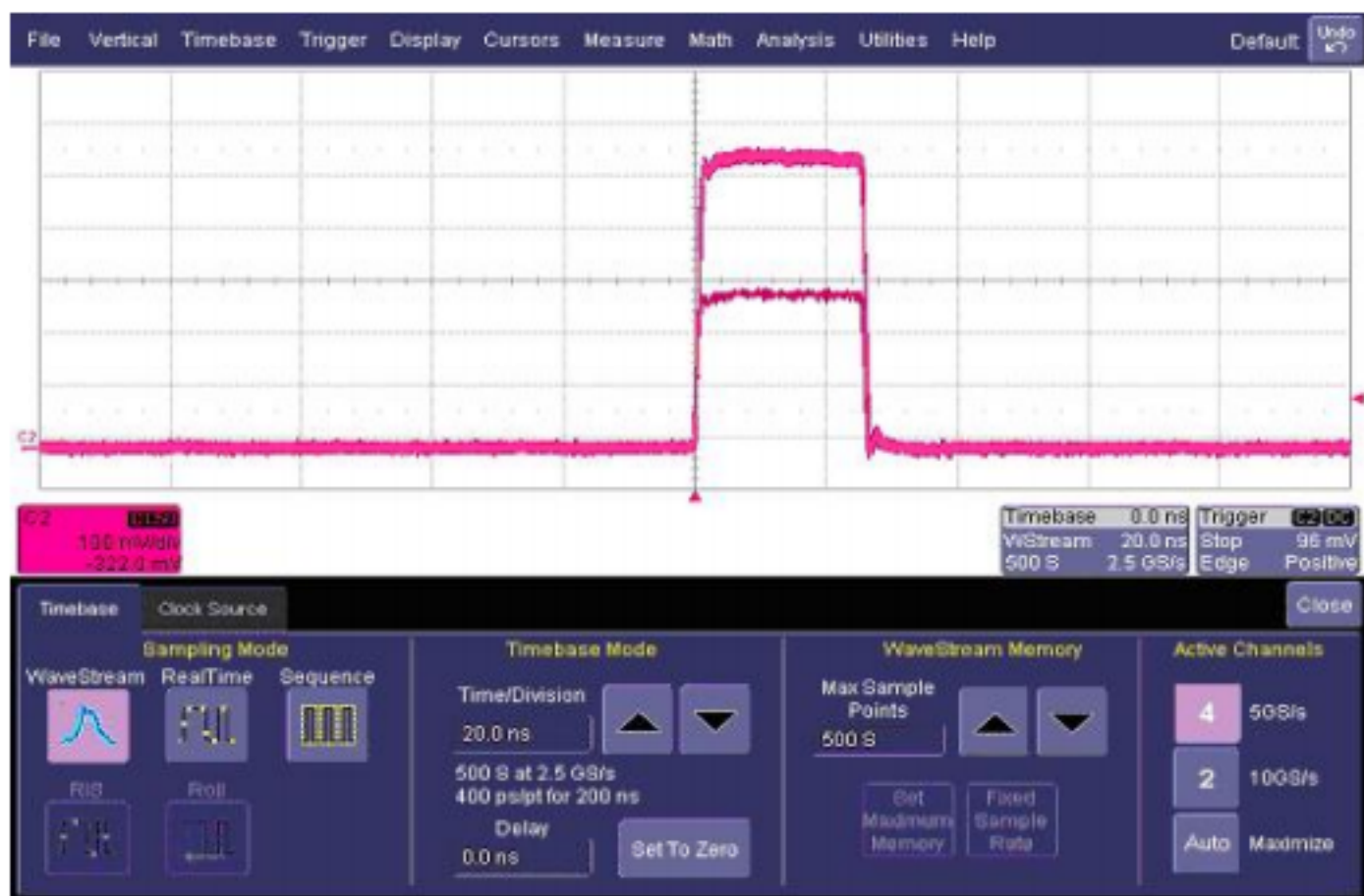
图九 时基设置菜单

对于图九的信号，其中的欠幅出现得很有规律，中间间隔的时间并不长，但假如该欠幅很长时间才出现一次，我们就要使用一些特别的获取模式了。如图十一中利用 WaveStream 模式来快速查看有没有欠幅，图十二利用顺序模式来定位欠幅的出现规律。（关于顺序模式，大家可以参考《力科第二季》第 1 集）完成了前面的这些步骤之后，进入信号捕获操作的**第五步，设置合适的触发方式**。关于示波器的触发，请参考《力科第一季》第 17, 18 集，在此不再赘述。我们要选择好触发源，触发点，触发电平，触发方式，触发模式等。对于图七所示的有欠幅的信号，我们通过欠幅触发，宽度触发，时间间隔触发等触发方式都可以隔离出来。图十三是用欠幅触发的方式隔离出该欠幅的。通过上面的五大步骤就可以实现信号的高保真捕获，接下来的测量和分析的操作步骤比较简单。现代的示波器都是基于 PC 平台，操作示波器就如操作 Office 软件一样，鼠标点击几下就熟悉了操作，但要理解很多操作的物理意义是有很长的路要走的，特别是示波器的分析软件包越来越多，越来越复杂，涉及到的知识背景很多，即使我天天在学习，也是对很多应用略懂皮毛。

毛。处在这样的行业使我常感叹“学无止境”呵！ 这是一个学习的时代，示波器是工程师的眼睛，熟悉捕获信号这一基本操作是新手起步之第一步。希望此文能起到抛砖引玉之作用，冀于大家多多交流。



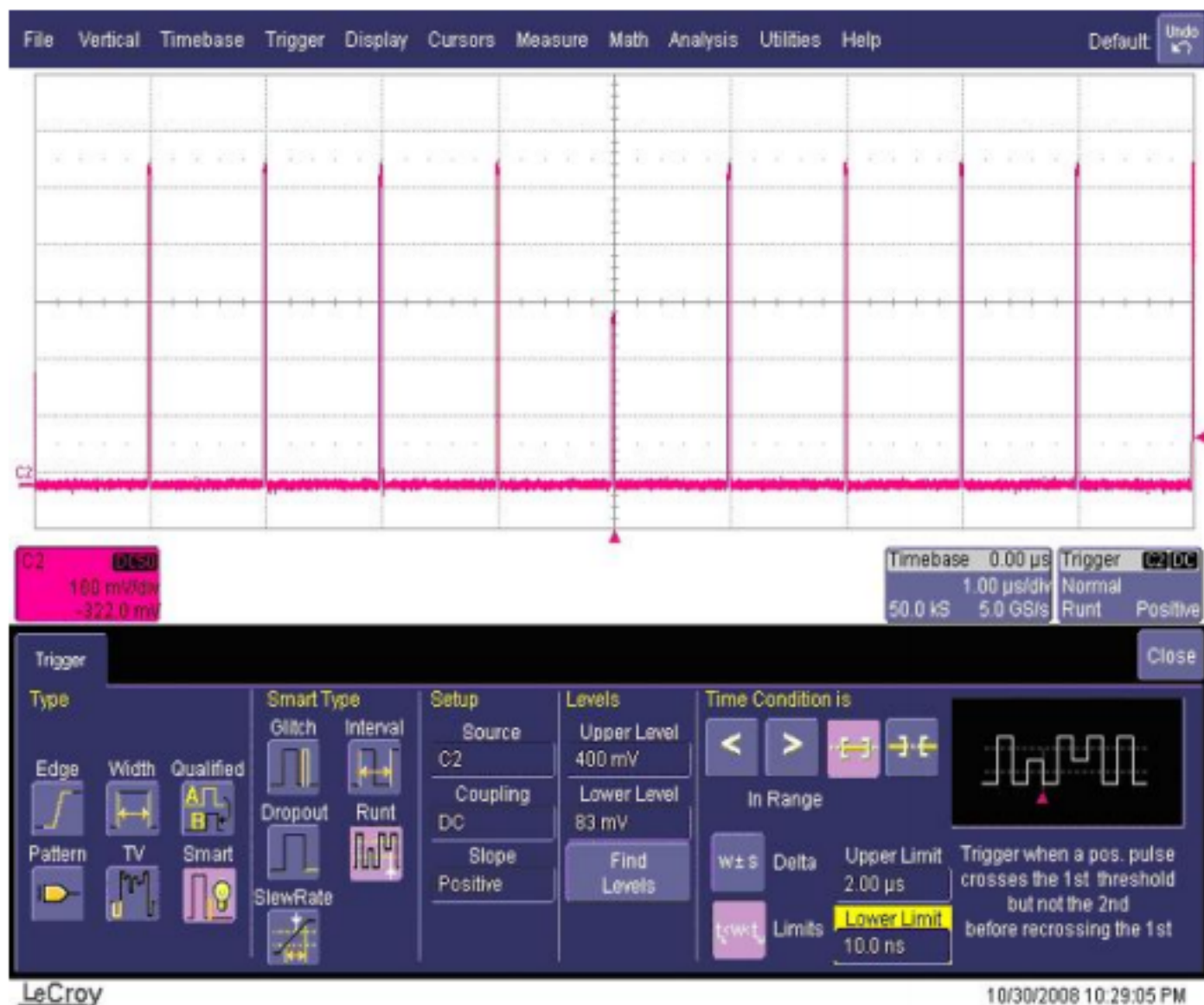
图十 捕获足够长的时间才能观察清楚信号全貌



图十一 WaveStream 模式



图十二 顺序模式



图十三 设置合适的触发方式隔离感兴趣的事件

示波器基础系列之九 —— 关于高压测试中电压“测不准”问题的讨论

在拜访电源客户时，我们常常遇到这样一个现象：测试高压时不同品牌的示波器测试的结果差别很大。有一次对比测试中我们发现测试大约 450V 的 MOSFET 的 V_{ds} 电压，三台示波器的最大差别有 50V 左右；同一品牌不同型号的示波器差别也很大；同样的示波器不同探头测量结果有时差别也很大。对于电源客户而言，MOSFET 的电压应力测试是一项关键指标，决定了电路的调试，电源的使用寿命，MOSFET 器件的选型等。客户一提起这个问题，我总说，我理解，我很理解，因为我在做电源工程师时也遇到同样的问题，也为这问题苦恼过。我记得在写测试报告时要标明是用什么型号的示波器和什么序列号的探头测试出来的结果。但我想很多电源工程师并不理解这个问题的理论根源，常常追问我，到底哪个结果可信？甚至有些很较真的工程师用标准的 AC Source 来作为信号源来“计量”哪一台示波器是准确的，但往往是很失望，没有一台示波器的结果能“相信”，有的有效值“测不准”，有的幅值“测不准”，有的峰峰值“测不准”，因为有效值和幅值之间存在 2 倍根号 2 的关系，没有示波器测试出来的结果符合这个关系式，甚至有的客户和我争论一定是峰峰值满足 2 倍根号 2 关系才对，幅值是不对的。因此，我早觉得是有写一点东西来解释这个问题的必要了。

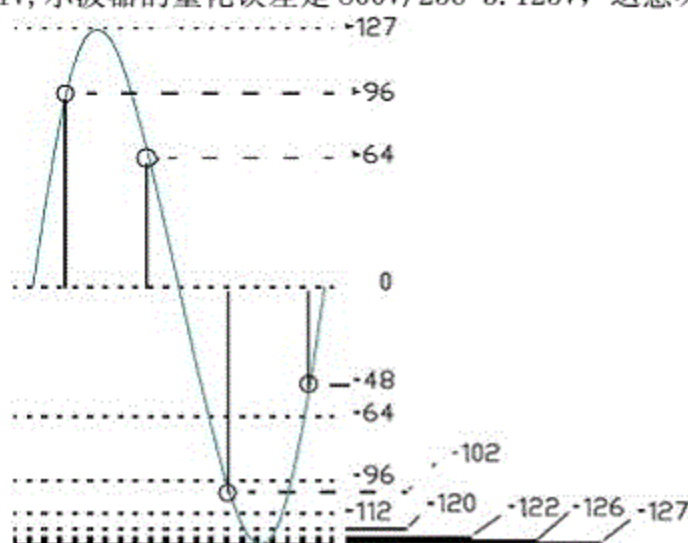
高压“测不准”的原因其实很简单，还是我常强调的四个因素：第一是示波器的量化误差问题，第二是示波器的幅频特性曲线的平坦度问题；第三是环境噪声的干扰问题，第四是探头的共模抑制比和快恢复特性问题。

1, 量化误差的概念

(在之前的多篇文章中我们都谈到了量化误差对示波器测量的影响。为保持单独这篇文章的完整性，我们还是重复一下这相关的解释。)

我们都知道，示波器的 A/D 只有 8 位，也就是说对于任何一个电压值都只有 256 个 0 和 1 来重组，如果包括 +/- 符号位，示波器的数字量程是 -128—+127。图一很清楚地显示了这种数字化采样的原理，示波器的屏幕最顶部代表的是 +127，中间代表的是 0，最底部代表的是 -128。这种原理就产生了使用示波器的第一原则：最小化量化误差。这个原则告诉了我们使用示波器的一个常识，为获得最接近于真实值的电压值，应使垂直分辨率尽可能地小，使显示的波形尽量占满示波器的屏幕。

图二分别表示在 1V/div 和 200mV/div 的时候测试相同的信号的效果。在 1V/div 的时候，示波器的最小量化误差是 $(1V \times 8) / 256 = 31.25mV$ ，这意味着小于 31.25mV 的信号是无法准确测量出来的。而对于高压测量，假设量程是 100V/div，示波器的量化误差是 $800V / 256 = 3.125V$ ，这意味着小于 3.125

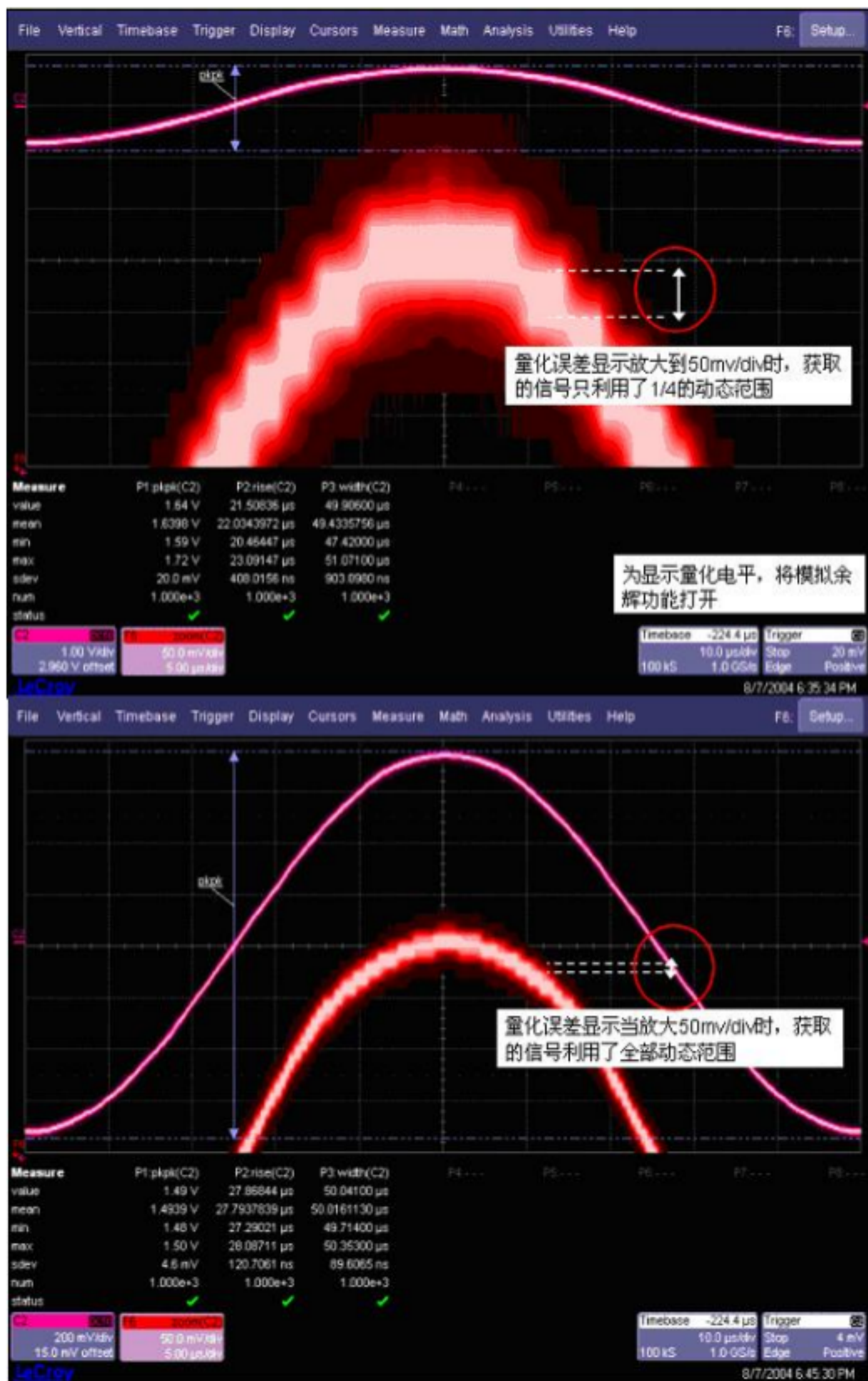


Decimal	Signed Binary
+127	11111111
+1	10000001
0	10000000
-1	01111111
-128	00000000

V 的信号是无法准确测量出来的。

图一 量化误差原理的解释

我常举下面的更令人印象深刻的例子来说明量化误差：将探头的地和信号针直接相连悬在空中，比较量程为 20mV/div 和 100V/div 时的 pk-pk 值，其差异是多大？几十伏的差异！！您现在就可以做这个实验。这表示在 100V/div 时测试出来的 20V 的信号，实际上只有不到 20mV！ 所以对于测量 800V 的高压，20V 的误差是非常非常正常的！ 50V 也是非常正常的！



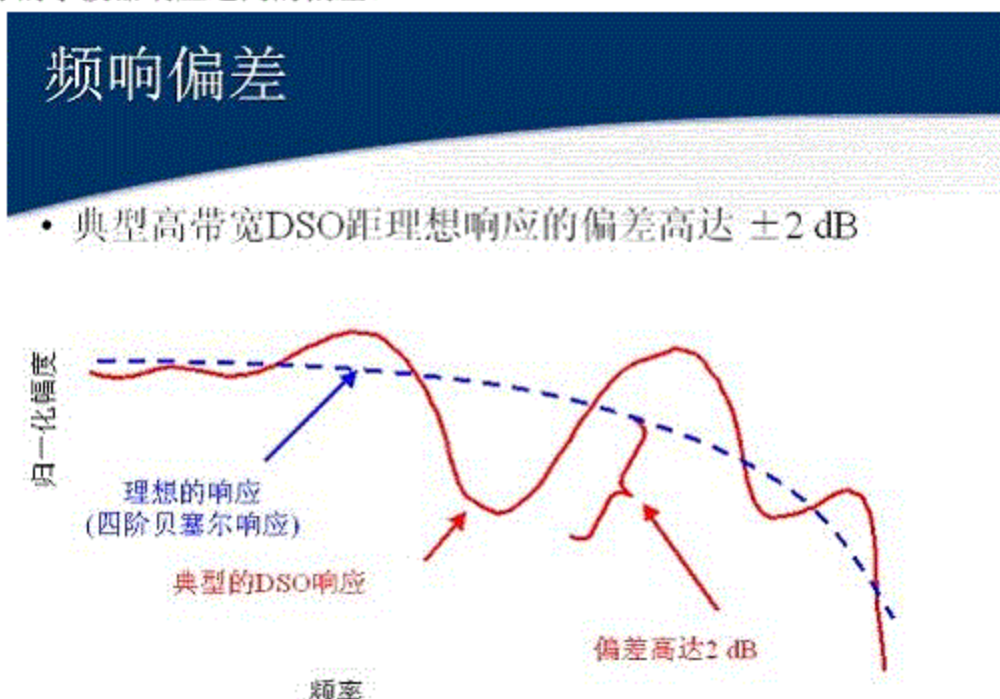
图二 在不同量程下的测试效果

2, 幅频特性曲线平坦度问题

就示波器的行业标准而言,示波器幅频曲线距离理想响应的偏差允许达到 $\pm 2\text{dB}$,这对有些精确度要求很高的测量似乎是很不能接受的误差范围。因此,示波器并没有在测量界定义为计量的工具,它只能说是调试的工具或测试的工具。

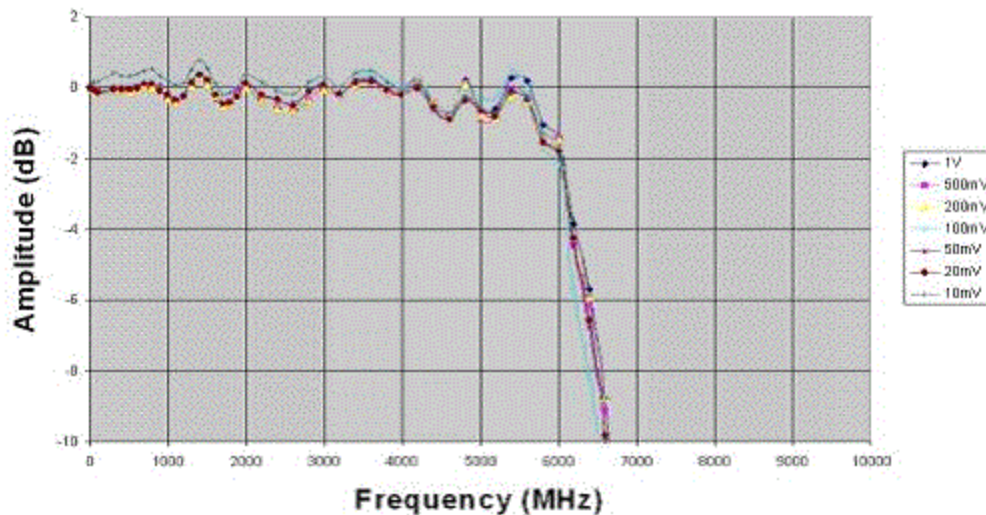
此外,不同型号的示波器,不同品牌的示波器,其前端放大器的响应曲线也是有差别的,有的是高斯响应,有的是矩形响应,有的是四阶贝塞尔响应。对于输入相同频率的信号,不同示波器的垂直参数的测量结果肯定是不一致的,不同垂直通道设置下的测量结果也应是不一致的。

我们从仪器校准专业了解到,示波器在校准时,一般会把平坦度校准到 $\pm 1.5\%$ 以内,这是比较严格的标准。这意味着,对于理想中的 1V 的正弦信号,测试的结果偏差 15mv 是很正常的。图三表示理想响应和实际的示波器响应之间的偏差。



图三 理想的响应和典型响应曲线之间的偏差

图四显示的是我们 6GHz 的幅频特性曲线。可以看出其最大偏差远小于 $\pm 2\text{dB}$ 。示波器使用一段时间后平坦度会有些改变需要送校准机构进行校准。但通常很多第三方机构只能判断出幅频曲线是否合格,但并不能将平坦度校准到厂家能校准到的水平。因此,现在常有些客户要求示波器原厂提供校准服务。如果比较两个不同品牌相同带宽的幅频特性,对于同一个频率点其幅值不可能是相等



的。

图四 实际的幅频特性曲线图

3. 环境噪声的干扰问题

干扰的传播有两个来源，一个是传导，一个是辐射。前者指干扰沿着导线介质来传播，后者是指通过空中的电磁场的耦合。这两个因素都会影响测试结果。

地环路常是传导的介质。在我做电源研发的时候，我记得大家流行的一句口头禅是，接地和电流采样是永恒的话题。电流采样的难点也是和接地有关的，因为通过小电阻来采样电流后得到的电压非常小，在强电环境中非常容易受到干扰，特别是地带来的干扰给控制环路的设计带来难题。“地”的问题是更复杂的话题，我的功底很难讲清楚，我只是讲一些这方面的“故事”吧。

专业的工业厂房的“大地”有很专业的接地措施。之前听公司的 EMC 专家讲起公司的厂房是如何做地的过程，让我当时深刻体会到“专业主义”真是无处不在。在 google 中搜索“接地公司”会发现有很多这样的公司。记得我第一次对“地”有深刻印象是和导师一起去厂方做实验，导师拿着一根线跑了厂房外面十几米的地方将那根线埋到满是泥的池塘里。因为当时觉得那个实验环境下厂房的地干扰太大。我常把“大地”比如成波澜不惊的大海，而每一个和大地连接的电子设备的地就如流向这大海的无数条河流。每个电子设备在工作的时候就会使河流入海口的地方的海水变“混浊”，如果在这附近有另外一个电子设备也在工作，这条河流变混浊的海水会影响到另外一个河流，这时候另外一个设备甚至可能不能正常工作。这种相互混浊的过程带来了一门科学，就是 EMC。我刚入职的时候听公司的大佬讲到，电源设计的最高境界是 EMC 设计和结构设计，当时没有很以为然，后来的研发实践和现在从事示波器的销售过程中，这种感受一天比一天强烈。河流的相互混浊即每个电子设备或实验单板的工作地相互干扰的现象比比皆是。我之前做 3000W 的 AC-DC 电源项目的时候，我犹记得每次做实验的时候，当我要将负载加到 50A 的电流的都会叫停同一个实验室中其他的同事停止工作，否则我的示波器上的波形非常糟糕，根本无法看清。功率越大，对地的干扰越大。记得当时做一个三相单极 PFC 的项目，为了能使 THD 在半载以上小于 5%，我们只有每天早晨八点之前到公司做实验才能满足这个指标。（大功率的 AC Source 很贵，很难借到）

以上这些比方和故事会使我们深刻认识到地之间的相互干扰是必须要严肃对待的问题。在示波器的测量中，我们强调一定要三相供电，将示波器的地接到“干净的”地上。但实际的测量环境中，干净的地很难找到，这时候测量结果就要考虑到地环路的影响。我看到很多客户将示波器的接地插头去掉，用两相电源线给示波器供电，试图通过这种方法来避免环境地的干扰以及解决悬浮的高压测试问题。这种浮地的方法是仪器厂家强烈反对的做法，它可能会导致示波器损坏，DUT 损坏，还有可能带来人身安全问题，而且更重要的是，会导致测试波形的严重失真。以示波器的机壳作为参考点的测量能准确吗？**一定要让示波器的地牢固地接到干净的地上，而地不干净的时候要想法设法找到干净的地接到示波器的地。地是探头取样的参考点，必须是干净的才能得到最准确的测量结果。**

关于辐射，每个人都会有强烈感受。这是一个处处充满辐射的世界。辐射对测量的影响的故事也很多很多。

对于一个 48V/50A 的通信电源，业界要求输出电压的纹波峰峰值是 100mV 以内，这个指标是指将电源盖上机壳后的指标。盖机壳是最后做的事情，做一个项目先设计出单板，连机壳是什么样都不知道。这时候我们在测试中需要将示波器的带宽限制为 20M。在不盖机壳测试为 200mV 的时候，老板说“盖上盖子就满足了，不用再折腾了。”这就是经验，因为老板之前有比较过揭开盖子和盖上盖子的差别！EMC 似乎是关于经验的学问。

单端探头的线差不多都有一米长，我们将这些线悬在空中和将这线尽可能地缩短然后用手握住，测试结果会有多大差别？这又是经验。在将负载增加的过程中，为了能从示波器中看出信号的端倪，我不得不不断地折腾探头的线，一会松开线看看波形，一会又将线裹在一起握住看看波形。这种痛苦对于弱电的研发是感受没有那么强烈的。

有时候有些工程师为了省事，同时用多个通道时，只将一个探头的地线接上，这无疑为对测量结果影响很大。探头的地线越短越好，地线和信号线之间的环路面积越大，辐射带来的影响越大。这在霍华德那本经典书中一开始就有谈到。

有时候探头的地线被磨损了，测试的波形看起来是一条直流信号上有很多细小的毛刺。有一次我查看这种毛刺的来源，找了半天才发现这根探头的地线是工程师自己做的。没有很好屏蔽效果的地线也会极大地增加辐射的干扰，在高压测试中很轻松地带来 100V 以上的误差。

在用高压差分探头测试时，需要将两条线绞在一起而不要让它们自由地散开。这是常识，但很多工程师都没有意识到。

有一次，一个工程师投诉我说，用我们两个相同型号的探头测试同一个被测点，交换通道后幅值差别很大。后来我查了半天，发现本质原因不是交换通道，而是和两个探头的线的摆法有关。两根线的位置不一样测试的结果就不一样。

所以，我们在看到一个现象的时候总要去反复做一些交叉实验，对比测试后才能找出现象后面的原因，最终解决问题或得出结论。

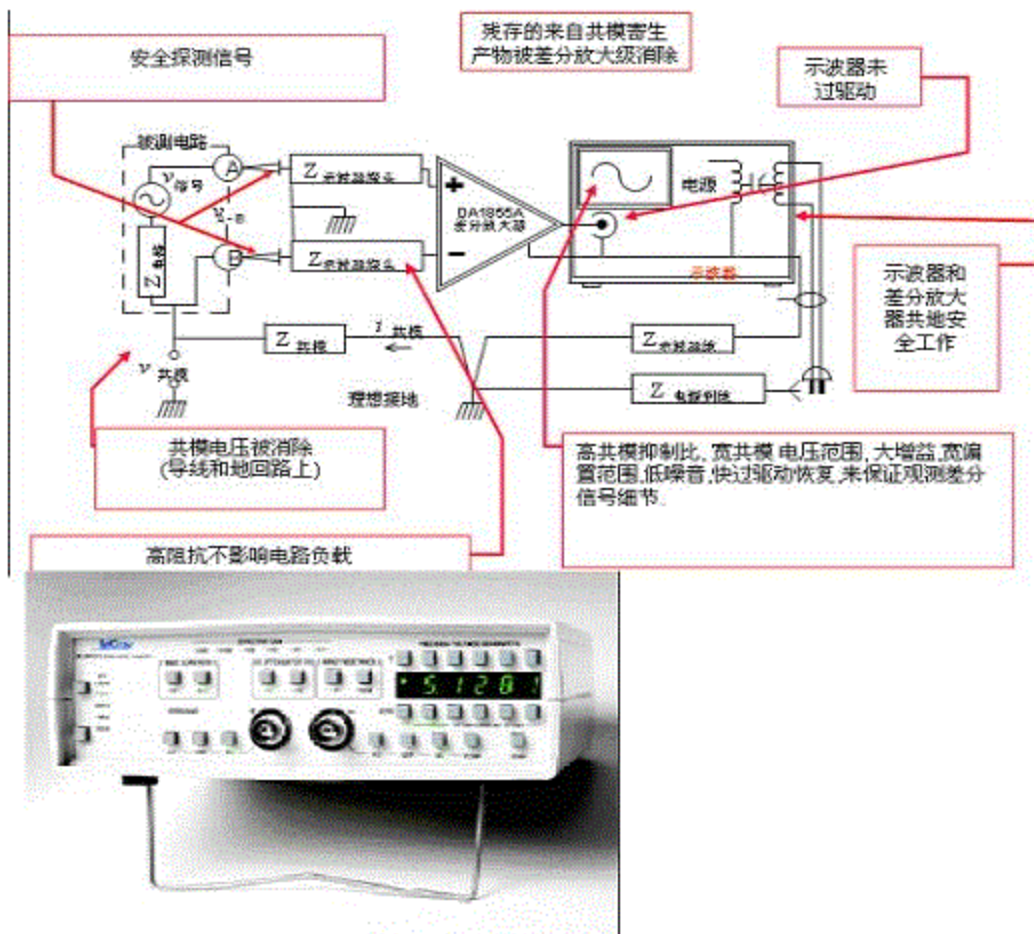
传导和辐射，我们在测试的时候总要考虑这两点对测试结果的影响。

4. 探头的共模抑制比和快恢复特性问题

我们关注的信号总是两个信号相减的结果，对于单端信号，是被测点的电位和地相减，对差分信号，是两个相对地的差分信号之减。我们希望示波器测试到的信号是探头的减法效应之后没有引进对地的共模噪音。这在实际中是不可能的。因此，探头的共模抑制比越大，测试出来的结果越准确。不同的探头共模抑制比不一样。单端探头的共模抑制比很低，只有几千分之一，而普通的高压差分探头，如力科的 ADP305, T 公司的 P52XX 等共模抑制比为一万分之一。这在高压测试中是不够的。如在测试全桥或半桥电路的上半桥 V_{ds} 电压时，MOSFET 关断时的 V_{ds} 电压为 400V 以上，在 MOSFET 导通时的 V_{ds} 电压只有 100mV，我们需要在示波器中清晰地看到 100mV，这意味着示波器和探头构成的测试系统能够从 400V 电压中拾取 100mV 的小信号，这需要探头具有 10 万分之一的共模抑制比。**在这个世界上，只有力科的差分放大器 DA1855A 具有这样高的共模抑制比。**

此外，还有很重要的一点是，对于 V_{ds} 电压测试，由于从 400V 电压跳变到 100mV 的电压是瞬间的突变，如果探头没有很好的快过驱动恢复能力，会导致示波器过驱动，测试出来的结果也是不准确的。**MOSFET 导通时的 100mV 的电压测试出来的结果可能为负的十几伏。**大家可以立即去确认下这一点：在 50V/div 的量程下看到导通时的波形是一条零线，但将量程调节到 100mV/div 的时候，就看到零线变成了负线，有的时候还会看到这负线不是恒定的，而是上下跳动着的。**在这个世界上，只有力科的差分放大器 DA1855A 提供了很好的过驱动恢复能力，使得能准确测试出 MOSFET 在导通时的低电压，从而测试出来的 V_{ds} 电压值才是最准确的。**这就好比一个人骑着一辆自行车从 60 度的陡坡冲下来，如果这自行车没有很好的刹车系统，它是无法停留在它本来应停留的位置，总会冲得更远。如果您曾骑车下坡撞到了墙上就会对此印象深刻。

图五所示为差分放大器 DA1855A 的工作原理和外观图。



图五 具有快过驱动恢复特性和高共模抑制比的 DA1855A

综上所述，我们知道，测量是科学，也是一门艺术。既需要理论的指导，也需要实践经验的总结。总结了经验之后，我们需要对测试规范做更细致的描述，对于有些测试指标应重新审视一下是否合理，对于有些测试指标要详细定义测试的环境和示波器的设置等。对于电源的 V_{ds} 电压，超过 450 伏就超标了，这个问题困扰了太多的工程师了。我们该如何重新定义这个指标？这个问题我还没有给出答案，因为我的答案您一定不会满意——我的答案是需要用 DA1855A 来测试，但问题是 DA1855A 比 ADP305 要贵得多。还是每个公司去定义自己的司标吧☺

示波器基础系列之十 ——关于力科示波器测量功能的特点

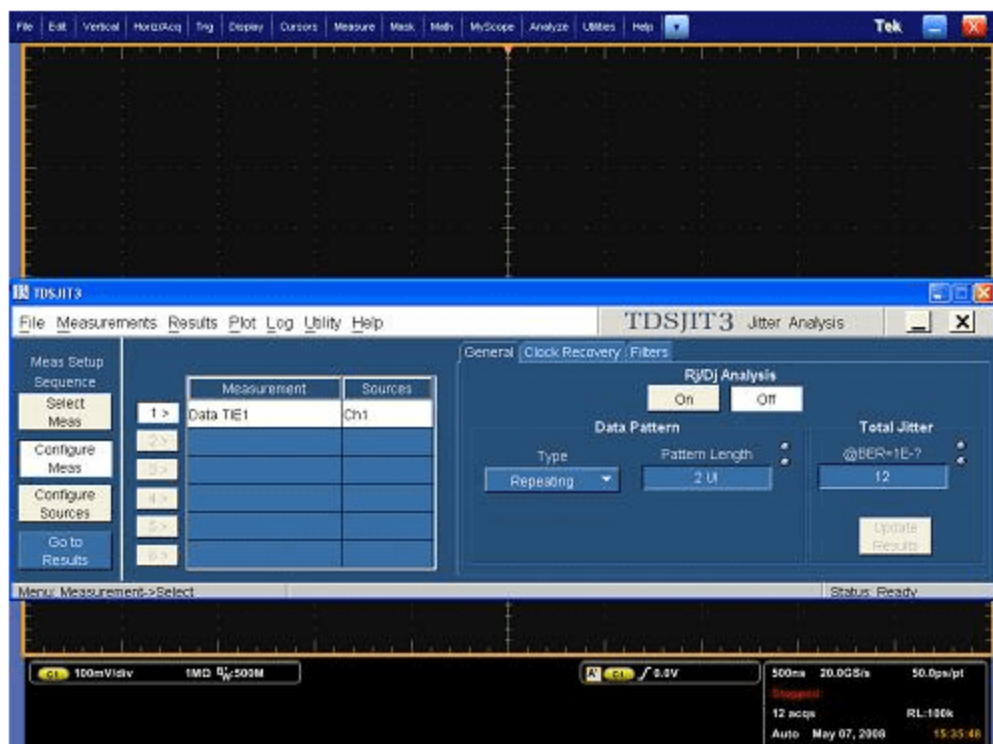
示波器的基础系列之一到之九中我们已就示波器的“捕获”部分做了解读，内容涉及到示波器的带宽，采样率，存储深度，插值方法，触发，特别捕获模式，量化误差等。这些是基础之基础，理解好这些概念对于操作示波器至关重要。这周起我们来系列解读关于示波器的测量功能。这个话题显得要简单很多。

示波器的测量包括光标(cursor)测量和参数(parameter)测量。光标测量是从模拟示波器遗传下来的原始的测量工具，它的设置非常方便，对于一些很不规则的波形的测量甚至有不可取代的作用，但是它的测量精确度不高，有很大的操作者误差，不能充分发挥出数字示波器的快速性和准确性特点。参数测量功能的特点是快捷，方便，准确，重复性好，可以一次同时测量 8 个甚至更多的参数，当屏幕上的波形刷新后可自动重新测量，等。力科示波器在测量方面的一些特点是：

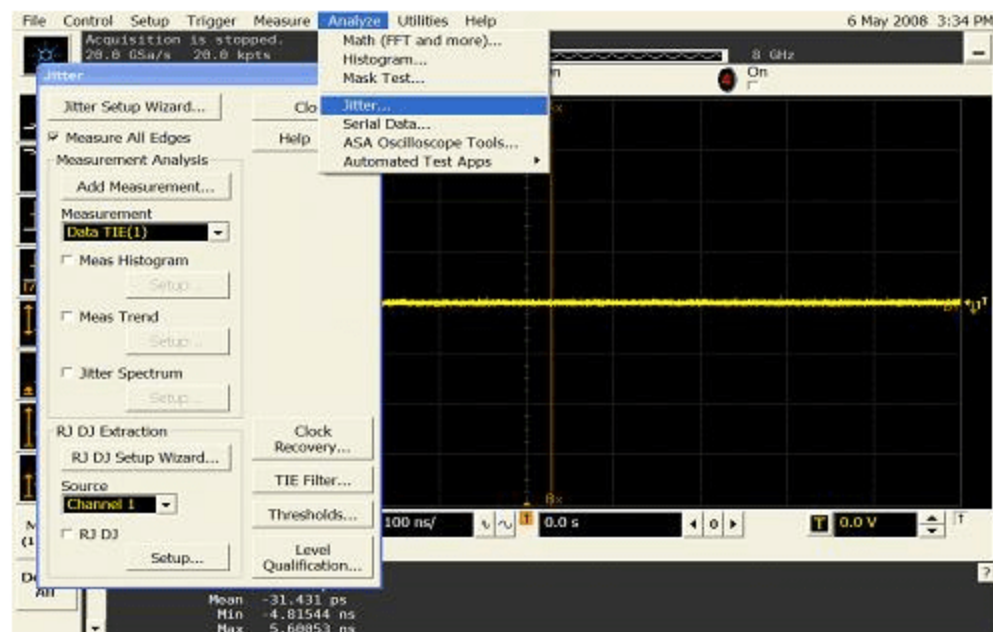
1，测量操作界面的设置非常地清晰、简洁，不管是什么测量参数都只需要一级菜单的设置就能够完成。图一显示的是力科示波器测量 TIE 参数的设置界面。在“Source1”中设置测量对象是 C3，即通道 3 的波形。（除了对各通道 C1-C4 的波形作为测量参数，在这个菜单中我们还可以选择保存回调的波形 M1-M4，运算后的波形 F1-F4，放大后的波形 Z1-Z8，数字通道波形 D0-D35, 眼图等作为测量对象。）在 Measure 菜单中，选择测量的参数类型为 TIE@level，测量的结果实时显示在 P1-P12 的参数列表中的 P1 上。在右下边的菜单中对 TIE 进行详细设置。整个设置风格，人见人爱。



图一 力科的 TIE 参数测量设置界面



图二 T 公司的 TIE 参数测量设置界面



图三 A 公司的 TIE 参数测量设置界面

图二是 T 公司设置 TIE 参数的界面，我们在第四代示波器系列述评中曾介绍了这种风格——独立的第三方的窗口来配置测量过程，最终的测量结果又显示在另外一个第四方的窗口上。这属于弹出一个窗口又一个窗口的弹啊弹的风格类型。仅仅为了测量一个参数就这么辛苦！图三是 A 公司设置 TIE 参数的界面。也是浮动的设置窗口遮住的示波器的波形，浮出的窗口上有很多的小按钮，为了正确设置 TIE 参数，需要将这些小按钮都点一点，否则测量出来的结果可能是错的。对于一些常用的测量参数如周期、频率等 T 公司和 A 公司的设置没有这么复杂，但是其测量统计的结果则只能

是屏幕上的一个脉冲波形的参数，为了统计这些基本参数的所有显示的波形参数，也必须象测试 TIE 一样弹出一个又一个窗口！后面的文章中我们将重点介绍这一点。



图四 参数列表中的直接说明了参数的含义，光标提供了该参数的形象说明



图五 同时测量出 12 个参数并给出了每个参数的小直方图

2，力科示波器的参数设置菜单中就给出了参数含义的文字说明，更有光标的帮助标志来解释参数。如图四，在选择测量参数时，每一个参数都有文字解释，如上升时间表示的是，“上升沿 10-90%之间的时间间隔”，同时图中可看到有光标在形象表示上升时间是什么含义。

3, 第四代示波器可同时测量 12 个参数, 同等的其它品牌示波器最多只能同时测量 8 个参数。

图五中显示出可同时测量 12 个参数, P1-P12。

4, 力科是“测量统计”功能的发明者, 力科示波器具有一次性测量屏幕上所有脉冲参数的功能 (AIM 测量功能)。

5, 力科示波器可以同时给出 12 个测量参数的小直方图, 让工程师快速查看参数的稳定性。(Hit icons 测量功能) 图五所示, 同时测量了 7 个水平参数和 5 个垂直参数, 通过小直方图快速看到宽度是不满足正态分布的。

6, 力科示波器和竞争对手的同等示波器相比有最多的测量参数个数, 总计多达 158 种测量参数。譬如 SDA760Zi 的标配测量参数达到 128 个, 而同等的 T 公司的 DSA70804 只有 93 个, A 公司的 DSA90604 只有 59 个。

7, 力科示波器除了可以对屏幕上所有的波形进行测量外, 也可以自动对某一部分的波形进行测量。(Gate 测量功能)

8, 力科示波器甚至可以测量出一定参数大小范围内的结果。(RQM 测量功能)

9, 力科示波器的很多型号如 WaveRunner MXi 系列, SDA 系列标配就具有参数之间的运算的功能。

10, 力科示波器的很多型号如 WaveRunner MXi, SDA 系列标配就具有自定义参数的功能。

11, 力科示波器具有最快的测量速度, 达到了 750,000/s 的测量能力, 比同等示波器快 50 倍以上。

示波器基础系列之十一 —— 如何用示波器测量 4 个以上通道的信号

“您好! 我是 XX 研究院研究员 XX。很感谢您的来信, 我是检测方面的初学者, 您的附件让我受益匪浅。我有个比较弱的问题想请教您: 我们现场测量有超过 8 个量以上, 现有的示波器似乎不能一台同时接入这么多量, 那么我计划分别接不同的示波器, 比如接 4 个, 怎么样可以保证之间没有干扰或延迟呢? 各个示波器之间是否需要共地连接呢? 非常期待您的指导, 祝您身体健康, 工作顺利!”

回答:

首先需要确认您是需要同时测量 8 个以上参数还是要测量 8 种输入信号。如果是前者, 只是要测量 8 个以上的参数, 解决方案很简单: 购买力科第四代示波器, 可以同时测量 12 个参数。我上周发出邮件后得到几个答复, 下面这个回答比较专业和全面。

我对该研究员的问题有点兴趣, 也深有同感。比如 A 公司的产品通常只能测量 5 个参数, 是我向来痛批的缺陷。很多时候我们也需要同时测量 10 个以上的参数, 但我的思维没这个研究员那么飞跃和富有创意, 我们通常的做法是对需要测量超过 8 个参数的信号测量两遍, 保存两个波形, 里面分别有不同的参数, 这样可以达到我们目的, 也不需要考虑连接的问题和校准的问题, 感觉还是比较傻瓜的。该研究员的想法不错,

但对现实的仪器而言，我觉得效率比较低效果也不好，这时候是否要同步校准就已经变得不那么重要。我倒有个想法：你们可以开发一个参数读取软件，当波形触发稳定下来后可以读取波形的所有被选择参数，并通过另外一个独立的界面显示出来，这样虽然参数不能随时同步变化，但基本也满足客户需求。

这个回答显然来自于资深人士，想法很好：开发一个参数读取软件，当波形触发稳定下来后可以读取波形的所有被选择参数，并通过另外一个独立的界面显示出来。

如果是后者，您需要同时测量 8 种输入信号，目前有多种方法可以测量多通道波形，但不一定对您的应用都合适。我的博客上就此有一个答案如下：

“首先要确认同时测量八路信号的情况。如果是低频信号，且上升沿比较缓慢，则像 NI 的 DAQ 之类的数采卡就能轻松解决，如果是要求严格同步，则也有相应的同步采集卡可以满足。如果是非要用到示波器来采集的话，则可以使得两台 4 通道的示波器同步触发，但要注意一般的示波器 4 个通道是轮流触发，而不是严格意义上的同步触发。PXI, VXI 等具有同步触发总线的模块话仪器也是一个很好的选择，Acqiris 的 digitizer 可以做到 3GHz 的带宽，8Gsps 的采样率，相信也能够满足大多数的需求。至于她提到的通道间的干扰和延迟说得是串扰（通道隔离度指标）和同步精度，至于是否共地则取决于信号是差分还是单端。”

显然，这个回答者看起来熟悉很多种仪器。下面我列举出三种力科的方案：

1，混合信号示波器。

混合信号测量是近年来的流行话题。很多时候我们会选择混合信号示波器而不是逻辑分析仪，因为前者更便宜，用起来更方便。我查看了 Agilent 的逻辑分析仪 16800 系列的指标，其通道数有 34/68/102/136/204，采样率最大为 1GS/s，最大存储深度 32M。而力科的混合信号选件，通道数可达到 36，采样率 2GS/s，存储深度 50M。和竞争对手 A 和 T 相比，在混合信号示波器上，力科拥有绝对的优势：通道数最多，采样率最高，存储深度最大，触发方式最多，反应速度最快。这方面我们将在后续文章中详细解读。但这种混合信号测量多通道的方案只能接数字信号 0，1 电平，承受的电压范围小，最大限度 5V 电压输入。

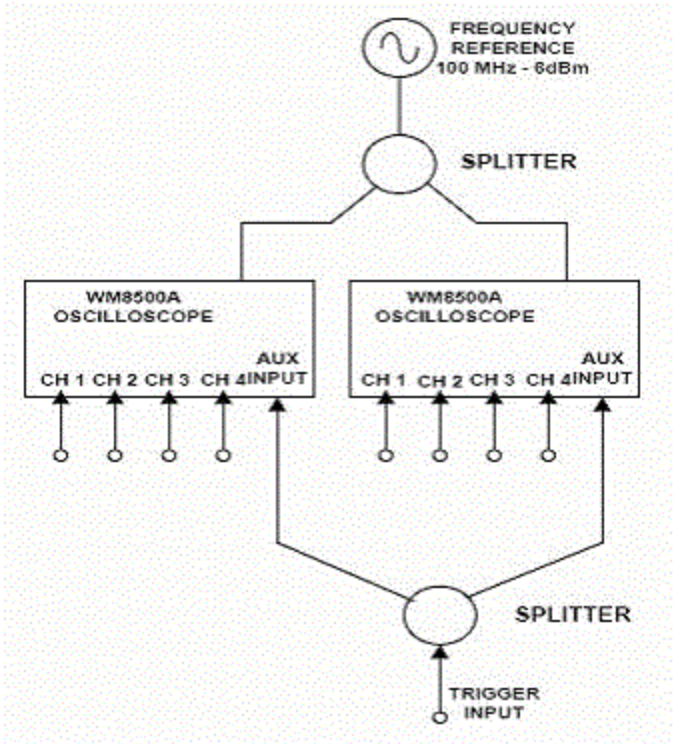
2，同步单次触发后进行测量。

我曾这个方法帮工程师测试复杂的多路电源的时序关系。譬如现在的平板电视电源都是超过 4 路输出电压，特别是 PDP 电源，有的显示屏需要 13 路电源。假如输出电压是 V1, V2, V3……我们可以某复位信号 Vrst 作为触发源进行单次触发，第一次测量 Vrst, V1, V2, V3。在 File 菜单下的“Save Waveform”菜单中将第一次测到的这些波形保存为二进制格式，通过 Recall Waveform 的方式将这些波形回调到示波器屏幕，显示为 M1, M2, M3, M4。再以复位信号作为触发源，这次可以外部触发的方式，同时测量 V4, V5, V6, V7。这样 V1-V7 就全部同步显示在示波器的屏幕上了。

3，多台示波器一起工作。

这个方法我还没有遇到客户应用过。实现真正的同步需要外部提供精确的时钟源，在示波器的时基菜单中选择外部时钟作为示波器的时钟。另外，需要将触发信号通过功分器同时连接到多台示波器的某个通道。如图一所示。这个方法看起来容易实现，但精确的时钟源成本太高了！如果不

要求精确的同步，不需要外部时钟，仅用相同触发信号同步，这时候他们之间的时序误差大概是几百 ps。附件中的另外一篇文章介绍了这种方法，请参考。



图一 同步两台示波器

示波器基础系列之十二 —— 力科示波器一次性测量能力

示波器一直是工程师设计、调试产品的重要工具。力科把示波器的功能分为四种模型（图 1）：检查、测量、调试、分析。一直以来力科的目标市场都专注在调试型和分析型的示波器。以此为代表的波形分析优势是力科示波器的核心竞争力。但在使用更为频繁、应用更为广泛的测量功能方面，力科同样提供了独有的 AIM、RQM 等测量技术，给了工程师更多发现问题、解决问题的办法。此次我们将通过实验对比让大家了解什么是 AIM 及 AIM 在测量中的应用。

示波器功能的四种模型

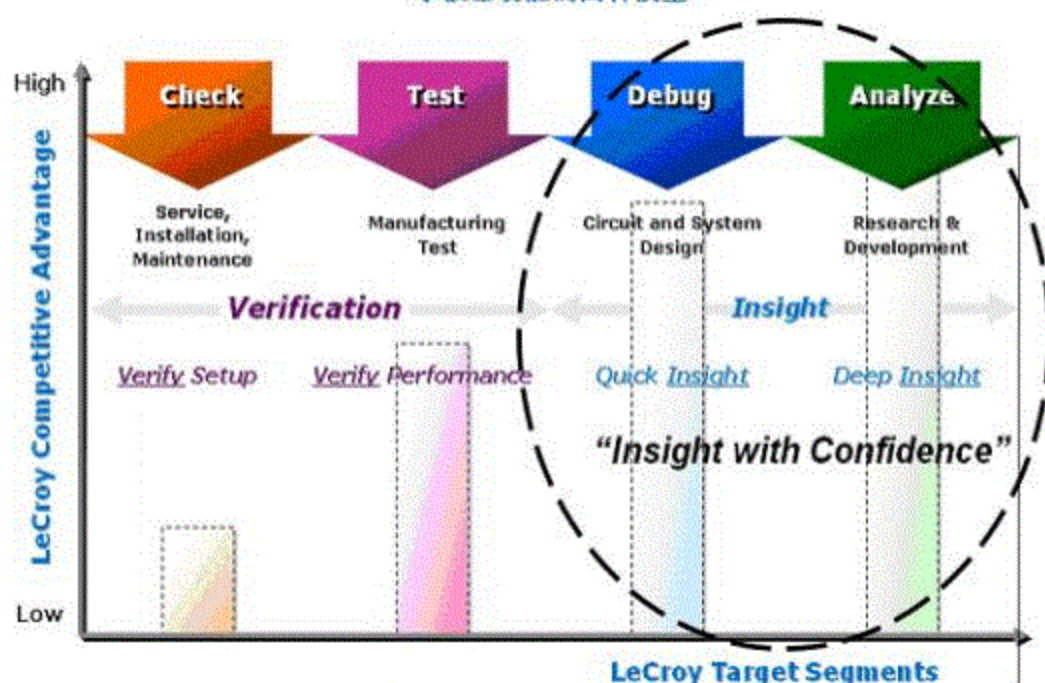


图 1 示波器的四种模型

一般来说，工程师用示波器正确捕获波形后往往需要对感兴趣的参数进行测量或者验证。力科示波器可以对所有波形或者部分选定的波形进行参数测量。WaveRunner 以上的示波器还可以同时测量 8 个参数（第四代示波器可同时测量 12 个参数），并提供了 8 个参数的直方图（图 2）。在测量的同时如果打开示波器标配的参数统计（Statistics）功能，则可以报告出每个参数当前的测量状态。在参数统计中（图 3），“value”代表了屏幕中最后一个波形的参数测量值，“mean”则是所有波形参数测量的平均值，“min”是当前所有测量中的最小值，“max”是最大值，“sdev”是参数测量的标准偏差，“num”则是当前的测量次数，“status”指示了参数的测量状态。

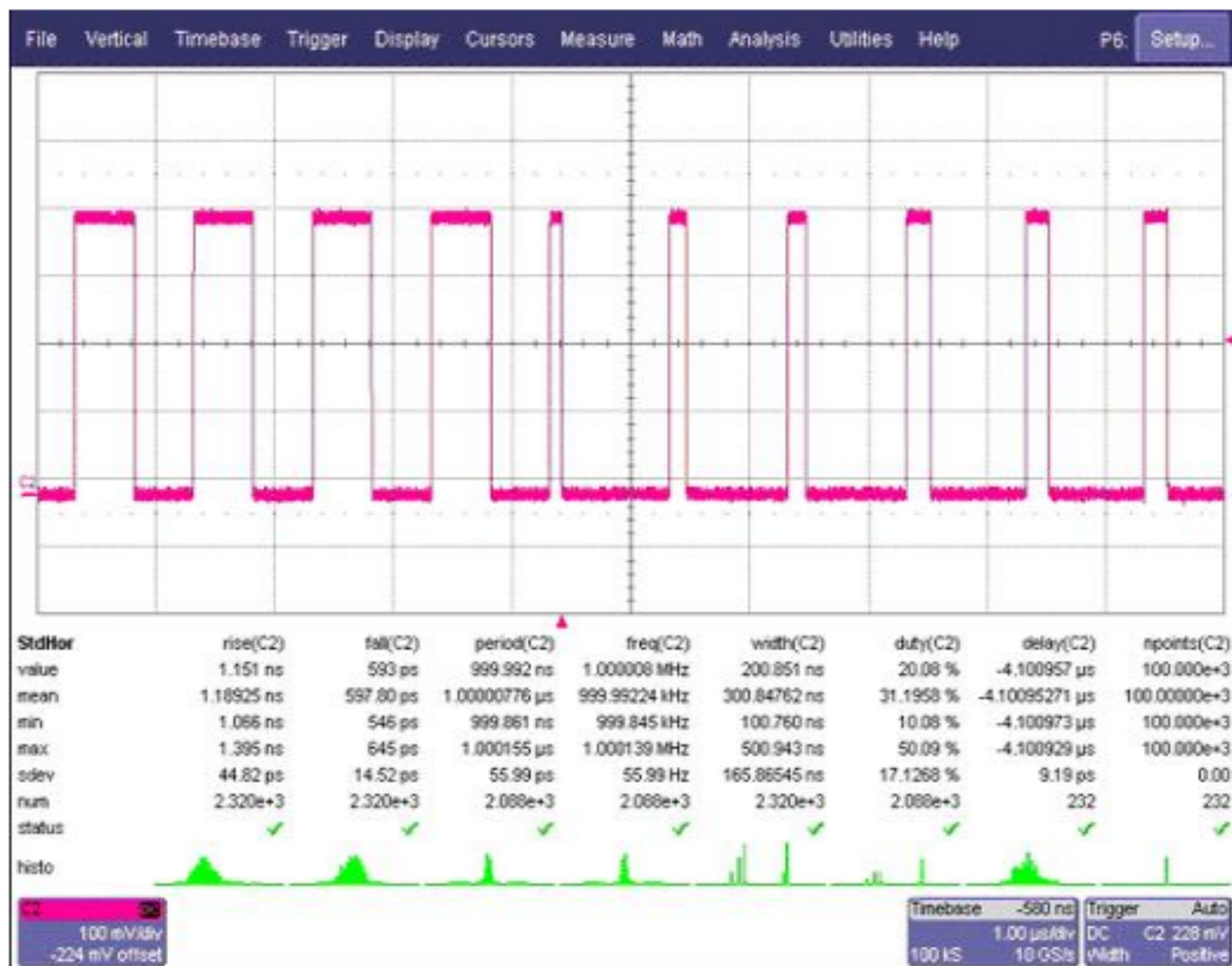


图 2 全面的参数测量

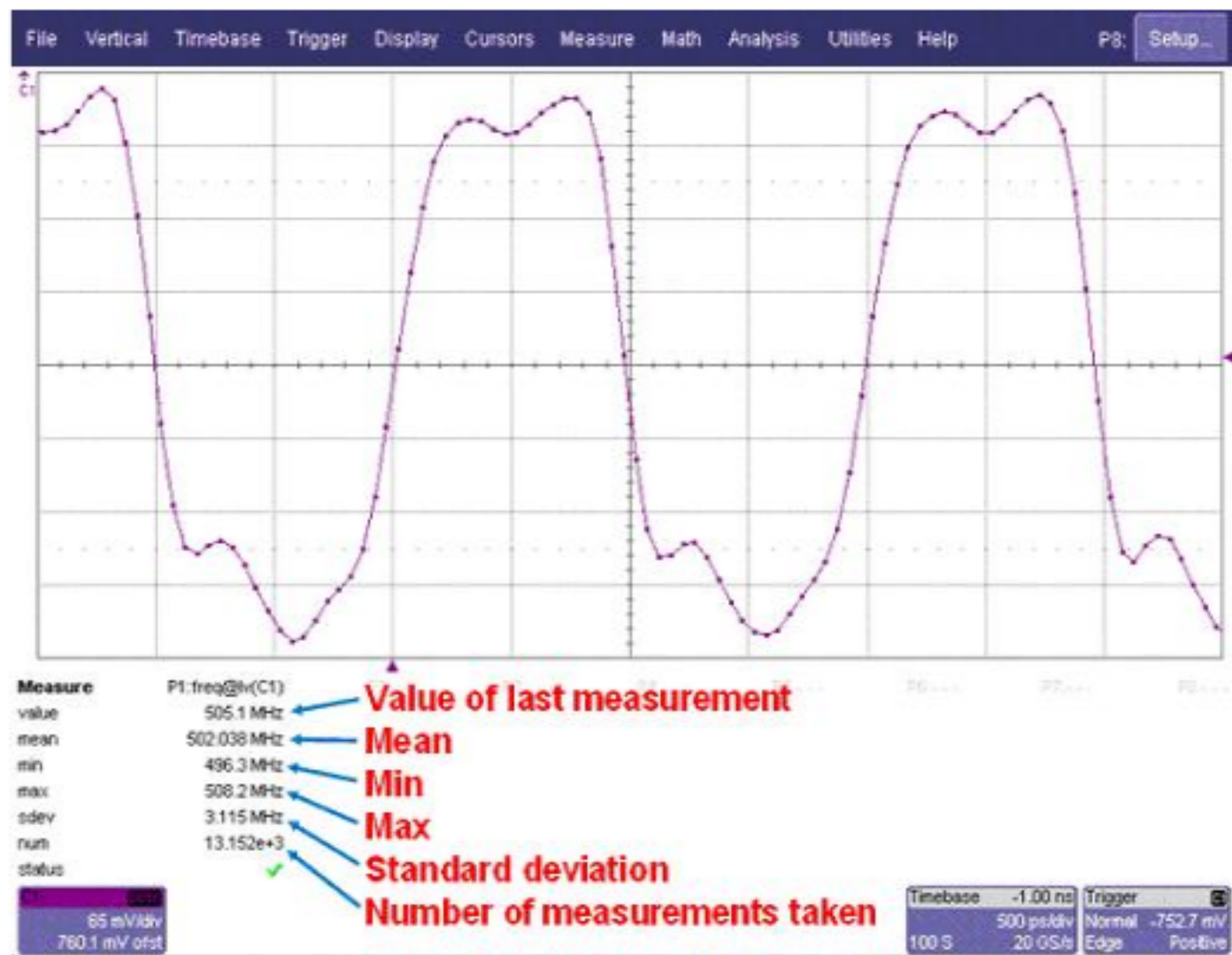


图 3 参数统计

由于示波器可以一次测量所有捕获到的波形的参数，用户通过观察统计的最小（min）和最大（max）值即可迅速的了解到波形中可能存在的异常。这为工程师提供了更有意义的测量。力科把这项功能称为 AIM——All In one time Measurement。AIM 是力科示波器标配的一种功能，它能报告出波形中所有测量结果的统计状况。这与有些工程师熟悉的 Tek 示波器的统计功能是有所区别的。Tek 示波器的统计功能是个选配的软件，而在测量时 Tek 示波器只对屏幕中的第一个波形进行参数测量，力科示波器则会对屏幕中所有波形的参数进行测量，测量能力孰强孰弱，一目了然。



测量一次捕获到的
所有波形的参数



图 4 LeCroy 示波器测量屏幕中所有波形的参数



仅仅测量当前捕获到所有
波形中一个波形的参数

图 5 Tek 示波器只对屏幕中的一个波形进行参数测量

下面的实验将帮助大家更多的了解什么是 AIM。同时用力科的 WaveSurfer64Xs 示波器（600 MHz）和泰克的 TDS4054B 示波器（500MHz）测量一个脉宽有变化的脉冲序列。分别在两台示波器里边设置触发类型为“Width”，触发条件为小于 106ns，两台示波器均稳定触发，确认了脉冲序列中有小于 106ns 的脉冲存在。见图 6 和图 7。在单次触发后，力科示波器报告出测量到的 10 个脉冲宽度大约从 100ns 到 500ns，而打开泰克示波器的测量统计功能后，其报告出来的最大和最小脉宽均为 500.5ns，但我们用眼睛即可观察到屏幕上的脉冲序列宽度明显是变化的。这是怎么回事？原来泰克示波器只能测量第一个脉冲的宽度！见图 8 和图 9。

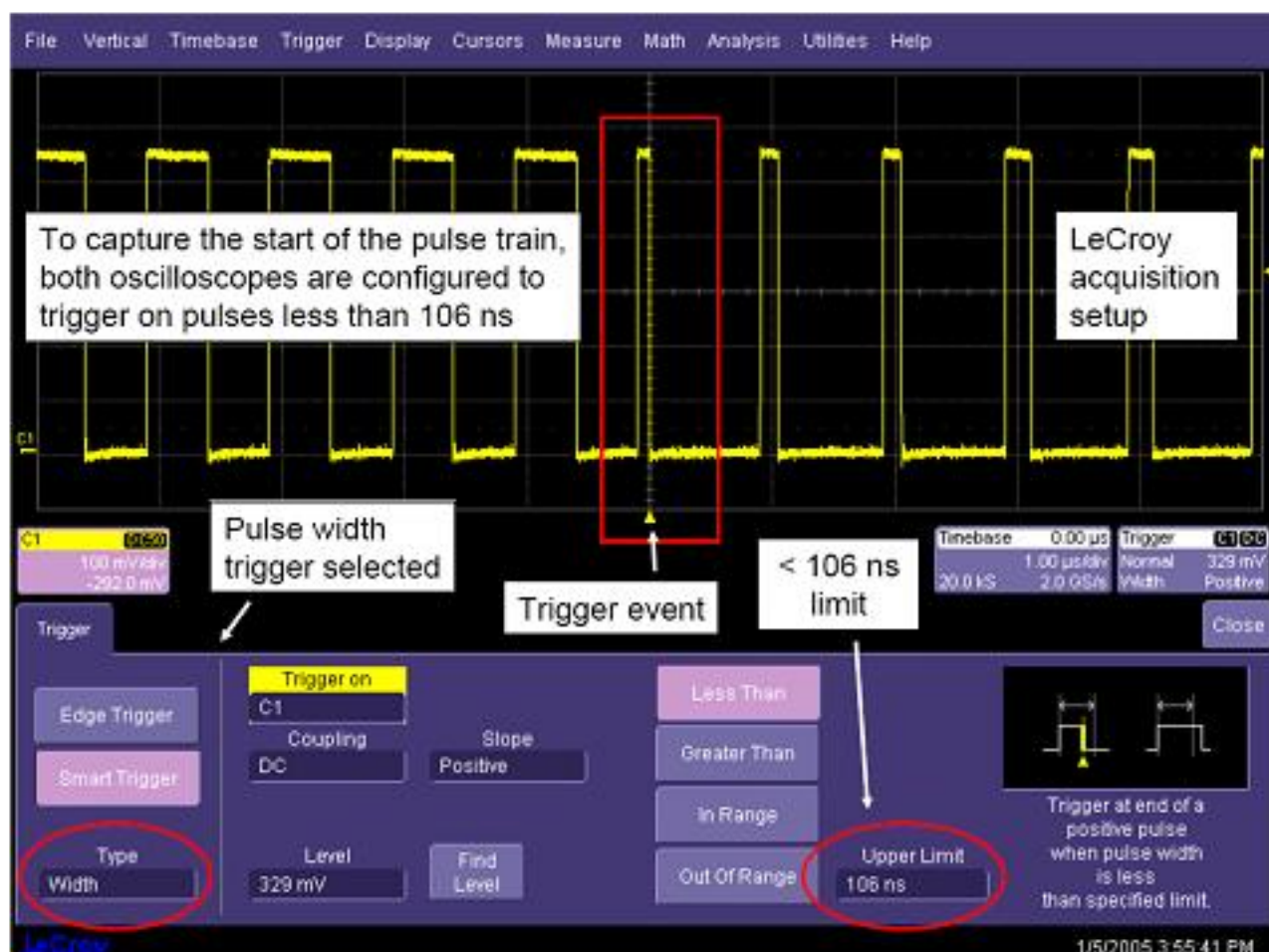


图 6 用 LeCroy 示波器触发小于 106ns 脉宽的脉冲

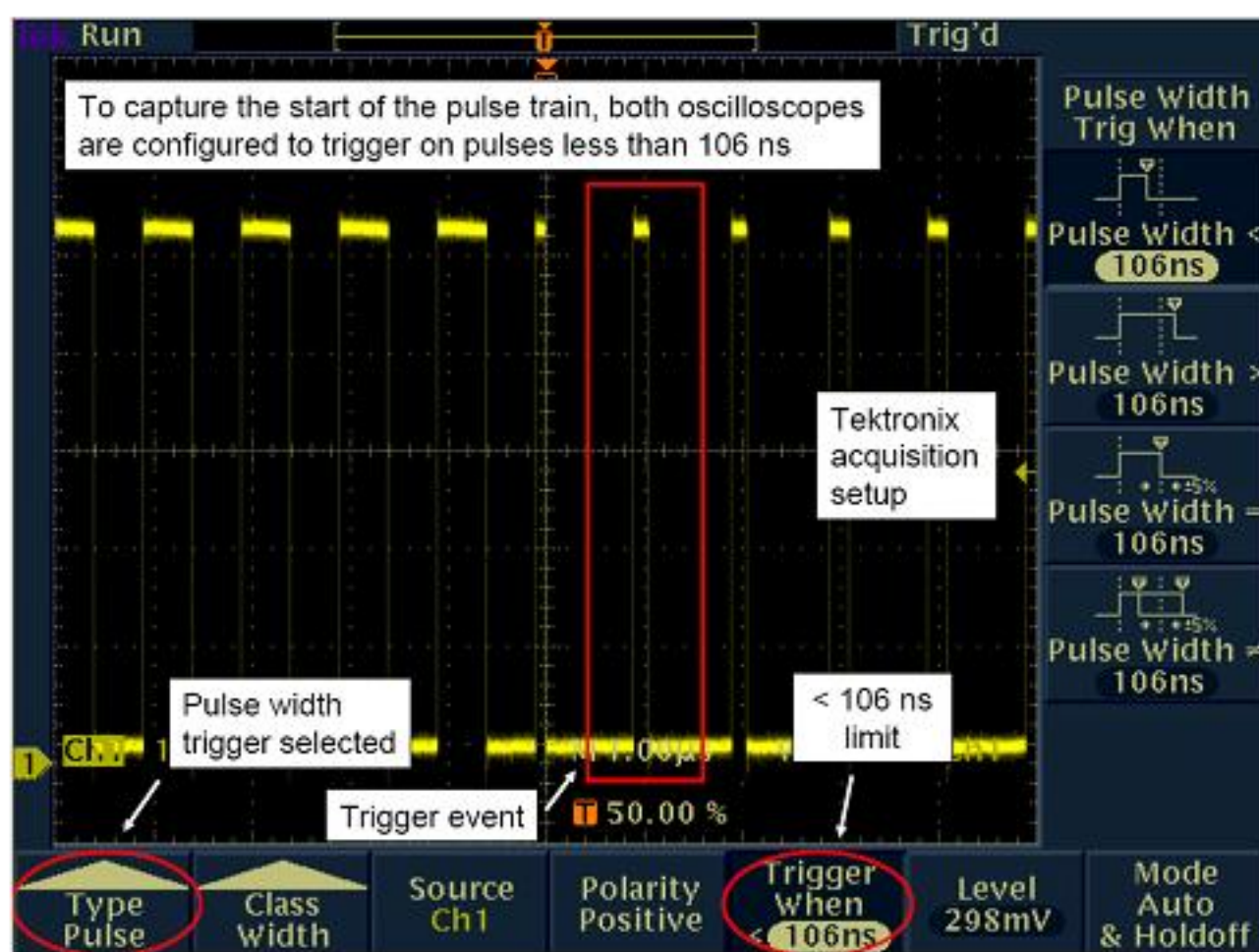


图 7 用 Tek 示波器触发小于 106ns 脉宽的脉冲

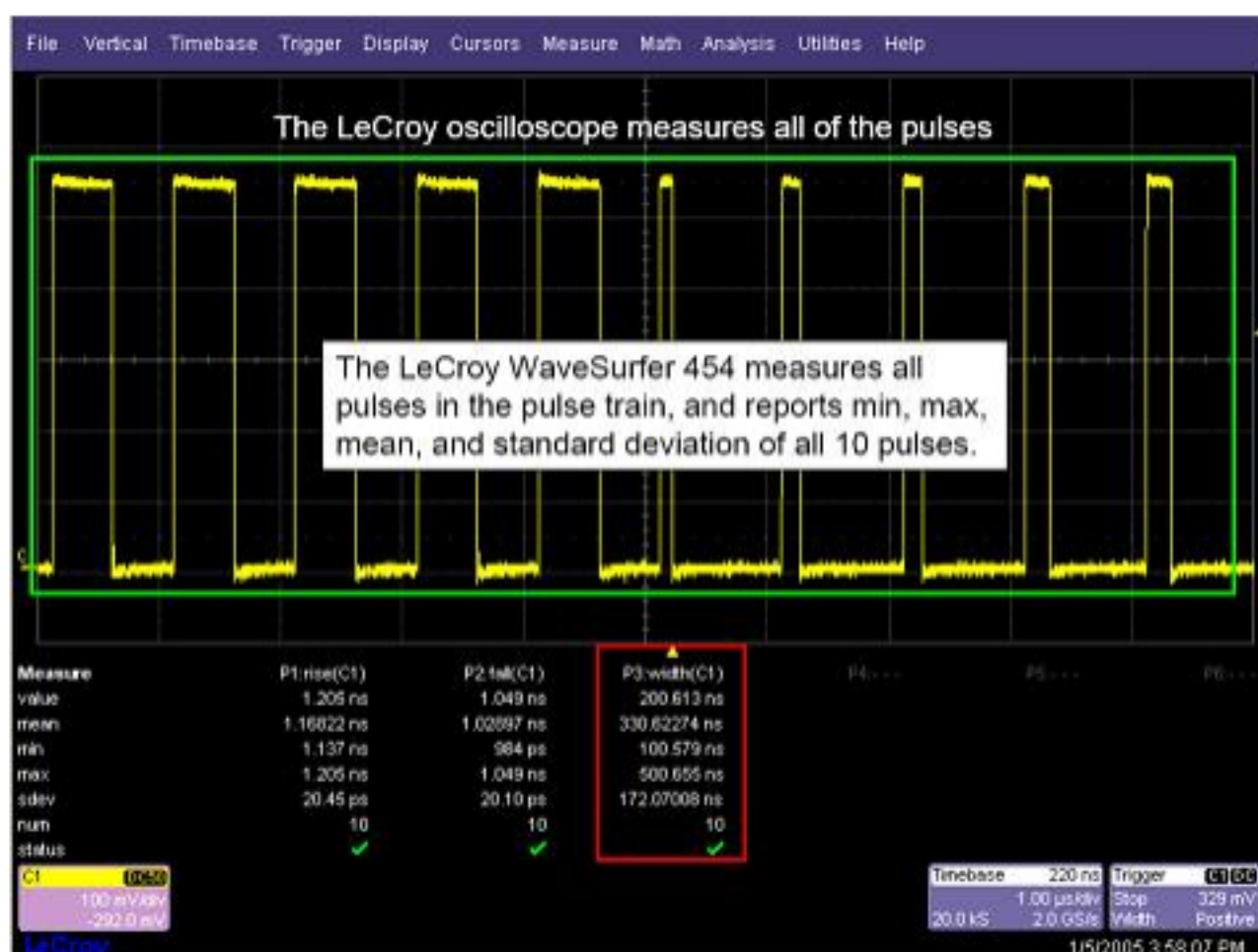


图 8 用 LeCroy 示波器测量 10 个宽度变化的脉冲序列

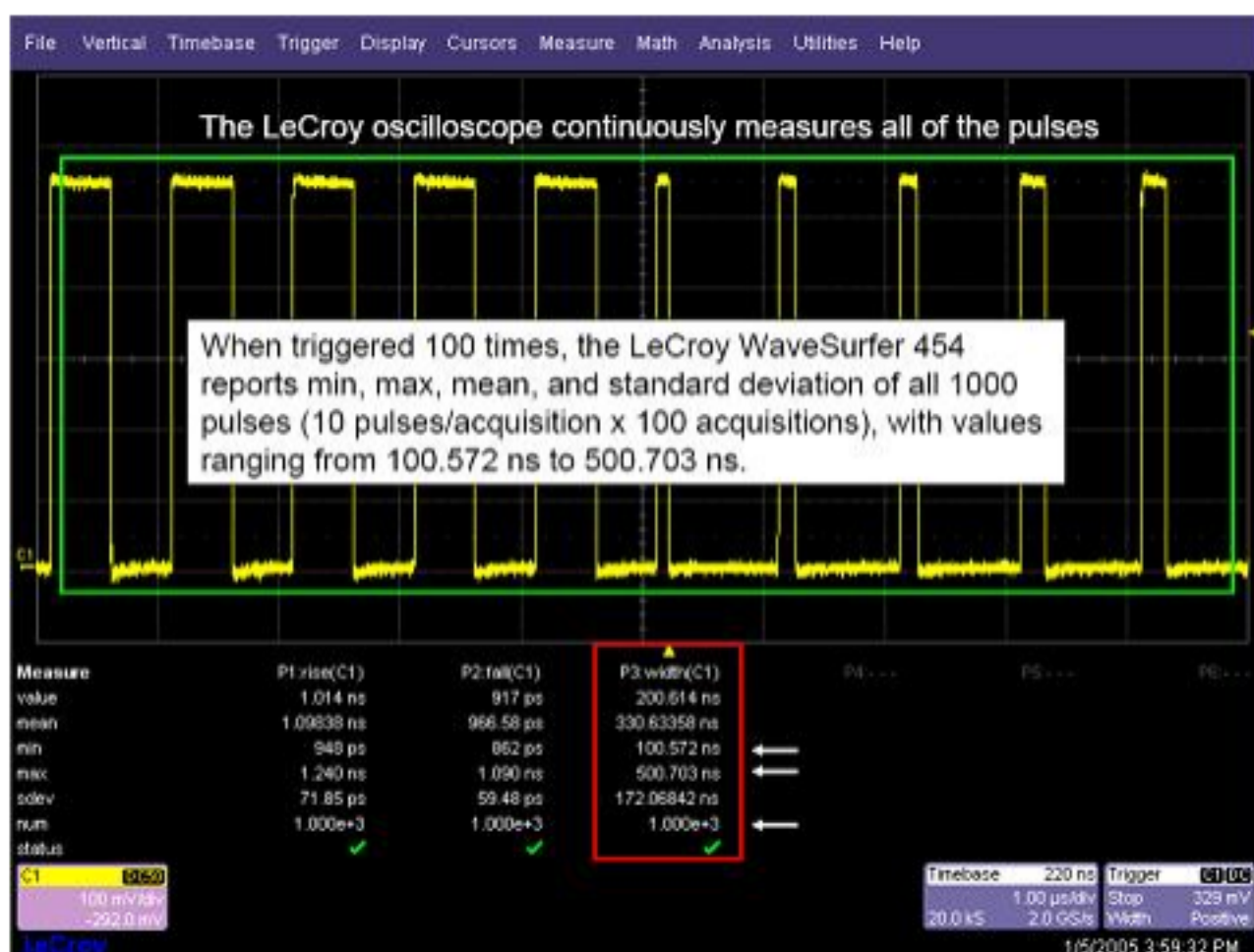


图 9 用 Tek 示波器测量 10 个宽度变化的脉冲序列

而在触发 100 次以后，力科示波器报告出在累计测量的 1000 个脉冲中最小最大脉宽分别为 100.572ns 和 500.703ns（图 10）。再来看看泰克示波器 100 次触发后的测量结果，报告的最小最大值分

别为 500.5ns 和 500.8ns（图 11）！很明显，这个测量结果欺骗了你！这再次证明了泰克示波器每次只能测量屏幕中的第一个脉冲。图 12 是用 Tek 的 DPO7000 系列示波器测量一个正弦波，打开其统计功能后对 8 个参数的统计结果。以“Fall”和“Pk-Pk”这两个参数为例，一屏中如果有 5 个下降沿，则应该有 5 个“Fall”值，但一屏中只会会有一个“Pk-Pk”值。如果 Tek 示波器可以对所有波形的参数进行测量，那么统计出来的“Count”中“Fall”的次数应该是“Pk-Pk”的 5 倍。但图片中显示所有 8 个参数的“Count”都是一样的。这也再一次证明泰克示波器一次只能对屏幕中的一个波形进行参数测量。在测量的效率及通过测量发现波形异常的能力上力科示波器显然更胜一筹。

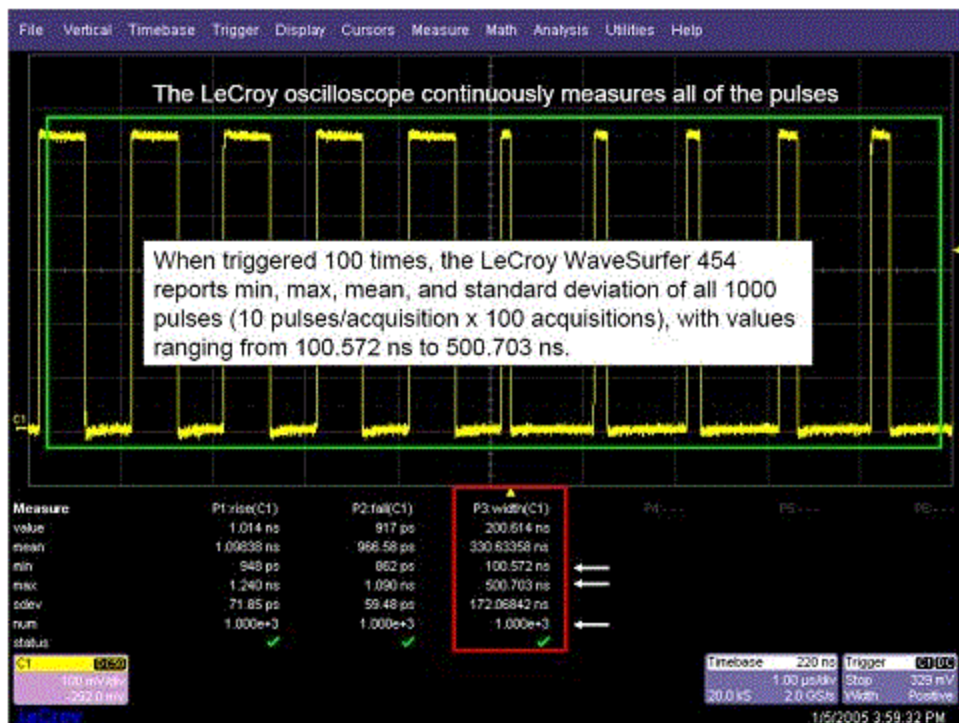


图 10 LeCroy 示波器触发 100 次后的测量结果

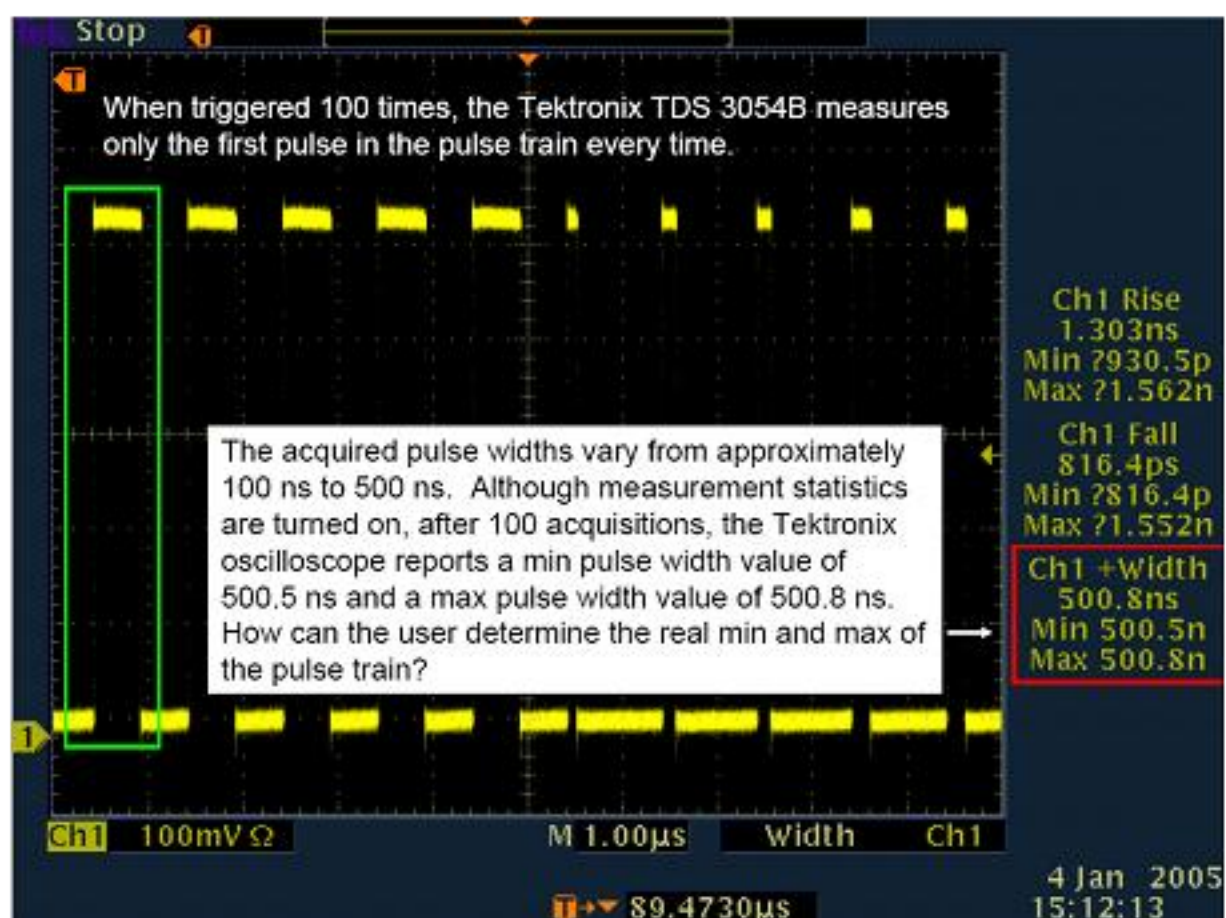


图 11 Tek 示波器触发 100 次后的测量结果

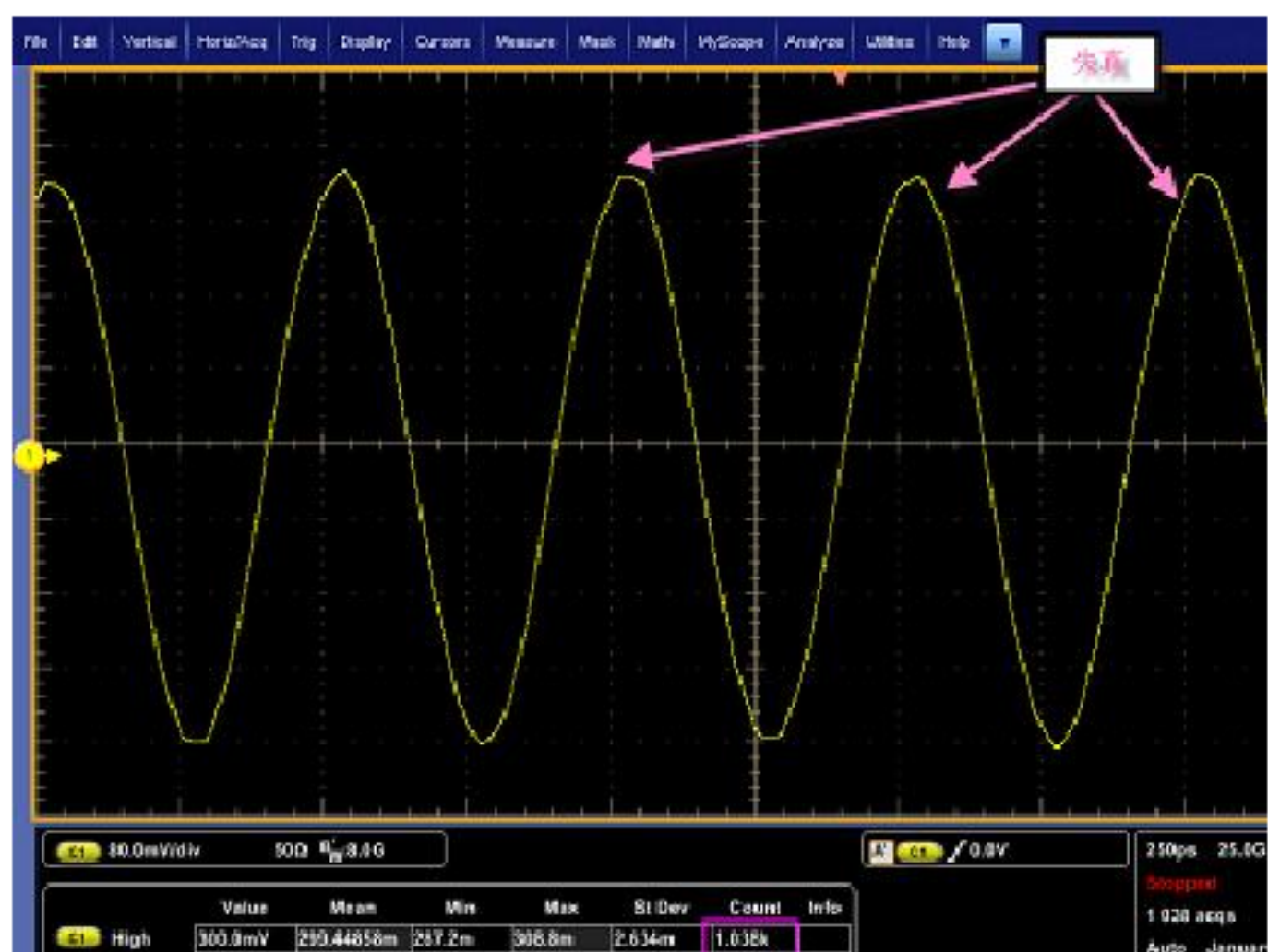


图 12 Tek 示波器对波形的参数测量统计

您在工作中有遇到与上面的实验类似的一些测量应用吗？在这种应用中您又如何能确定真实的参数的最大最小值呢？答案是用力科示波器！因为 AIM 功能是力科示波器独有的！图 13 是 AIM 功能的应用实例。某做 LED 产品的客户需要测量图中的两个数据包络。工程师需要控制“包”内信号的幅度和频率的变化，以此来控制驱动电路。由于信号的频率一直在变化，用其他品牌的示波器是根本没有办法对频率进行测量，而力科示波器可以方便的解决这个问题。

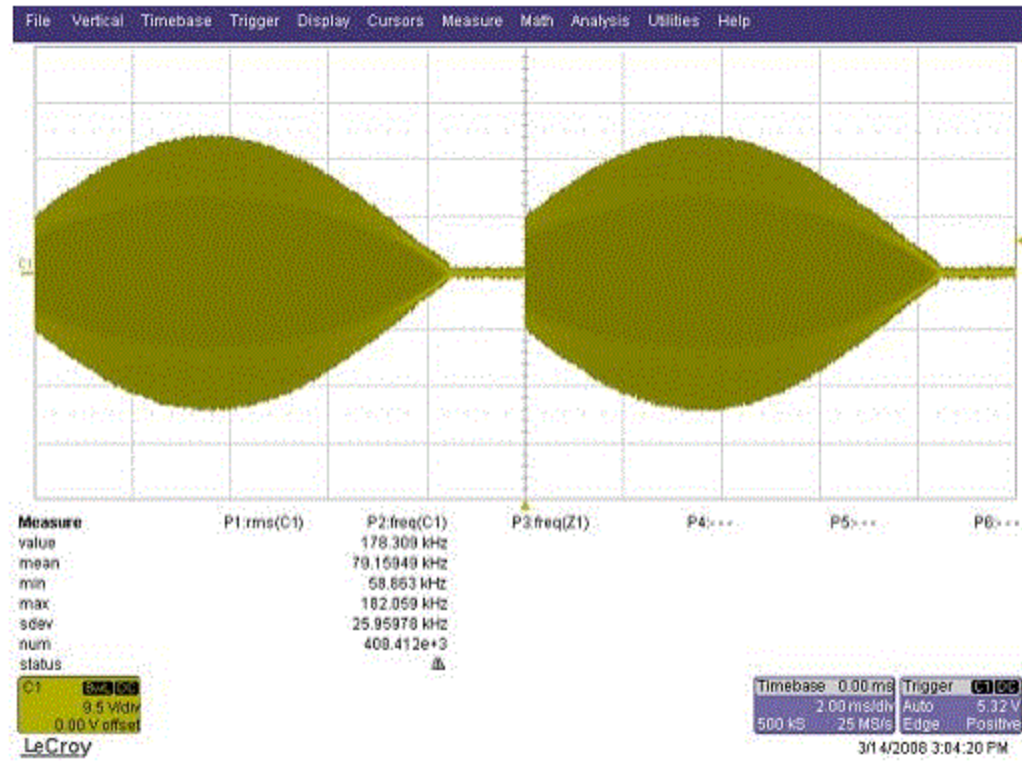


图 13 AIM 的应用 图 14 则是基于 AIM 功能测量信号的 TIE 抖动。上面的红色波形是通道 2 输入的被测方波信号。首先用参数测量通道 2（C2）的 TIE（P2），由于可以测量屏幕上捕获到的所有波形的参数，这就得以使我们可以对每一个周期的 TIE 进行追踪，追踪后的结果 F1 的曲线显示 C2 的抖动呈锯齿波变化规律。再来测量 F1 曲线的 Pk-Pk 参数（P4）即可得到抖动的峰峰值（Pk-Pk Jitter），测量 F1 的方差（P5）即为抖动的有效值（RMS Jitter）

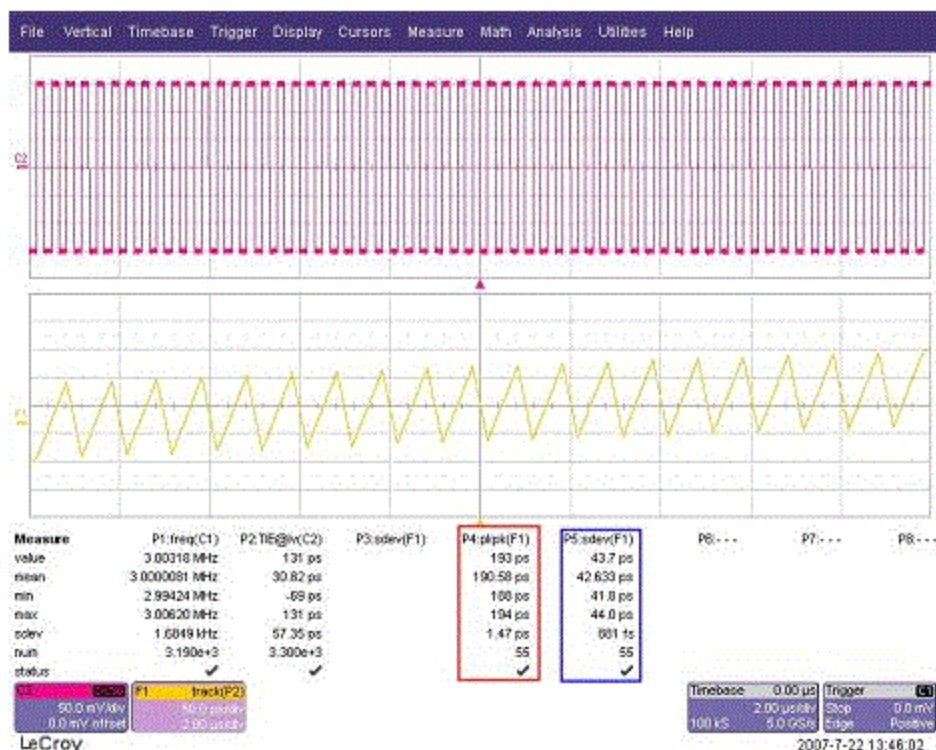


图 14 AIM 的应用

AIM 的优势是不言而喻的。在我们没有强调 AIM 之前，可能您想象中的示波器的测量功能就应该是这样的。但真相是——惟有力科的标配测量统计功能具有 AIM 能力！电源测试，时钟抖动测量，日常几乎所有的测量中，我们都希望示波器能有 AIM 能力！

示波器基础系列之十三 ——关于示波器中测量参数的算法

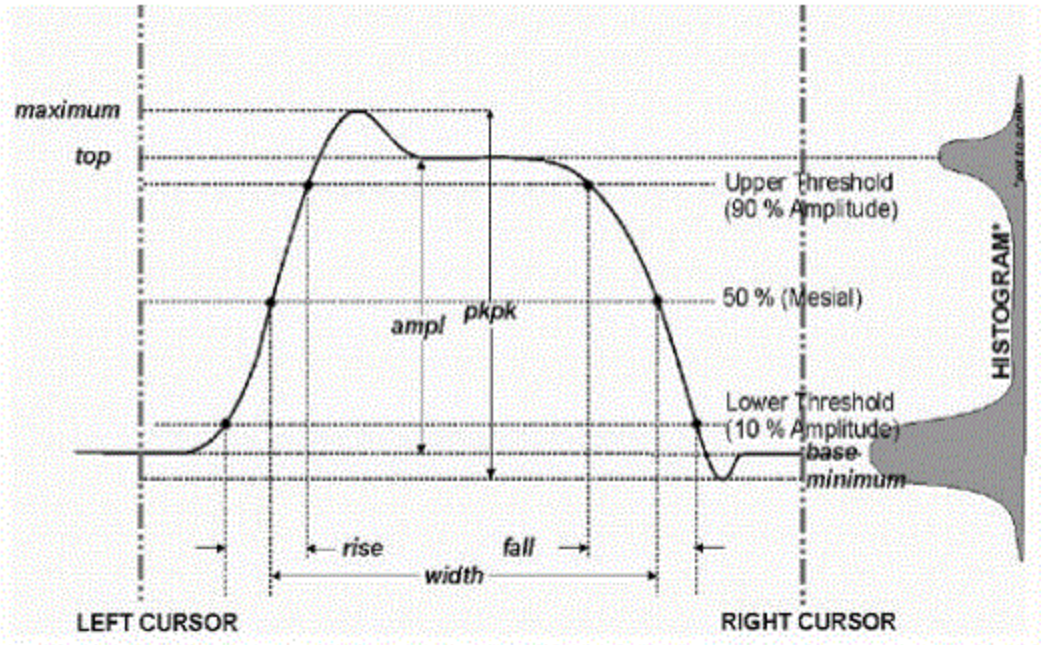
“在测试信号边沿的上升/下降时间的时候，跟我选择的存储深度有没有关系。比如我使用 40GS/S 的采样率测试 PCIE CLK，如果在屏幕上显示一个时钟周期测试它的上升下降时间和我调节时基到 8M 的存储深度时测试到的上升下降时间有没有区别？”

回答：

这是一个非常好的问题。其实我在培训时也常问客户另外一个问题：您知道示波器中上升时间是怎么确定的吗？我在各种讲座会和培训中问这个问题时至今居然没有得到过一次准确的答案！这涉及到示波器中对上升时间的算法定义。很多人知道“上升沿”的 10%-90%，但“上升沿”是指什么呢？这时候工程师们会用手从波形的下面指到上面。那么从下面到上面是指下面的最小值点到上面的最大值点呢还是下面的平均值位置到上面的平均值位置呢？

示波器里计算上升沿需要定义“算法”。IEEE 定义的算法如图一所示。上升沿的确定取决于参数“top”（基顶）和“base”（基底）的确定。正确的确定基顶和基底是正确的参数计算的基础。在分析的开始，示波器首先计算一个波形数据的直方图，时间跨度由两个时间光标之间的时间值确定，默认情况下光标是从最左边到最右边。例如，如果波形是在两个状态跃变的，那么其直方图将包括两个波峰。分析方法将尝试识别包含了最大的数据密度的这两组数据。于是，和这两组相关联

的最大概率的状态将被计算出来，以决定基顶和基底。基顶相对应于上部的最大概率位置，基底相对应于下部的最大概率位置。

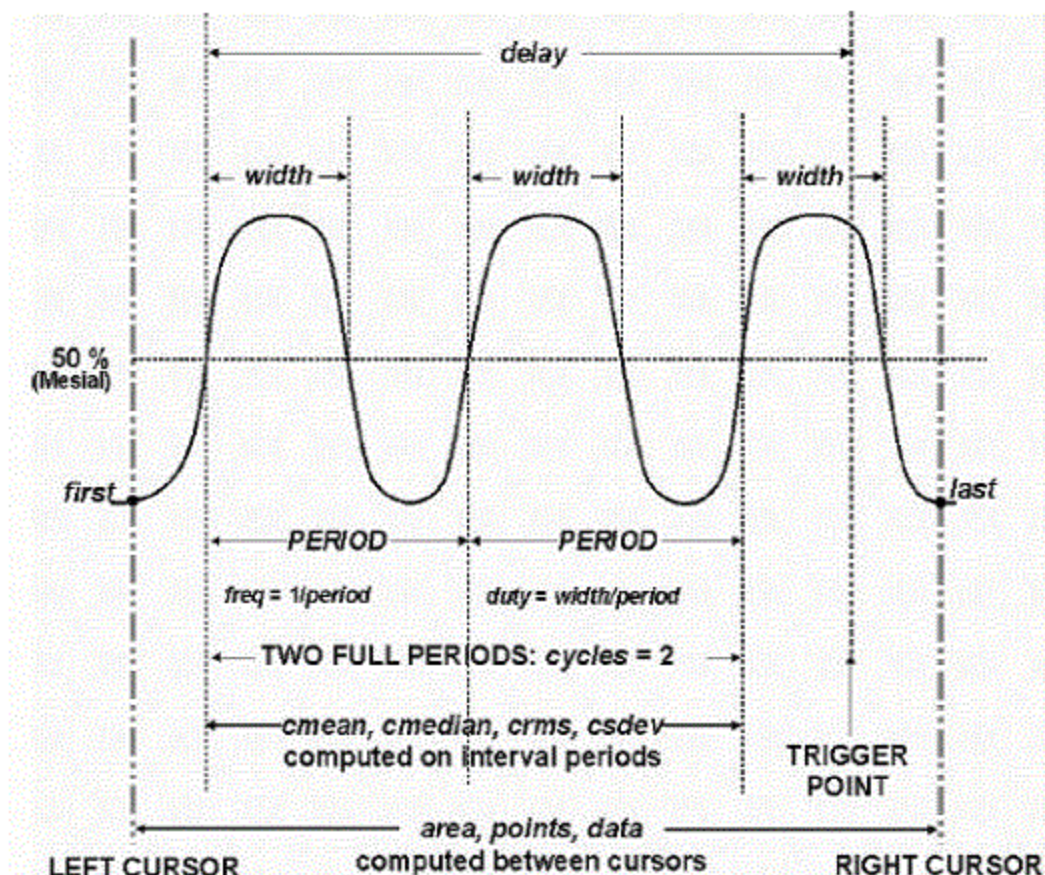


图一 示波器中一些常用测量参数的算法定义

一旦确定了基顶值和基底值，上升时间和下降时间的计算就很容易了。基顶值减去基底值就是幅值，幅值的 90%和 10%的门限电平之间的时间间隔就是上升时间。 如果用 `rise@level`, 可以选择上升时间的门限电压。如果选择绝对设置，上升时间和下降时间的计算就是测量在上升沿或下降沿上两个交叉点的时间间隔。但是，如果选择了相对设置，在基顶线和基底线之间的垂直间隔被一个百分比分割（`base=0%`, `top=100%`），这样来决定交叉点的垂直位置，在上升沿和下降沿上的交叉点之间的时间间隔被计算出来以得到上升时间和下降时间。

顶部和底部样本数的多少会影响到基顶和基底确定的准确性。如果示波器上只一个时钟周期，顶部和底部的样本数很少，如果时钟信号上有一点点的过冲或下冲就会影响到直方图的分布的最大概率状态的确定。因此，在测量时钟我们建议屏幕上采集的周期数尽量多一些。至此，上面的问题的答案已是不言而喻的了。

值得说明的是，有时候示波器的参数下方的状态显示中有 的图标，脉冲上的一个十字表示示波器不能够确定基顶和基底, 但是，测量仍然是有效的。



图二 一些时间参数的定义

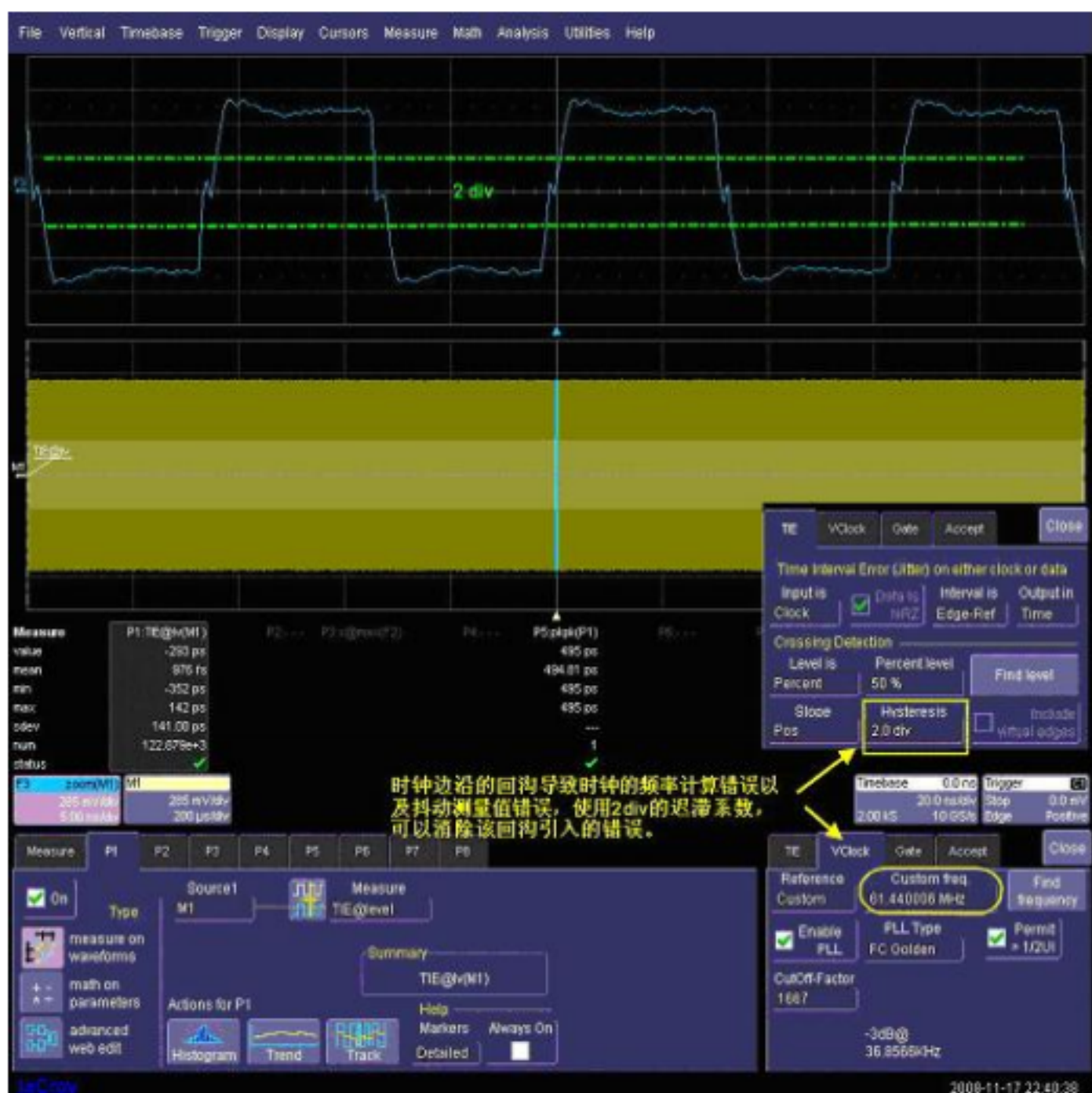
象宽度、周期和延迟这样的时间参数都在中间线处测量（图二）。中间线位于基底线和基顶线的中间位置（50%）。时间参数的计算依赖于观察窗内包含的周期的数量。如果周期的数量不是整数，参数的测量，如有效值（RMS）或均值（MEAN）这样的参数是有误差的。为避免这种偏差，仪器使用周期参数，包括 *crms* 和 *cmean*，这些参数强迫在整数个周期内进行计算。

在示波器水平轴测量中有一个常被忽略的选项叫 Hysteresis（磁滞）。Hysteresis 选项利用了电平之上或之下的限制，这能防止测量到噪声或其它干扰。Hysteresis 的设置以 milli-division s（千分之一格）为单位指定，其设置的原则是：1. Hysteresis 必须大于您希望忽略掉的最大噪声尖峰。2. 可用的最大 Hysteresis 值小于从电平到最近的波形极值的距离。3. 除非您知道将在任何周期内发生的最大的噪声和最近的极值电平，否则就在电平的两侧留出余量。图三所示为测试频率为 61.44MHz 时钟的 TIE@1v 参数，但 PLL 在计算频率时得到的结果为 5.334099599GHz，这是因为缺省时 Hysteresis 系数为 500mdiv（即 0.5 格），示波器中将时钟上升沿和下降沿的回钩都当作是一个个小的脉冲来计算频率，TIE@1v 的测试结果也当然错了。



图三 使用 TIE 的缺省设置，Hysteresis 值为 500mdiv

由于时钟边沿存在回沟，所以必须增大迟滞系数，在图四中修改为 2div，如下所示，这时示波器找到了正确的频率 61.44MHz，TIE 抖动的峰峰值为 P5=495ps，有效值为 P1 的 sdev 等于 141ps。



图四 修改 TIE 的 Hysteresis 设置

在应用一些参数进行测量时，我们都应知道这些参数在示波器中是怎样定义的，了解每一个设置菜单是什么含义。老板说，以“知其所以然”的态度面对问题是做工程师的好习惯☺

示波器基础系列之十四 ——限定范围内参数测量和门限测量

基于创新的 X-Stream 架构的力科示波器有一项独特的功能，允许用户在使用自动测量参数时限定测量范围。除了现有的测量门限之外，新的容许限定还包括范围限制和外部的波形门限。图 1 是这种新特性的图解描述。

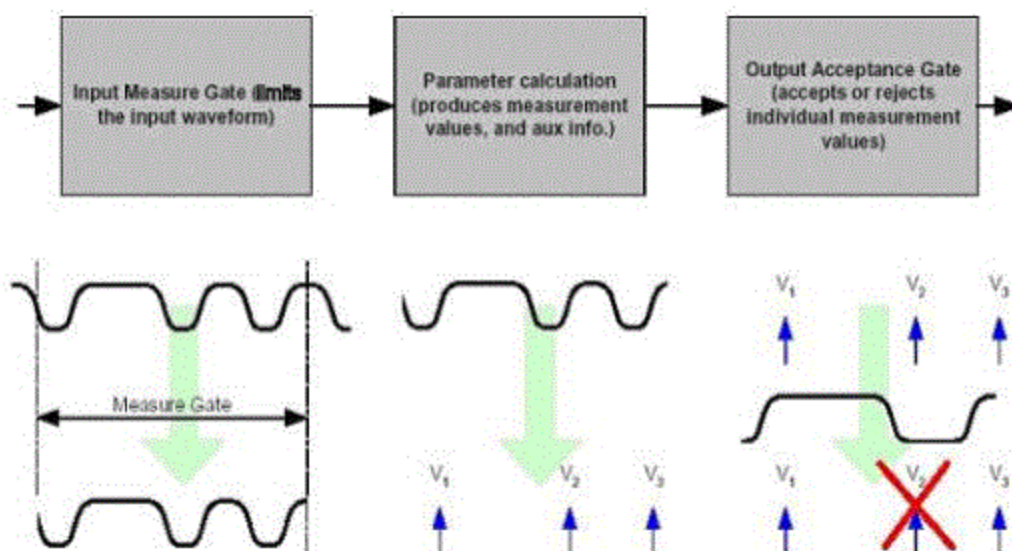


图 1 测量门限选择想要的波形部分，参数测量后容许的标准基于选定的波形或范围限定来判定是接受还是拒绝个别的测量值

现有的测量门限用来选择想要进行测量的波形部分。容许限定测量后，不论是波形门限还是范围限定都是用来选择最终读出的是测量中的哪一部分。下面通过几例常见的测量，深入了解一下 RQM 的应用。图 2 中黄色波形轨迹 C1 是输入示波器的方波信号，使用参数 P1 测量其脉宽 (width)，打开测量统计功能后迅速发现捕获的波形中脉宽有异常——在当前测量的 13 个脉宽中平均值大约是 184us，最大值是 236us，而最小值为 166ns！可见 166ns 脉宽的波形应该存在异常。对波形进行局部放大后很快就查看到了这个异常波形的细节——原来是一个很小的毛刺 (Glitch) 信号 (图 3)。发现波形中存在毛刺后，相信大多数工程师会本能的考虑到这样两个问题：1) 这个异常事件是偶发的还是可重复的？出现的概率如何？2) 忽略掉毛刺，这个方波本身的脉宽如何测量出来？

RQM 将给出您全部答案！



图 2 测量发现被测方波信号脉宽存在异常

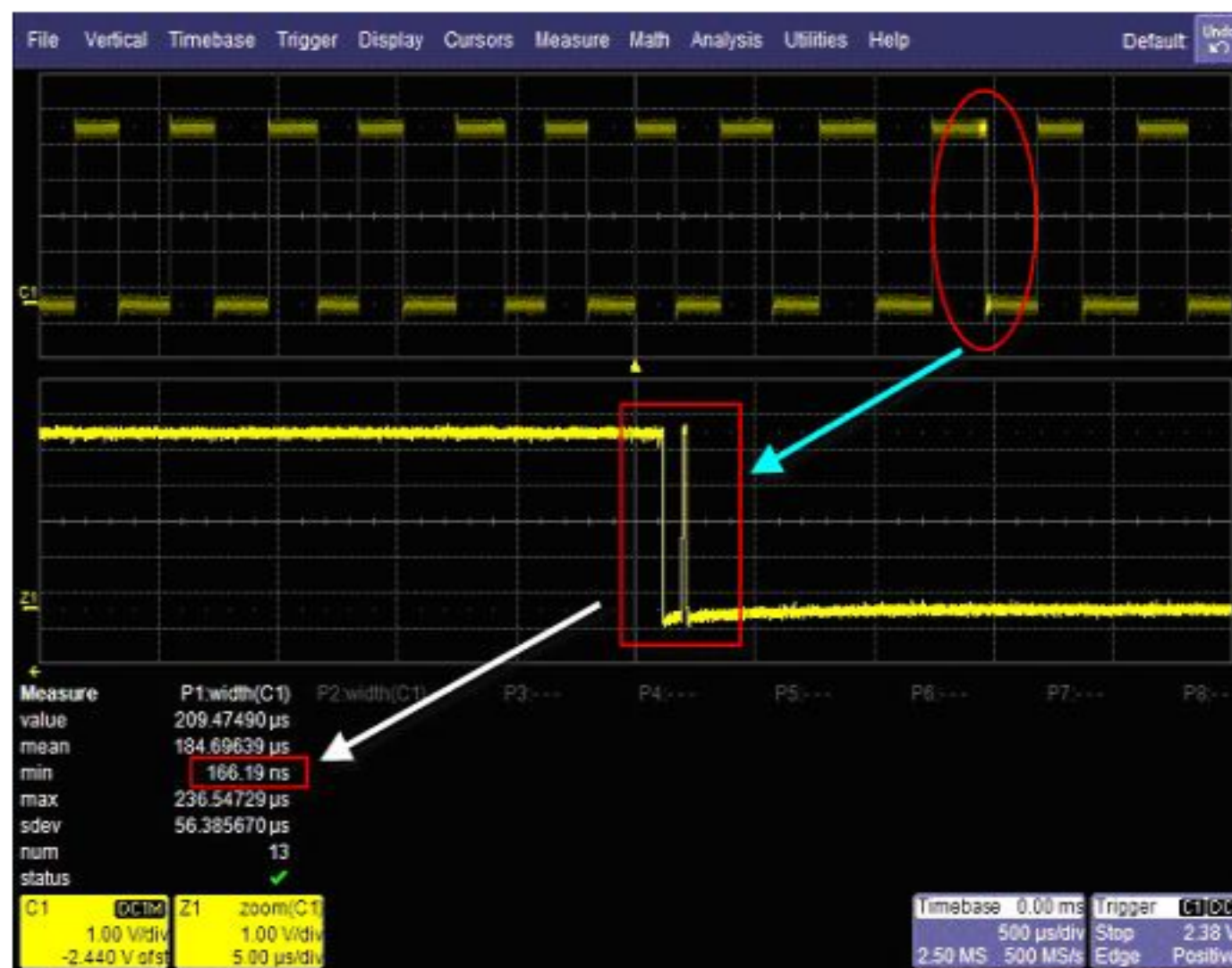


图 3 局部放大后查看到的异常波形细节

在本例中，继续用参数 P2 测量 C1 波形的脉宽，但仅研究我们感兴趣的事件即脉宽很小的毛刺信号。见图 4，在 P2 的设置对话框中选择右下方的“Accept”项，激活“Values In Range”，设定的条件是只测量 100ns 到 1us 之间的脉宽（毛刺）。这样参数 P1 测量的是所有波形的脉宽，而 P2 只会自动测量符合我们设定条件的脉宽。清除掉之前的测量结果，同时开始测量后，我们看到在当前已测量到的 2464 个脉宽中，毛刺信号只出现了 10 次，可见这个异常事件较为罕见，但却有一定的规律性。

一次简单的测量即可发现信号中的异常，并帮您洞悉电路的特点！

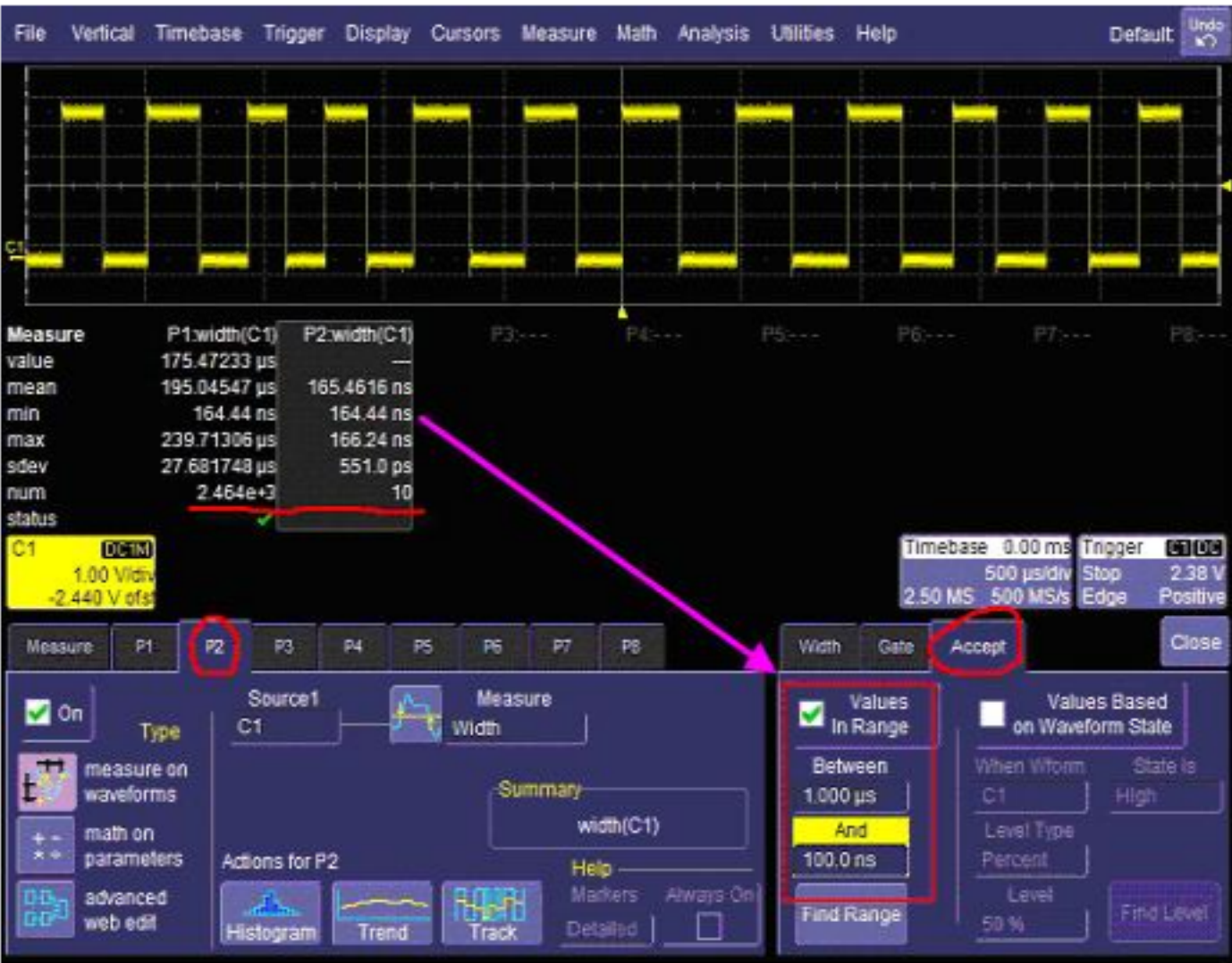


图 4 利用 RQM 了解异常事件的概率

同样，在“Values In Range”设置中，如果不手动设置测量范围，则可以选择“Find Range”功能，这样示波器会自动寻找并设置一个正常波形参数测量范围，如图 5 所示，参数 P2 即为忽略毛刺后正常方波脉宽的测量结果。注意，在此次捕获中，P2 拒绝了一次测量，因为其不符合我们设定的参数测量范围。

在前面的例子中我们看到 RQM 的设置对话框“Accept”中除了“Values In Range”还有一个“Values Based on Waveform States”的功能，激活后可以帮助我们快速的实现一些有特定时序要求的参数的自动测量。

图 6 中，利用 RQM 功能，设置波形门限，测量当 C1 为高电平时 C3 信号的脉宽。

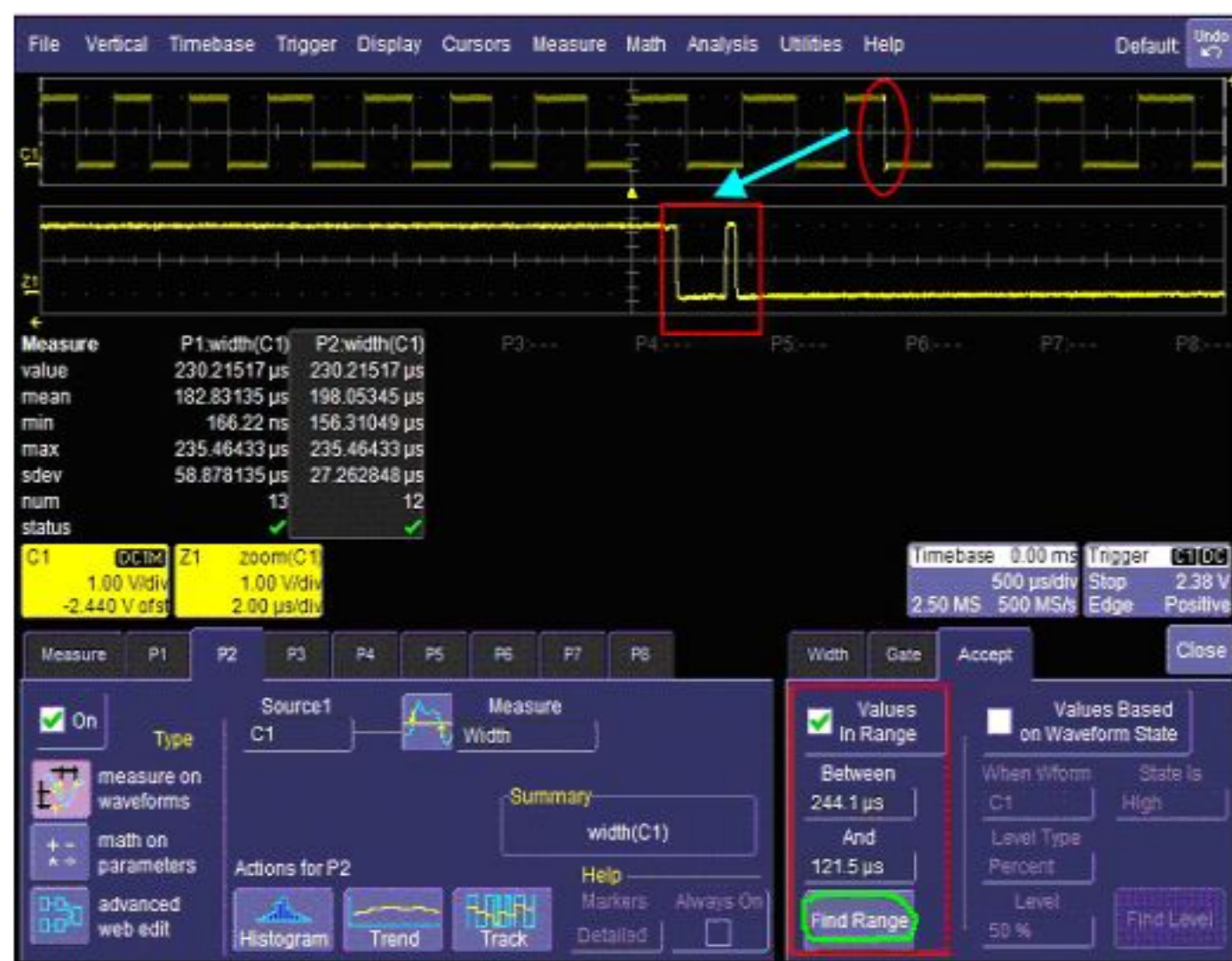


图 5 限定范围内脉宽测量的设置



图 6 波形门限测量的设置



图 7 波形门限测量的应用



图 8 RQM 功能的应用

图 7 是利用波形门限测量功能自动测量有特定时序逻辑要求的参数的另一个示例。图 8 则是 RQM 功能应用的一个典型案例。在 SDRAM 的时序测量中，要求写使能信号（C3）和片选信号（C4

）均有效（低电平）时，测量 Clock（C2）到 Data（C1）的 Hold Time（建立时间）。这里为实现精确的自动测量，同时设置了限定范围和波形门限的条件。

对于与特定事件相关的信号的测量，波形门限测量是一种很理想的方法。例如您可以测量仅当片选使能信号选通/激活特定设备后的某信号值。或者利用读/写状态的不同，使用波形门限把有多种信号的总线上的发送与接收状态分离开来。

图 9 是一个实际测试案例。某做 LED 产品的客户需要测量图中的两个数据包头。工程师需要控制“包”内信号的幅度和频率的变化，以此来控制驱动电路。我们有没有办法只测量某一部分波形的参数呢？这就需要用到力科示波器 RQM 中的波形限定测量能力。

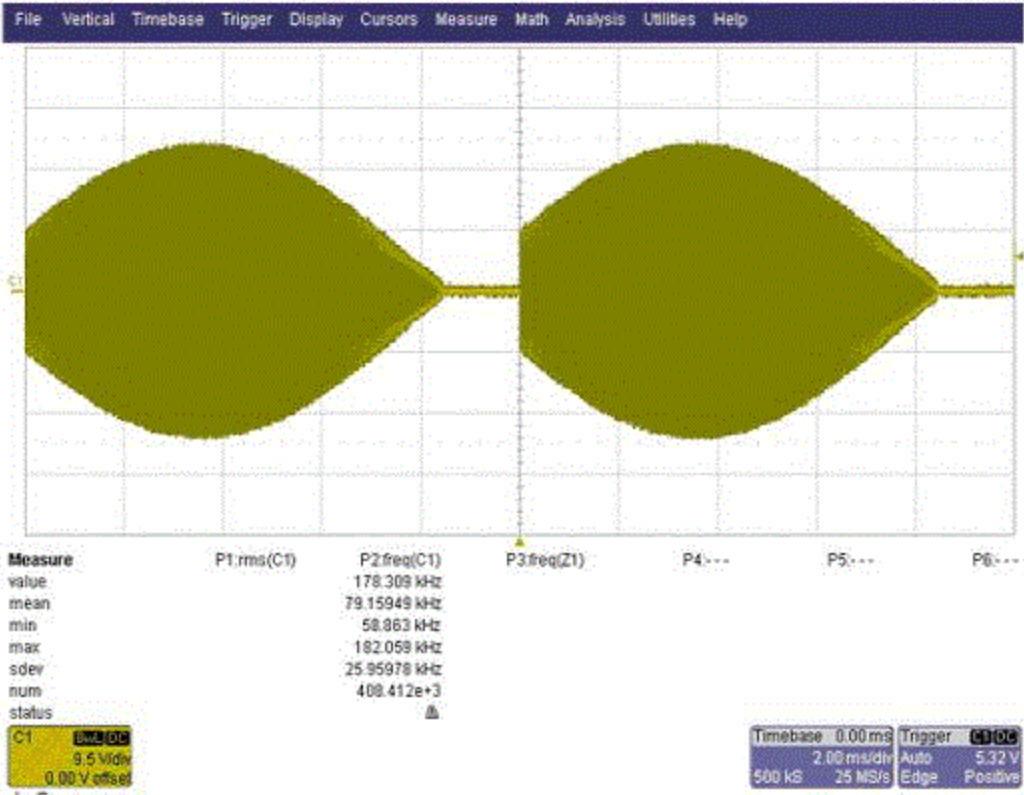


图 9 测量部分波形的参数

图 10 是解决这类问题的示例。在图 10 中，我们需要研究控制信号前后两段类似数据包的波形的频率，如果直接选择参数进行测量的话，那么毫无疑问得到的结果并不是我们想要的，示波器会自动计算捕获到的全部波形的频率。

在选好测量参数（P1: freq）后，选择菜单中的“Gate”项（图 11），并设置要测量波形的起始范围，也可利用光标的控制旋钮或者鼠标拖放来调整控制要限定的波形范围。设置完成后意味着当前选择的参数只对限定范围的这部分波形进行测量。图 13 使用同样的方法对另外一部分波形进行

测量。因此，RQM 的波形限定测量功能为我们提供了只对波形中部分研究对象进行自动测量的方法。



图 10 参数测量会对完整的波形进行测量计算

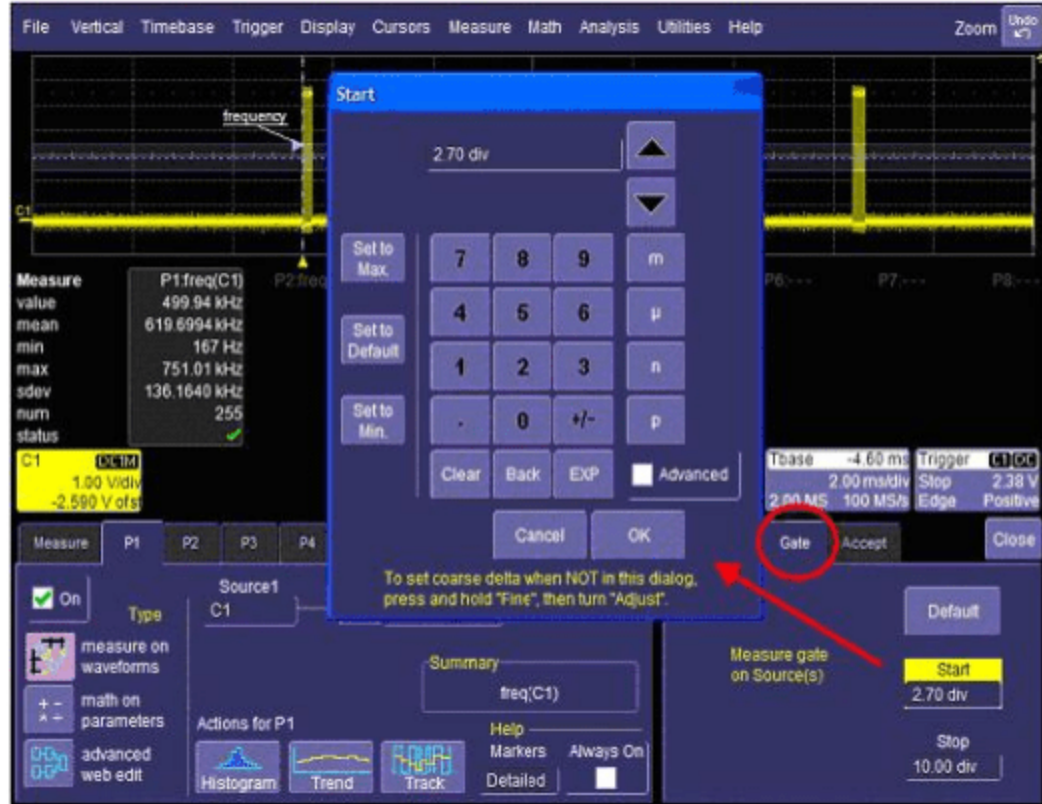


图 11 在测量参数的 Gate 设置里限定波形的范围



图 12 对限定范围内的波形进行参数测量



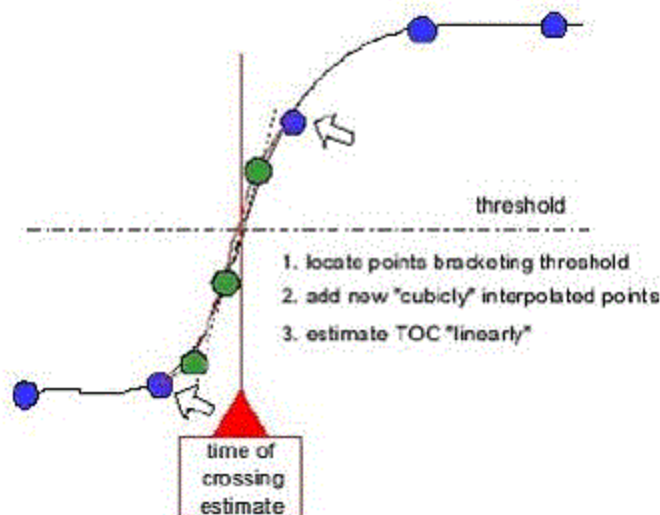
图 13 利用 Gate 功能对限定范围内的波形进行参数测量

范围和波形限定测量增加了力科示波器参数测量的弹性，为工程师提供了更智能、更得心应手的测量工具！

示波器基础系列之十五—— 探讨影响时间间隔精度的因素 美国力科公司

WaveMaster 系列示波器的时间间隔测量精度采用下述公式表示： $\pm((0.06 * \text{采样间隔}) + (1 \text{ ppm} \text{ 的测量间隔}))$ 。这一公式反映了数字示波器上时间测量不确定性的两个主要来源。第二个部分(1 ppm 的测量间隔)表示由于示波器时基导致的不确定性。WaveMaster 系列示波器采用 1 ppm 的时基，这是当前精度最高的示波器时基。这个部分影响着较长的时间间隔，例如，如果测量的是 1 GHz 时钟(1 ns 周期)，那么由于时基导致的不确定性是 1 fs。

时间间隔精度的第一个部分($0.06 * \text{采样间隔}$)与示波器的测量内插算法和时基短期稳定性有关。在力科示波器中，时基对不确定性的影响非常小。内插算法是用来计算出信号穿越在某设定的电平的时间上轴上确切时刻。鉴于力科提供了 80 GS/s 的最大采样率，在有些情况下需要使用内插。在任何一定边沿上存在三个或三个以下的样点时，示波器中会自动执行内插。在整个波形上不执行内插。但是，在测量中只内插越过门限周围的点。为找到穿越点，我们使用立方内插，然后线性拟



合到内插的数据，如图 1 所示

图 1 测量内插的图形视图，显示怎样在采样的波形上确定越过时间(TOC)

内插精度取决于许多因素。主要因素是信号的跳变时间、采样率、垂直噪声和有效垂直分辨率。图 2 是通过使用简单的模型，利用 8 位数字化器以 20 GS/s 采样率对 300 ps 边沿信号的典型计算方式。信号幅度是全标的 80%。垂直分辨率和时间分辨率之间的关系是： $\Delta t = \Delta v / dv/dt$ 其中： Δt - 时间不确定性， Δv - 幅度不确定性， dv/dt - 跳变沿 对 1 l.s.b.(1/256 的全标)的垂直不确定性，以及在 6 个样点中 0.8 的全标的跳变沿(300 ps @ 50 ps/样点)，等效时间不确定性为：

$$\Delta t = (1/256) / (0.8/6) = 0.03 \text{ 个采样周期}$$

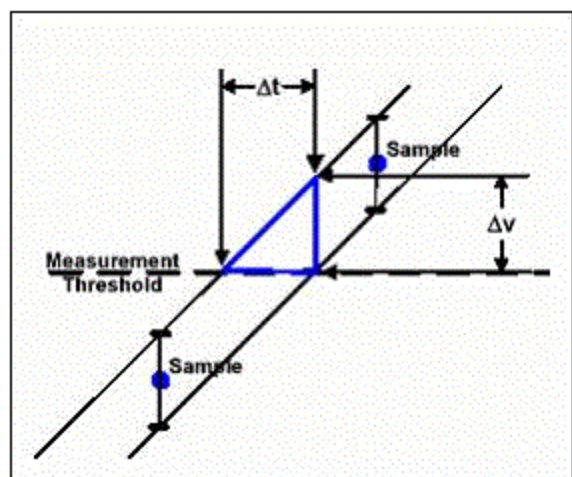


图 2 简单的模型，表明垂直不确定性与定时不确定性的映射关系 由于采样周期是 50 ps，这一测量的不确定性是 1.5 ps。这种时间不确定性适用于任何一项测量。

大多数这类测量不是以孤立方式进行的。多次测量允许用户研究测量值的变化。在多次测量中，测量值的平均值的不确定性会下降。对高斯分布，测量不确定性会以测量次数的平方根下降。因此，重复测量 100 次可以使采样平均值的精度提高 10 倍。图 3 显示了在 700 MHz 方波上进行 20 次 period@ level 参数测量的结果。每次测量都在包括 35,000 个周期的采集上执行。这会把指定的不确定性降低到大约 16 fs。测量与频率计数器相关，频率计数器的测量结果也绘制在了图上。注意，示波器测量很好地位于归一化后的指标极限内，与计数器测量结果高度一致。注意，图上的水平标度是每格 20 fs。

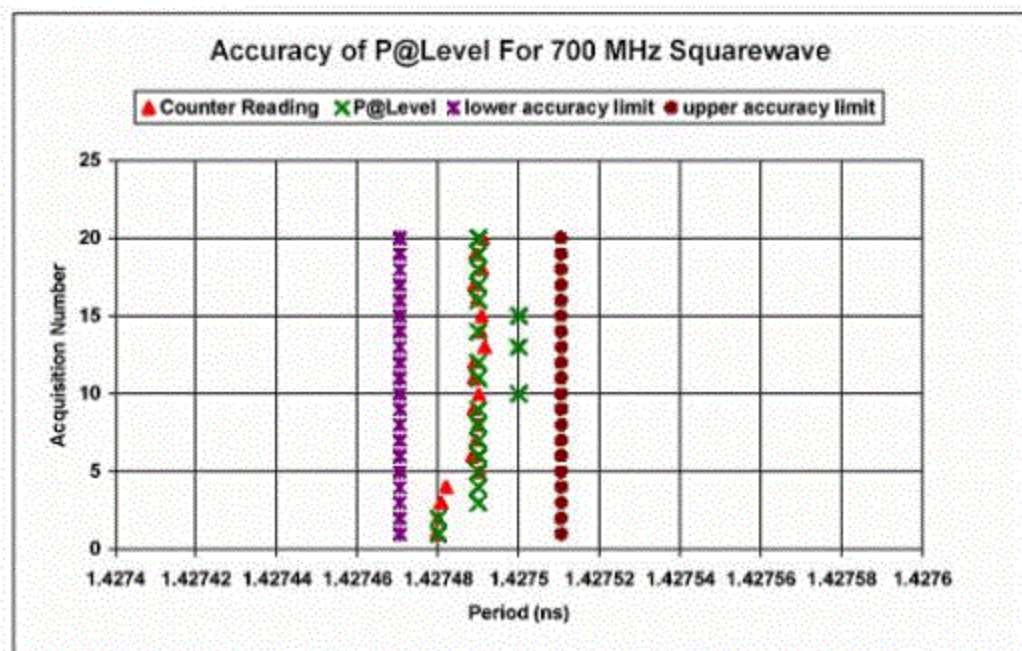


图 3 在 20 次采集中进行 period @ level 测量的可重复性

使用采样数据不会把定时测量精度限制在采样周期中。可以以 ps 级的分辨率在正确采样的波形上进行定时测量，并支持直到几十 fs 的中间值统计精度。

示波器基础系列之十六——示波器响应方式对信号采集保真度的影响

摘要：信号保真度是评价数字示波器性能最主要的衡量标准，而采用合适的输入脉冲响应方式则是示波器高保真还原信号真实面目的非常重要的环节。信号保真度定义为显示在示波器屏幕上的波形与被测波形间的拟合程度，而脉冲响应方式表征示波器系统采用何种方式对输入激励不同频率成份的幅度和相位进行最优化处理，不同的示波器响应方式会生成不同特征的被测阶跃脉冲波形。本文以力科最新的 WaveMaster 8Zi 系列高端示波器为例，介绍了不同的示波器响应方式对信号采集保真度的影响，以及阐明了在同一台示波器上能提供多种脉冲效应优化方式对高保真度采集的重要作用。

关键词：示波器，脉冲响应，信号保真度，阶跃响应，幅频响应，相频响应，Zi 系列

1、脉冲响应原理

一个“完美”的方波脉冲包含了无数阶奇次正弦谐波分量的幅度，如公式 1 所示：

$$\begin{aligned}x_{\text{square}}(t) &= \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin((2k-1)2\pi ft)}{(2k-1)} \\&= \frac{4}{\pi} \left(\sin(2\pi ft) + \frac{1}{3} \sin(6\pi ft) + \frac{1}{5} \sin(10\pi ft) + \dots \right).\end{aligned}$$

(公式 1)

因此，我们可以认为测量系统采集脉冲信号的过程，也就是先采集其各个正弦谐波分量然后再合成脉冲的过程。现在测试测量设备包括数字示波器的前端输入带宽和模/数转换电路的带宽都是有限的（力科 WaveMaster 830Zi 拥有目前实时示波器的最高模拟带宽 30GHz），也就决定了能采集到的谐波分量频率是有限的，下图 1 表示最高到 21 次谐波的频率成份叠加后的结果：

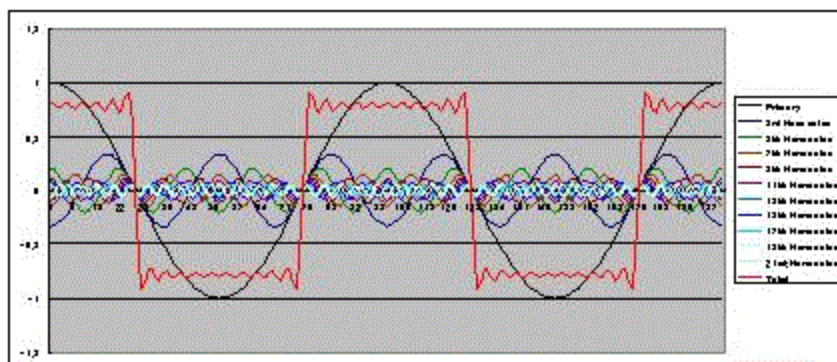


图 1、21 次正弦谐波分量叠加后的脉冲波形

一般来说，高速串行数据分析对仪器带宽的最低要求是能采集到信号基频的 5 次谐波，比如 PCI Express 2.5Gbps 数据率对应的时钟频率为 1.25GHz，5 次谐波则为 6.25GHz，最低配置应为 6GHz 带宽示波器或串行数据分析仪（比如力科 SDA 760Zi）。下图 2 为最高到 5 次正弦谐波合成后的脉冲结果。

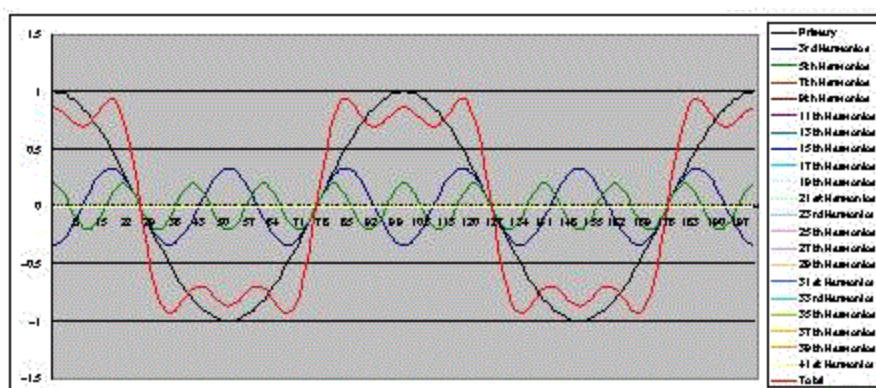


图 2、5 次正弦谐波分量叠加后的脉冲波形

从以上可看出，信号采集的最高谐波分量不仅决定了方波脉冲的形状，而且影响了脉冲幅度和上升时间测量的结果，反应信号测量幅度与频率的对应关系称为“幅频响应”

由于示波器前端模拟部件呈现出低通滤波特性，对输入信号的不同频率成份的通过能力不一致，高频分量的幅度衰减率要大于低频分量衰减率，因此幅频响应曲线不是线性变换，而是呈滚降（RollOff）趋势，尤其对高于示波器-3dB 带宽的频谱成份更是表现出急剧滚降特征。根据幅度响应曲线的不同滚降方式，目前业内主流

高性能示波器主要提供两种响应类型，分别是平坦化响应(Flat Response)和贝塞尔响应(Bessel Response)

平坦化响应有两大优点。第一是信号在 -3dB 带宽之前的幅频响应较为平坦，衰减较小，可进行非常精确的测量。第二是超过-3dB 带宽后，频响曲线急剧下降，高频成份被有效截止（呈现出“砖墙”效应），通过的低频成分都能被后端 ADC 高保真采样，因而可大大减小数字示波器中的采样混叠机会，降低了波形失真度。平坦化响应示波器尽管有这些突出的优点，但也有非常显著的缺点：图 1 和图 2 的脉冲效果对比可看出，由于缺少更多的高频成份，5 次谐波叠加的脉冲比 21 次谐波叠加的脉冲有更大的过冲和振铃。平坦响应截止了大量的低频谐波，因而表现出比较大的过冲和振铃现象，尤其是在信号上升时间很快，远远超过示波器可精确测量范围时，这种负面效应更为突出。

贝塞尔幅频响应对超过-3dB 带宽的高频成分衰减速率相对较慢，因而表现出较小过冲和振铃的较好脉冲效应。但由于在-3dB 带宽内对信号幅度响应相对来说不是很平坦，而且在-3dB 带宽外会拖出一条较长的尾巴，这样使得后面的 ADC 需要更高的采样率才能确保不发生频率混叠现象。图 3 是贝塞尔响应和平坦响应对同一脉冲激励的形状对比，从中可以看出，平坦响应带来的过冲和振铃都相对较大。

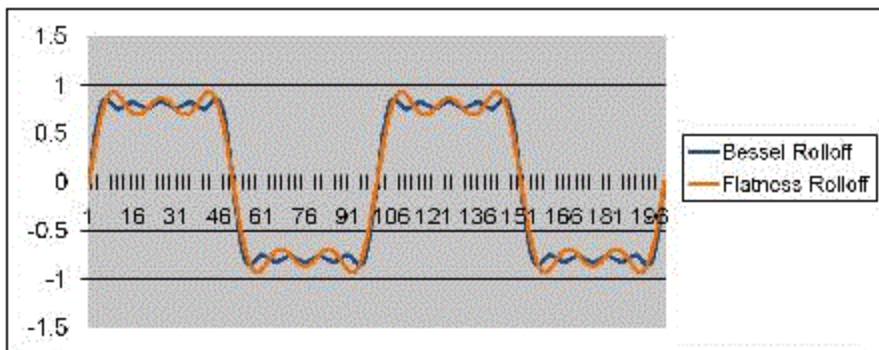


图 3、贝塞尔响应和平坦响应的对比

除了幅度响应外，与脉冲响应紧密相连的另外一个概念是相位频响。输入信号从数字示波器前端输入传递到屏幕显示之间，有很多模拟放大器构成一个放大器链，信号通过这些模拟器件需要一定的时间，或称为相位延迟(Delay)。不同频谱的信

号在通过示波器内部通道时会产生不同的延迟，因而方波脉冲的不同谐波频谱的不同传播延迟会导致脉冲相位发生畸变，这种负面效应称为群延迟（Group Delay）。对于较低频率信号，群延迟的破坏性效应可以忽略不计，随着频率越高，这种负面效应是不可逃避的问题。群延迟会使示波器的实际上升时间比标称值更慢，而且会带来更大的抖动噪底。很显然，用户需要他购买的高性能示波器群延迟尽可能小，最好为零。以力科 SDA 系列为代表的 高性能示波器普遍采用 DSP 修正仪器的群延迟效应，根据不同的测试应用需要，主要有两种相位响应模型：第一个模型是线性相位（Linear Phase），第二个模型是最小相位（Minimum Phase）。

理想的线性相位概念源自群延迟概念。群延迟有时称为包络延迟，不应把它与相位延迟混淆。群延迟和相位延迟都与系统的相位相关，公式如下：

$$P(\omega) = -\frac{\Phi(\omega)}{\omega} \text{ or } P(f) = -\frac{\Phi(f)}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

公式 2 - 相位延迟

$$D(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \Phi(\omega) \text{ or } D(f) = -\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d}{df} \Phi(f)$$

公式 3 - 群延迟

相位延迟是正弦曲线在频率 f 上的时间延迟，它假设正弦曲线一直保持不变。群延迟是 f 周围一组窄频率的幅度包络。可以看到，在相位 $\Phi(f)$ 随着频率线性变化时，相位延迟和群延迟的解都是一个恒定的延迟。在相位与频率的关系非线性时，相位延迟和群延迟都不会对频率保持恒定。在经常遇到的带限系统中，群延迟在频段边沿附近上升，这意味着在其通过示波器通道时，信号的高频成分一般会延迟。在阶跃响应中，这表现为较慢的上升时间和较高的过冲，因为高频成分没有和边沿同时到达，而是在边沿传送后才到达。而理想的线性相位响应（或群延迟）则克服了这些问题。

在控制理论和信号处理中，如果系统及其倒数具有因果关系且稳定，那么随时间变化的线性系统有最小相位。生成最小相位设计的方式是设计 FIR 滤波器，是带宽有限系统可以实现的最佳响应，因为它具有因果效应，时间 $t < 0$ 时，所有输入激励均无响应，是一种更接近自然情况的相位响应方式。下图 4 说明了力科 SDA11000 串行数据分析仪对 30ps 阶跃和 5Gb/s 串行数据信号的响应。可以看出，线性相位系统表现的非因果关系的阶跃响应转换成对称的眼图。最小相位更加自然的阶跃响应转换成略微不对称的眼图。注意，眼图测试使用的模板不是为处理任何不对称设计的，不对称是标准一致性测试中的典型情况。正是基于这些原因，最小相位响应和线性相位响应都有其优点和缺点

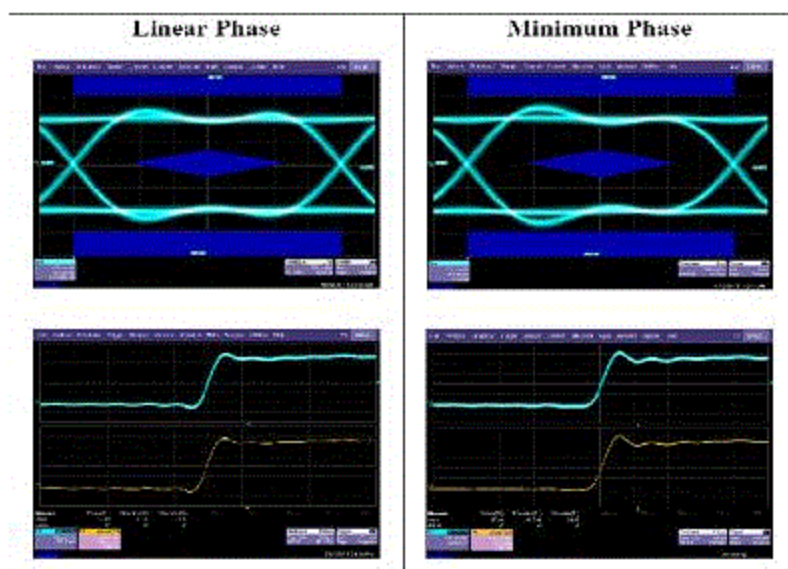


图 4，线性相位和最小相位在力科 SDA11000 示波器的眼图效果对比

总之，对涉及眼图的测量，线性相位拥有更好的响应特点。但对于其他通用信号测试而言，最小相位响应对信号保真度效果更好。

2、脉冲响应优化类型

示波器对阶跃脉冲的响应(Step Response) 需要从两个方面来分析，一个是幅度响应，另一个就是相位响应（或群延迟）。用户在评估一台高带宽示波器性能时，会希望采集到的信号：1、更小的过冲 Overshoot；2、更小的前冲 Preshoot；3、更快的稳定时间也就是更小的振铃；4、与示波器标称带宽所一致的上升时间。

根据以上分析，贝塞尔幅度响应有更小的过冲或振铃，但上升时间也较慢，也会在-3dB 带宽外引起采样频率混叠的负面效应；而平坦幅度响应上升时间更快，但会带来更大的过冲和振铃。至于相位响应方面，线性相位响应修正群延迟至零，降低了不同频率成分的相位不一致性，非常适合串行数据的测试和分析，比如眼图和抖动等。最小相位响应是一种“因果“响应，阶跃发生前的所有效应包括前冲都为零，是一种最接近真实世界的响应，适合通用信号测试领域，尽管它会带来最慢的状态翻转速率。

目前业界主要厂家研制的高性能示波器，对脉冲的幅度响应和相位响应可以组合成三种脉冲响应优化方式，分别是：Pulse Response 采用四阶贝塞尔幅度响应和最小相位响应；Eye Diagram 采用四阶贝塞尔幅度响应和线性相位响应；Flatness Response 采用平坦化幅度响应和线性相位响应。

这三种响应优化类型不存在哪个更好的问题，而是分别适应了不同信号的测试应用需求。下表 1 总结了三种响应优化模式的不同特点和适用领域。

响应模式	幅度响应	相位响应	优点	缺点	典型应用
Pulse Response	4th order Bessel-Thompson	Minimum Phase	“因果”响应最接近自然情况.	最慢的边沿速率	通用信号测试
Eye Diagram	4th order Bessel-Thompson	Linear Phase	线性相位响应降低了过冲, 提高了边沿速率.	增加了前冲因为前冲和过冲是均衡对成的	串行数据一致性测试
Flatness	Brickwall	Linear Phase	带通范围内最大的幅度响应平坦度.	最高的过冲	频谱分析

表 1 三种阶跃响应优化模式特点总结

下图 5 显示了三种示波器响应方式对输入阶跃脉冲响应效果的对比总结。

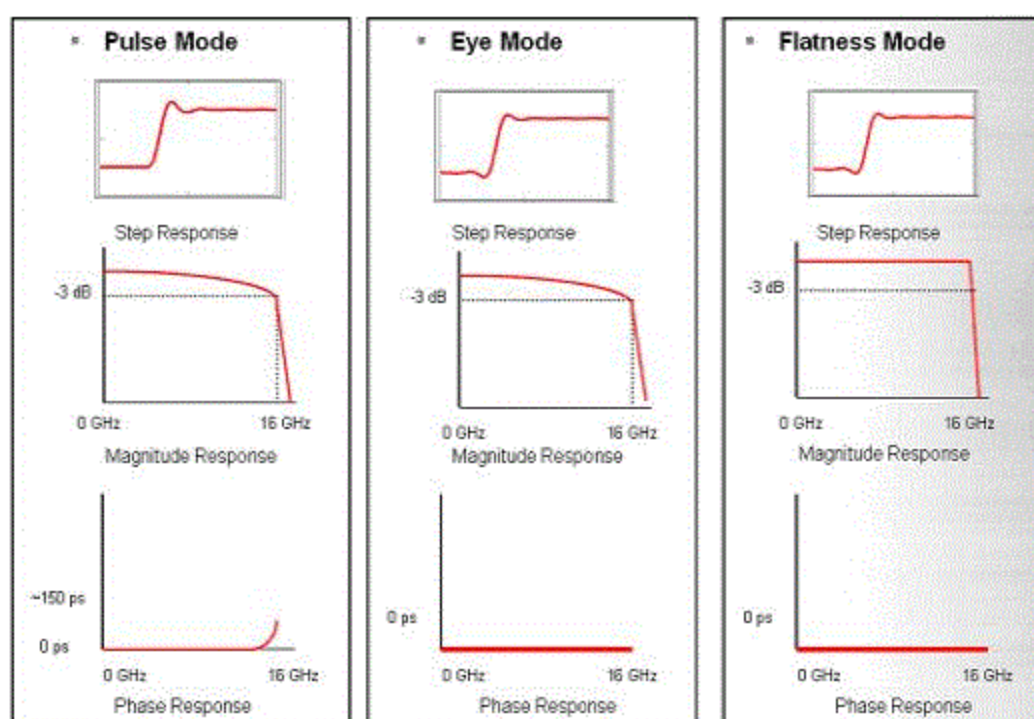


图 5 三种脉冲优化方式对比总结

从上图可分析出 Pulse Mode 阶跃脉冲跃迁速率最慢，前冲为零，-3dB 带宽内幅度有一定衰减，-3dB 带宽外幅度滚降速率较慢，在高频点群延迟不为零；Eye Mode 阶跃脉冲跃迁速率较快，前

冲被显著提高，因为需要达到与过冲一致的对称性，在整个带宽范围内都保持群延迟为零，特别适合眼图等串行数据分析方法，同样在-3dB 带宽内幅度有一定衰减，-3dB 带宽外幅度滚降速率较慢；Flatness Mode 阶跃脉冲跃迁速率最快，但也有最大的过冲和前冲以及振铃等，-3dB 带宽内幅频响应较平坦，超过-3dB 带宽后，频响曲线急剧下降，其在通频带内能保持线性相位响应，对于纯粹正弦信号和调制波形测试来说非常合适。

3、如何选择合适的示波器响应模式

以上分析了了几种示波器响应的不同特点，以及它们的适用领域。示波器响应优化如何提高信号采集的保真度，我们可以做出以下结论：

- 1、 用户输入信号与屏幕上显示的波形之间的拟合程度“永远”受到示波器响应方式的影响；
- 2、 任何示波器都有非理想的行为，包括幅度衰减，相位偏差，噪声波动等；
- 3、 每个示波器厂家都会采取某种手段去最小化示波器响应对被测信号的负面影响，通常会带来性能的折中。而且需要认识到没有哪种示波器响应是理想的，最好的响应永远取决于用户的实际应用。

一般情况下，每个示波器厂家会根据自身仪器的市场侧重点，为高带宽示波器配置上述三种脉冲响应优化的一种，比如有的仪器厂商侧重于射频信号或矢量调制信号测试领域，它的示波器就只提供平坦化的响应优化模式，而有的仪器厂商为追求更高的眼图生成效果，就只提供 Eye Mode 响应方式，实际上用户的需求可能是多方面的，既需要测试信号通用特性，也可能需要分析串行数据信号质量，还可能需采集射频信号等，仅提供一种响应模式无法满足客户希望使用示波器全部价值的需求。

力科最新推出的 WaveMaster 8Zi 系列高端示波器不仅具有业界最好的性能指标，包括最高的 30GHz 模拟带宽，最快的 80GSa/s 实时采样率和最深的 512Mpts 可分析存储深度，而且还首次实现了在同一台示波器上同时支持三种脉冲响应优化模式的功能，从而为用户的不同测试需求提供了最高的信号采集保真度。

以 16GHz 带宽的 WaveMaster 816Zi 为例，标称的仪器典型上升时间(10%-90%)为 28ps，而三种响应优化模式分别实测的上升时间值为(Pulse Mode)29ps，(Eye Mode) 27ps，(Flatness Mode)25ps；过冲值分别为 2%，6%，8%，符合本文以上的分析结果。

下图 6 和图 7 显示的是 WaveMaster 816Zi 示波器分别采用 Flat Mode 和 Eye Mode 响应优化方式对同一阶跃脉冲实际测量结果的对比，可以看出，Flat Mode 可以得到更快的上升时间，但过冲和前冲也都相对较大；Eye Mode 测量的上升时间较慢，但过冲和前冲也都相对较小。

