

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2016.06.11

数字示波器大触发延迟时间的校准方法

梁志国¹, 杨仁福², 孙长胜¹

(1. 北京长城计量测试技术研究所 计量与校准技术重点实验室, 北京 100095;

2. 北京无线电计量测试研究所 计量与校准技术重点实验室, 北京 100854)

摘要: 针对数字示波器的大触发延迟时间, 提出了一种标称校准方法。使用正弦激励信号周期作为测量尺度标准, 将大触发延迟时间表述成整数个正弦周期与一个小数个正弦周期的合成。小数周期部分用相位差法直接测量获得, 而整数部分则通过最大允许误差极限已知的标称大触发延迟时间计算获得, 最终将两部分时间合成, 得大触发延迟时间测量结果。在数字示波器上所作的一组实验验证了本文方法的正确性与可行性。该方法可用于数字示波器大触发延迟时间的精确测量和计量校准。

关键词: 计量学; 大触发延迟; 测量; 校准; 数字示波器

中图分类号: TM930.12; TB97

文献标识码: A

文章编号: 1674-5795(2016)06-0043-04

A Calibration Method for Large Trigger Delay of Digital Oscilloscopes

LIANG Zhiguo¹, YANG Renfu², SUN Changsheng¹

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on Metrology & Calibration, Changcheng

Institute of Metrology & Measurement, Beijing 100095, China; 2. National Key Laboratory of Science and

Technology on Metrology & Calibration, Beijing Institute of Radio Metrology & Measurement, Beijing 100854, China)

Abstract: Aiming at the large trigger delay of digital oscilloscope, a novel multi-frequency measurement method is presented. By using the period of sinusoidal as standard, the large trigger delay is divided into two parts, one part is just consist of many periods of sine wave, another part include the partial period of sine wave. The partial period part can be measured through phase difference method, and to the integer periods part, by using the nominal trigger delay divide the stimulation frequency, one can calculate the number of periods. Finally, through composing of the two parts, the large trigger delay is gotten. The correctness and feasibility are proved by some experiments on digital oscilloscope, the method can be used to the calibration of large trigger delay of digital oscilloscopes.

Key words: Metrology; large trigger delay; measurement; calibration; digital oscilloscope

0 引言

关于数字示波器, 人们最关注的指标参数往往是带宽、采样速率、增益误差及存储深度等, 触发特性涉及较少, 触发延迟的研究则更为罕见。实际上, 单次信号的时间差的测量离不开触发功能^[1-7], 而单次大时间差的测量往往要借助于大触发延迟功能才得以实现。数字示波器的触发延迟, 其量值范围可以覆盖从纳秒量级直至数百秒量级的范围, 在无线电测距机、无线电高度表、无线电雷达、激光测距机、激光雷达、

声纳等装备中, 以及这些装备的试验器与校验器中, 各种时间差的精确实现与测量, 各种延时的精确复现与测量, 一直都是它们的主要目标与活动。它们的计量校准, 多数会用到数字示波器的触发延迟功能与性能。由此可见, 数字示波器触发延迟计量校准的意义与价值。

关于数字示波器触发延迟的计量校准, 可以使用外接精密延时器予以实现。过程简单、直观, 易操作。其主要问题是高精度的精密延时器通常只在个别固定量值点上容易实现, 难以覆盖宽范围内的任意量值的校准需求。而可调延时器往往准确度和分辨力受到限制, 也难满足校准需求。

针对小于一个激励信号周期的小触发延迟, 可以用相位差法进行直接测量^[8-10], 而对于大于一个激励

收稿日期: 2016-10-26

作者简介: 梁志国(1962-), 男, 黑龙江巴彦人, 博士, 研究员, 主要研究方向为数字化测量与校准, 模式识别, 动态校准, 精确测量。

信号周期的大触发延迟, 则很难简单地进行计量校准。

针对大触发延迟的精确测量, 作者曾提出了一种基于时间累积及量子化周期特征的单频率测量方法, 可以实现任意触发延迟的精确测量。但该方法的不足之处体现在需要将大触发延迟分割成众多小触发延迟的增量累加, 因而大触发延迟时的测量工作量巨大。

作者又提出了一种基于多频率激励及量子化周期特征的多频率测量方法, 可以实现任意触发延迟的精确测量。较前者降低了许多工作量, 但仍需进行大量计算。

针对上述问题, 本文提出一种基于待校准量粗略已知的单频率校准方法, 试图以较小的工作量实现大触发延迟的计量校准。

1 测量原理

数字示波器大触发延迟校准的基本思想, 是基于在校准工作中, 被校准量值通常是标称已知的量值 τ , 其最大允许误差为 $\pm\Delta\tau$, 校准的工作主要是判定该标称值 τ 与实际值的差异有多大, 以及其测量不确定度是多少。

直接用相位差法测量数字示波器的触发延迟 τ 时^[8-10], 所获得的时间差仅是大触发延迟中小于一个激励正弦波形周期 T 的部分延迟 τ_0 , 真正的大触发延迟 τ 是该部分时间差 τ_0 迭加整数个正弦周期, 即

$$\tau = \tau_0 + mT \quad (1)$$

式中: m 为非负整数, $m = 0, 1, 2, \dots, M$, M 为由延迟时间的上限值和激励信号周期 T 确定的整数, 即 $\tau < MT$ 一定成立。

由式(1)可见, 在周期 T (频率 $f = 1/T$) 的正弦信号激励下获得时间差 τ_0 后, 可以判定其真正的大延迟时间一定是在式(1)所示的 $M+1$ 个离散时间点上。

过程如下: 如图 1 所示接线, 根据被测量数字示波器触发信号的幅度范围和触发信号频率范围。针对被校准的大触发延迟的标称值 τ 及其最大允许误差极限 $\pm\Delta\tau$, 选取正弦信号周期为 T , 近似满足关系式(2)。

$$\begin{cases} \tau \approx 0.5T + mT \\ \Delta\tau < 0.5T \end{cases} \quad (2)$$

则有

$$m = \text{int}\left(\frac{\tau}{T}\right) \quad (3)$$

式中: $\text{int}[*]$ 为取整数运算。

正弦信号源的信号频率 $f = 1/T$, 选取信号幅度在数字示波器量程范围内, 用三通将正弦波信号同时加

载到数字示波器的测量通道和触发输入端。

1) 设定被测量数字示波器的触发条件, 令触发延迟为 0, 触发测量并记录采样波形序列, 获得采样时间点 $t_{0,1}, t_{0,2}, \dots, t_{0,n}$ 上的等间隔采样序列为 $x_{0,1}, x_{0,2}, \dots, x_{0,n}$ 。

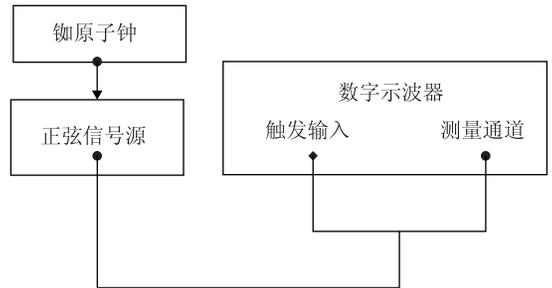


图 1 触发延迟测量原理框图

用四参数正弦波拟合方法进行最小二乘波形拟合^[13,14], 其波形最小二乘拟合曲线的函数表达式为

$$y_0(t_{0,i}) = A_0 \cos(2\pi \hat{f}_0 \cdot t_{0,i} + \varphi_0) + D_0 \quad (4)$$

拟合残差均方根值为

$$\rho_0 = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_0(t_{0,i}) - x_{0,i})^2} \quad (5)$$

式中: A_0 为拟合正弦波形幅度; \hat{f}_0 为拟合正弦波频率; φ_0 为拟合正弦波形初始相位, $0 \leq \varphi_0 < 2\pi$; D_0 为拟合正弦波形直流分量; ρ_0 为拟合残差均方根值。

2) 其它条件不变, 设定触发延迟为 τ , 触发测量并记录采样波形序列, 获得采样时间点 $t_{1,1}, t_{1,2}, \dots, t_{1,n}$ 上的等间隔采样序列为 $x_{1,1}, x_{1,2}, \dots, x_{1,n}$ 。

用四参数正弦波拟合方法进行最小二乘波形拟合, 其波形最小二乘拟合曲线的函数表达式为

$$y_1(t_{1,i}) = A_1 \cos(2\pi \hat{f}_1 t_{1,i} + \varphi_1) + D_1 \quad (6)$$

拟合残差均方根值为

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_1(t_{1,i}) - x_{1,i})^2} \quad (7)$$

式中: A_1 为拟合正弦波形幅度; \hat{f}_1 为拟合正弦波频率; φ_1 为拟合正弦波形初始相位, $0 \leq \varphi_1 < 2\pi$; D_1 为拟合正弦波形直流分量; ρ_1 为拟合残差均方根值。

则, 直接计算获得的触发延迟 τ_0 对应的相位差 $\Delta\varphi_1$ 可以表示为

$$\Delta\varphi_1 = 2\pi f \tau_0 = \varphi_1 - \varphi_0 \quad (8)$$

$$\tau_0 = \frac{\Delta\varphi_1}{2\pi f} = \frac{\varphi_1 - \varphi_0}{2\pi f} \quad (9)$$

τ_0 与大触发延迟 τ 之间符合式(1)所述的量子化关系。

用式(3)计算整数 m 的值。

从式(3)计算获得大触发延迟的校准结果 $\hat{\tau}$ 。

$$\hat{\tau} = \tau_0 + mT \quad (10)$$

2 实验验证

如图1所示接线。使用的DSO8104型数字示波器作为被测仪器，其A/D位数为8Bit，频带宽度1GHz，存储深度为16兆，共有4个测量通道。使用其通道3为测量通道。

设置其幅度量程为 ± 1.2 V (300 mV/div)，直流偏置 offset = -2 mV，采集速率 $v = 2$ GSa/s (500 ns/div)，通道采集数据个数 $n = 20022$ ，触发电平 202 mV，上升沿触发，待测的触发延迟 $\tau = 50$ s；

用HP公司的HP3325B合成信号源产生的正弦信号波形作为标准激励^[15]，激励正弦波形峰值幅度0.5 V，频率取为 $f = 1111111.111$ Hz。其中，铷原子钟为Fluke公司的910R型GPS锁定铷时基时钟的频率标准，为正弦信号源提供的频率准确度和 1×10^{-12} 的阿伦标准偏差。

则通过执行上述过程，获得相对应的直接测量结果为 $\tau_0 = 846.3$ ns。

用式(3)计算获得

$$m = \text{int}\left(\frac{\tau}{T}\right) = \text{int}\left(\frac{50}{1 \div 1111111.111}\right) = 55555555$$

用式(10)计算获得 $\hat{\tau} = 50.0000003513$ s

将 $\tau = 0$ s 和 $\tau = 50$ s 时两个延迟情况下正弦激励曲线重叠部分作图，如图2所示。

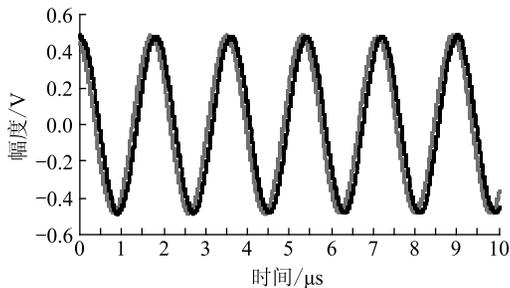


图2 $\tau = 0$ s 和 50 s 两个延迟曲线重叠部分时序图

从图2中可见，在50 s以后的延迟部分，两者间的直接相位差并不大，因而使用直接相位差法无法直接测量获得其大触发延迟，但本文上述方法可以获得其校准结果。

在另外几个频率点上作的实验结果如表1所示。

表1 不同频率点上50 s大触发延迟校准结果

信号频率 f/Hz	τ_0/ns	$m/1$	$\hat{\tau}/\text{s}$
1111111.111	846.3	55555555	50.0000003513
1211111.111	780.4	60555555	50.0000003263
1311111.111	516.3	65555555	50.0000000968
1411111.111	282.6	70555555	49.9999998928
1511111.111	163.6	75555555	49.9999997996

从表1所述测量结果可见，使用本文方法可以获得大触发延迟的精确校准结果，不同频率点上的测量结果之间的差异在亚微秒量级。由于正弦信号源的频率准确度非常高，因此，校准结果的测量准确度基本上主要与直接相位差法获得的小延迟时间差部分相同，呈现出非常高的测量准确度，并且校准工作量很小。

3 不确定度分析

对于 τ 而言，由于将大延迟时间差分成整数个周期部分和小数个周期部分两部分，其整数个周期部分的不确定度，基本上是激励正弦信号频率量值的不确定度，可以达到非常低的水平。本文实验中，时间量值为50 s，对于所用信号源，其周期相对误差为 $\pm 2 \times 10^{-6}$ ，由于外接了 $\pm 1 \times 10^{-12}$ 的时基，因而其相对不确定度也为 $\pm 1 \times 10^{-12}$ 量级，绝对不确定度在亚纳秒量级。而小数个周期部分，时间量值为846.3 ns，其不确定度在纳秒量级，将小数个周期部分的不确定度与整数个周期部分的不确定度相合成，可获得最终测量结果的不确定度。因而，使用本文上述方法，可以保证 τ 有11位有效数字。

直接使用相位差法进行触发延迟时间差的测量时，其不确定度评定可参照文献[9]执行，本文不再赘述。获得的参考结论是，其通常仅有2~3位有效数字。

而铷原子钟锁定信号频率的不确定度也很容易获得，这里也不再重复。

4 讨论

本文所述方法以大触发延迟时间表述成整数个正弦周期与一个不足一个正弦周期的小数部分正弦周期的合成为切入点，以计量校准中被校准对象通常已知且拥有明确的最大允许误差极限为着眼点，通过选取激励正弦信号周期近似等于整数个周期加上半个周期，且被校准量值的最大允许误差小于半个激励信号周期，

