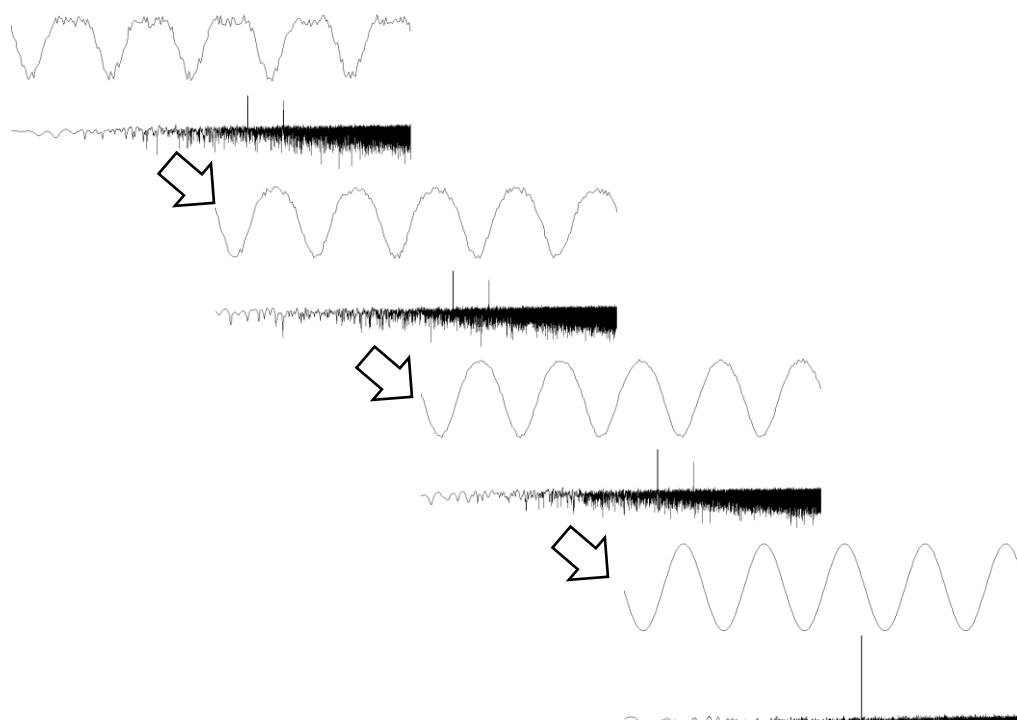


测量中非线性失真补偿和噪声抑制的软件方法



Rev: 01
Sept. 2, 2024

注意：虚仪科技保留在任何时候无需预先通知而对本文进行修改的权利。本文可能包含有文字错误

目录

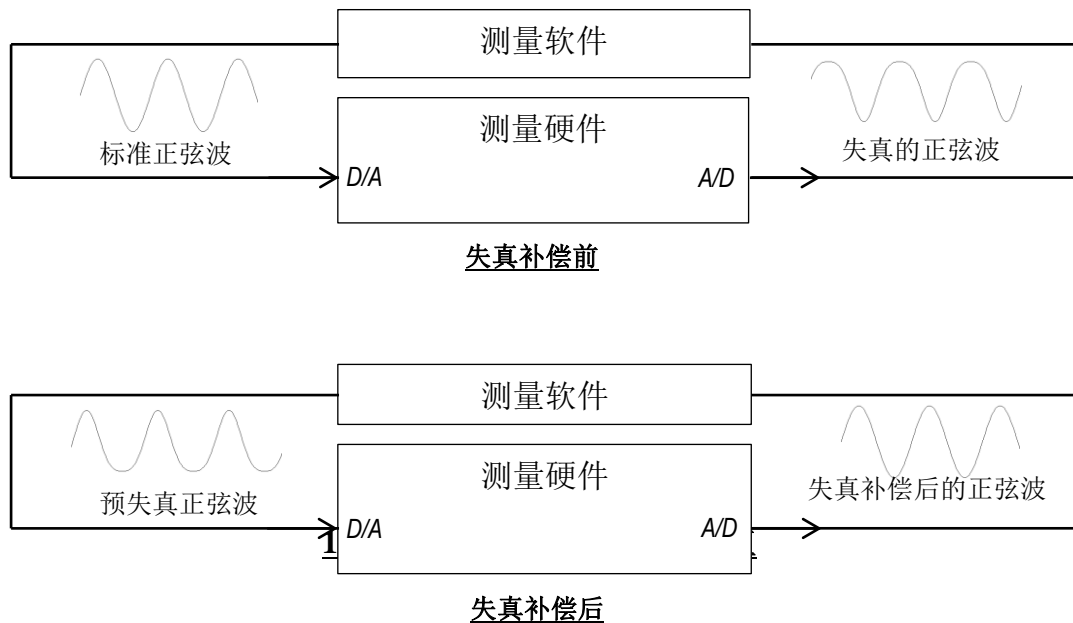
一、简介.....	3
二、测量系统的非线性失真补偿.....	3
三、目的不尽相同的各种噪声抑制方法.....	6
3.1 时域多通道同相平均法.....	7
3.2 频域双通道互功率谱矢量平均法.....	9
3.3 频域自功率谱平均法.....	15
3.4 提高频域的频率分辨率以提取本来淹没于底噪中的周期信号成分.....	17
3.5 时域同步平均法.....	18
3.6 时域数字滤波法和移动平均法.....	23
四、非线性失真补偿与噪声抑制技术的联合使用.....	26

一、简介

一个测量系统能够测量的最低非线性失真和最低噪声水平受限于该系统自身残余的非线性失真和底噪。虽然提升系统硬件性能似乎是唯一的选择，但实际上还可采用软件方法来补偿系统自身的残余失真并减少其本底噪声的影响。经过这些技术处理后，可使该系统能够测量更低水平的非线性失真和噪声，甚至可能大大低于其原本的残余水平。

另一种情形是需要降低测得信号中的所有噪声，无论是原信号中本来就含有的噪声，还是由测量系统引入的噪声，以获得更清晰准确的测量。有几种软件方法可以实现这一目标。

二、测量系统的非线性失真补偿



用于系统频率响应（包括幅频和相频响应）补偿的技术，也就是线性失真补偿的技术，已经相当成熟。相比之下，对非线性失真补偿的技术讨论较少。这是因为非线性失真随频率内容和幅度的变化而变化。在许多测试中，例如总谐波失真（THD）和互调失真（IMD）测试中，测试信号通常仅包含一个或两个单频信号，因而只产生数量有限的谐波失真和互调失真分量。在这种情况下，可以通过在测试信号中预先加入等量但相位相反的成分来抵消这些失真。如果在指定的幅度和频率下，测量硬件的非线性失真是静态的，那么这种补偿方法就是可行的。

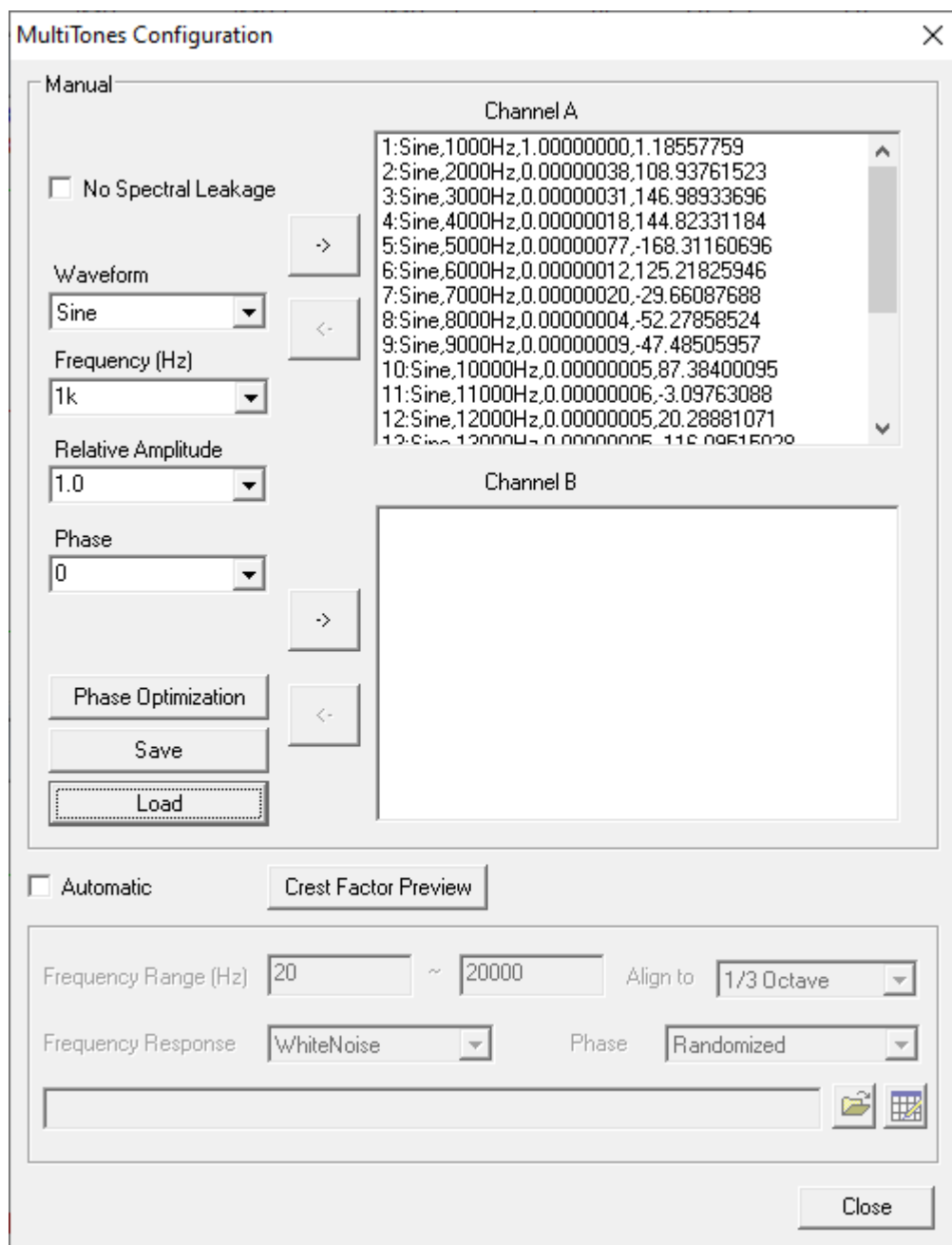
以下示例演示了如何补偿 RTX6001 音频分析仪在 1kHz 1Vp 下的残余谐波失真，包括其 ADC 和 DAC 部分。首先，通过环回测试测量了其在 1kHz 1Vp 下的残余谐波失真。结果如下图所示。所使用的软件是 Multi-Instrument，可以从 www.virtins.com 或

www.multi-tech.cn 下载。测得的总谐波失真（THD）为 0.00010%（-120dB）。该软件的导出参数（Derived Data Point, DDP）数组查看器列出了测得的信号的主要成分，包括基波和谐波的幅度和相位。这些数据可以导出为一个多音合成配置文件，用于信号重建，重建的信号中将不含所测得的噪声。此文件为纯 TXT 文本文件。文件中的每个谐波的相位可用如 Windows 记事本之类的纯文本编辑器手动反转（即： $\pm 180^\circ$ ）。该软件还提供了一个方便的选项，可以自动导出所有谐波相位均已反转的多音合成配置文件，仅保留基波的相位不变。



失真补偿前

导出的多音合成配置文件随后被加载到 Multi-Instrument 的信号发生器中，以生成预失真的 1kHz 测试信号（见下面的配置）。



Multi-Instrument 中预失真的 1kHz 测试信号的配置

相应的 THD 环回测试结果如下所示。由图可见，残余 THD 从 0.00010% (-120dB) 降至 0.00004% (-128dB)，改善了 8dB。



失真补偿后

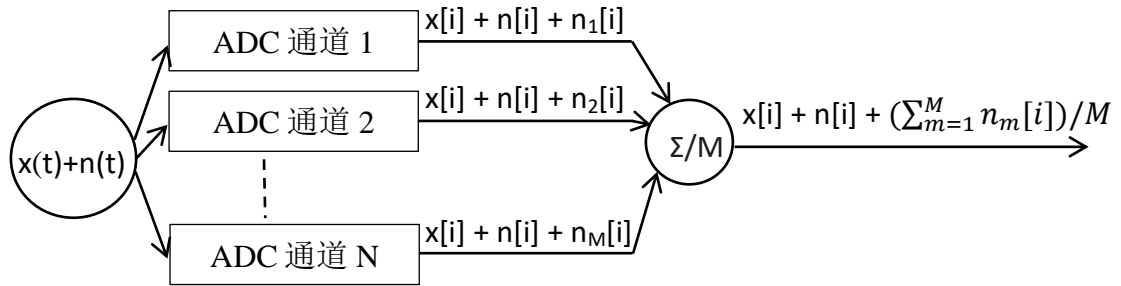
由于存在幅度和相位的测量误差、非静态失真以及预失真的失真等因素，此法不能完全消除非线性失真。

只要能分别准确测量 ADC 和 DAC 部分的残余失真，也可以分别对它们进行补偿。

三、目的不尽相同的各种噪声抑制方法

噪声抑制的方法有多种，目的不尽相同：有的专门针对测量系统自身的底噪；有的则针对测得的信号中的所有噪声，而不论其来源如何。时域噪声抑制法对于时域和频域都能起作用，而频域噪声抑制法则有可能不能返回到时域。

3.1 时域多通道同相平均法

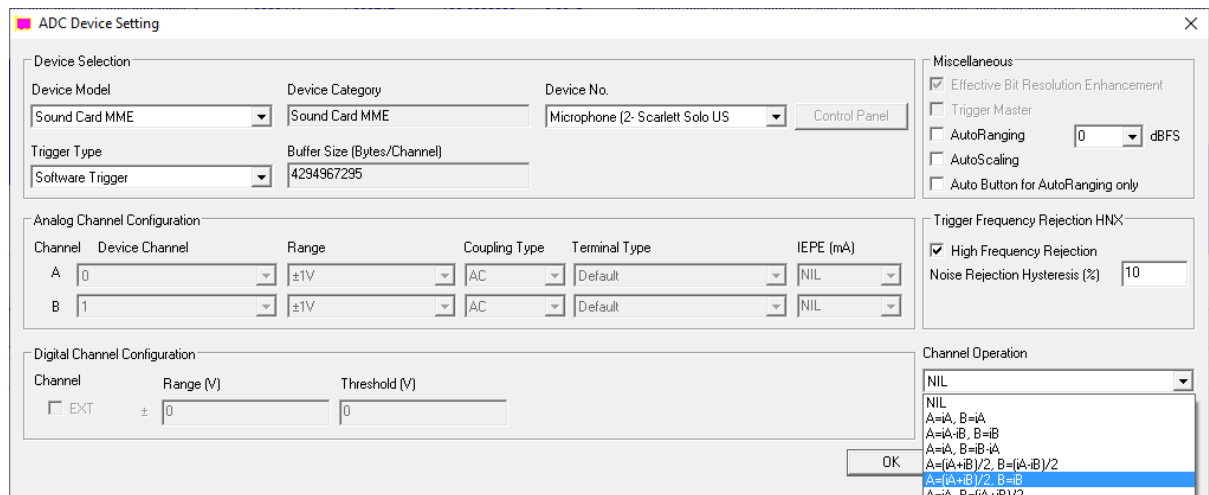


- $x(t)$ 为被测模拟信号， $x[i]$ 为其采样版。
- $n(t)$ 为 $x(t)$ 带来的模拟噪声， $n[i]$ 为其采样版。
- $n_m[i]$ 为 ADC 通道 m 引入的附加噪声，通常不与其它信号相关。
- M 为通道数，当 $M \rightarrow \infty$ ， $(\sum_{m=1}^M n_m[i])/M \rightarrow 0$ ，测量值 $\rightarrow x[i] + n[i]$
- 非相关噪声衰减率： $10\log_{10}(M)$ dB

框图

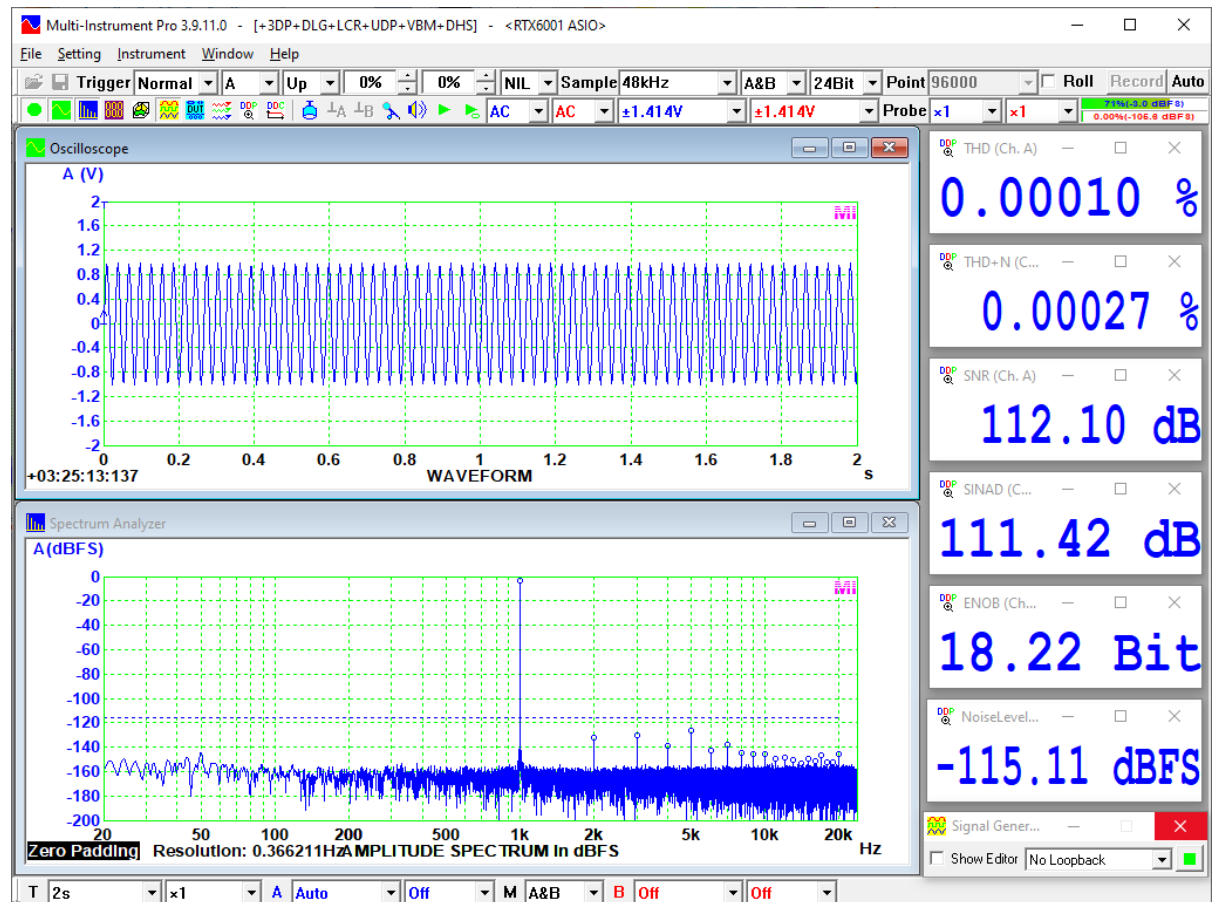
此法的目的是降低测量系统自身的噪声，而不是降低原被测信号中的噪声。它要求将同一被测信号同时输入到测量系统的多个通道中。为了使时域平均可行，这些通道中的信号必须是同相的。需测量的原信号中的噪声在每个通道中也保持同相位，因此不会被平均掉。相比之下，测量系统添加于各通道中的噪声通常是互不相关的，因此将减少 $10\log_{10}(M)$ dB，其中 M 为通道数。例如，当 $M=2$ 时，理论上的噪声将减少约 3dB。

在 Multi-Instrument 中，此法可通过[设置]>[模数转换设备]>“通道运算”，并选择“A=(iA+iB)/2 ...”来实现。它表示逻辑通道 A 中的数据将是物理输入通道 A 和物理输入通道 B 中原始数据的平均值（见下图）。

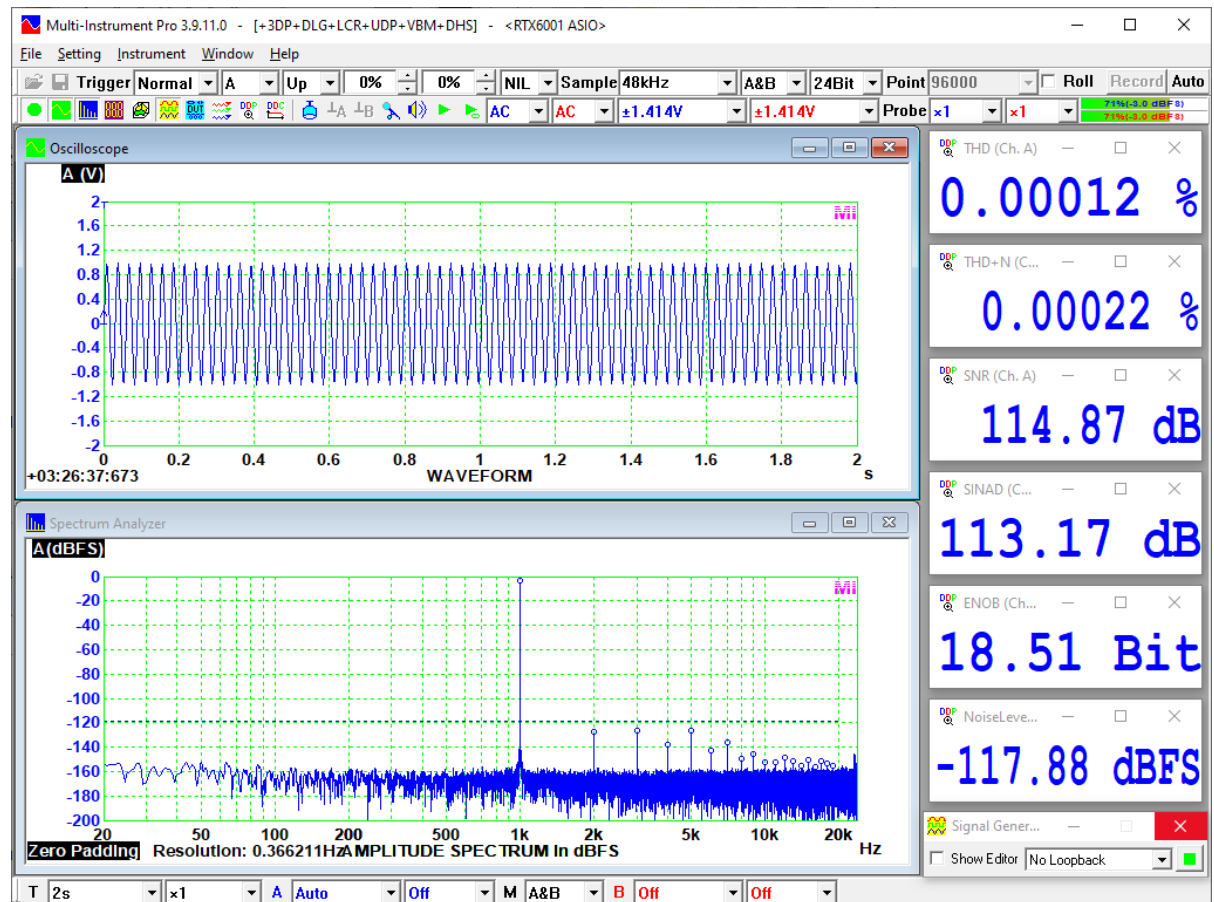


Multi-Instrument 中时域双通道同相平均的设置

以下两图显示了使用和未使用此方法的 RTX6001 音频分析仪 1kHz THD 环回测试结果。测得的噪声水平分别为 -115.11dBFS 和 -117.88dBFS。噪声减少约为 2.8dB。



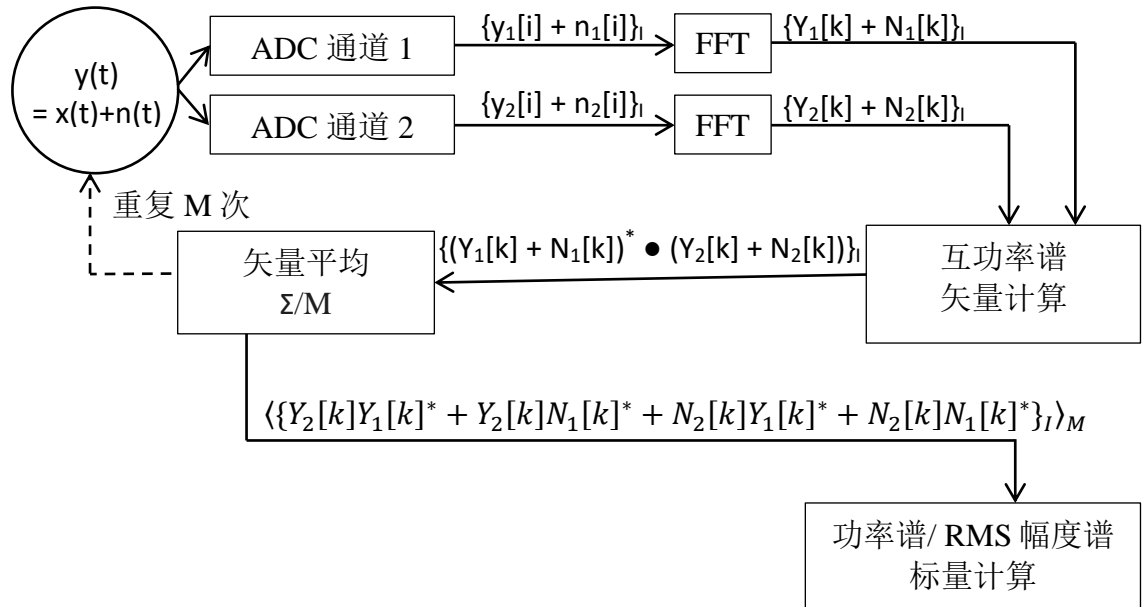
双通道同相平均前



双通道同相平均后

此法的优点是能同时减少时域和频域中的噪声。然而，要进一步降低噪声则需要增加额外的通道，这会导致成本上升。

3.2 频域双通道互功率谱矢量平均法

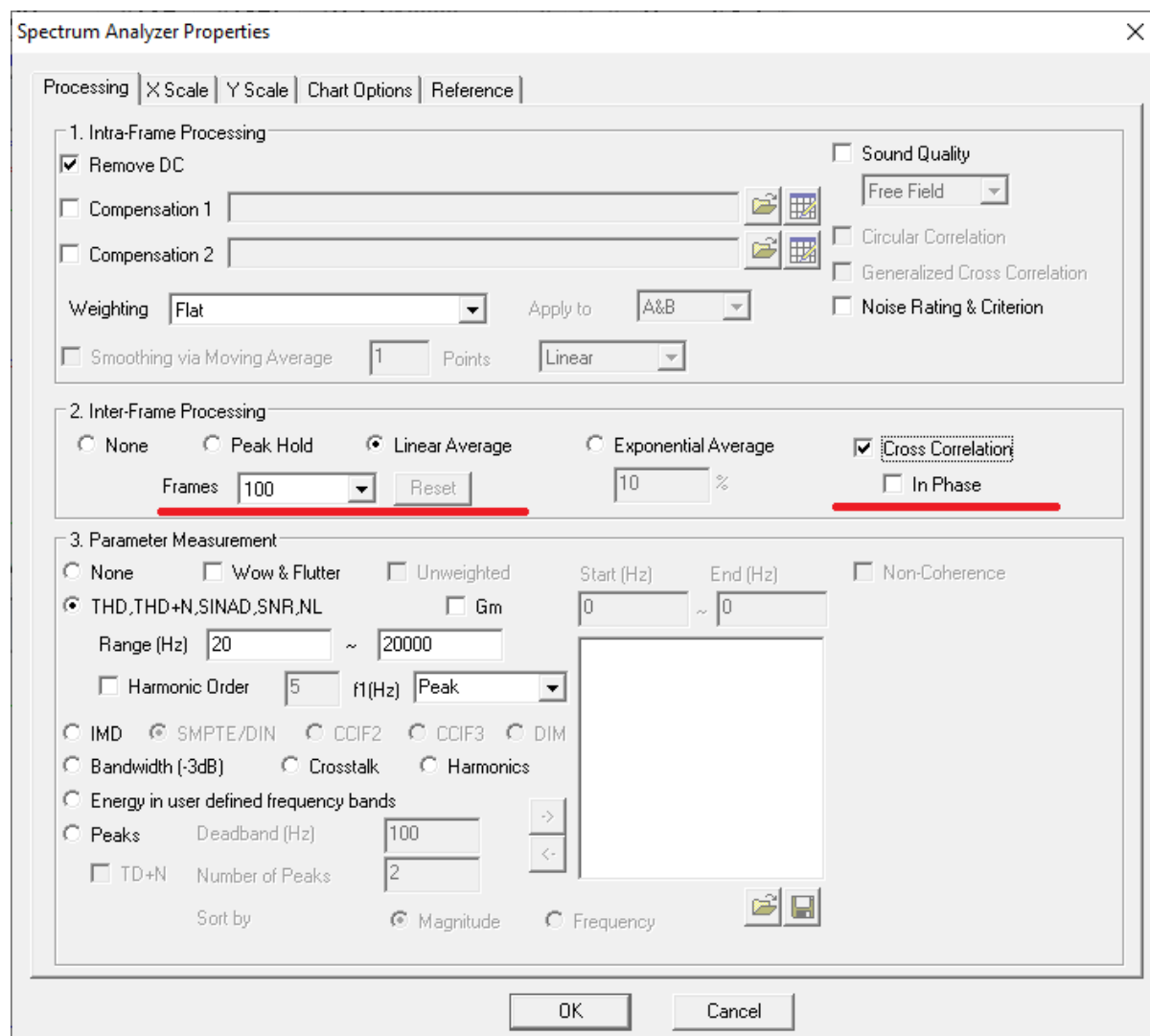


- $y(t)$ 为被测模拟信号，包含信号 $x(t)$ 及噪声 $n(t)$ ， $y_1[i]$ 和 $y_2[i]$ 分别为其在 ADC 通道 1 和 2 中的采样版，且不必同相。
- $n_1[i]$ 和 $n_2[i]$ 分别为 ADC 通道 1 和 2 引入的附加噪声，通常不与其它信号相关。
- $\{\}$ 代表一序列数据， I 为 FFT 点数，也即：序列的成员个数。
- $\{Y_1[k]\}_I$ ， $\{Y_2[k]\}_I$ ， $\{N_1[k]\}_I$ 和 $\{N_2[k]\}_I$ 分别为 $\{y_1[i]\}_I$ ， $\{y_2[i]\}_I$ ， $\{n_1[i]\}_I$ 和 $\{n_2[i]\}_I$ 的傅里叶变换， $i=0,1,\dots,I-1$ ，它们皆为复数矢量。上标*表示复数的共轭值。
- $\langle \rangle$ 表示系综平均。 M 为平均次数。
当 $M \rightarrow \infty$ ， $\langle \{Y_2[k]N_1[k]^* + Y_2[k]N_1[k]^* + N_2[k]Y_1[k]^* + N_2[k]N_1[k]^*\}_I \rangle_M \rightarrow 0$ ，测得的功率谱 $[k] \rightarrow Y[k]$ 的功率谱。
- 非相关噪声的衰减率： $5\log_{10}(M)$ dB

框图

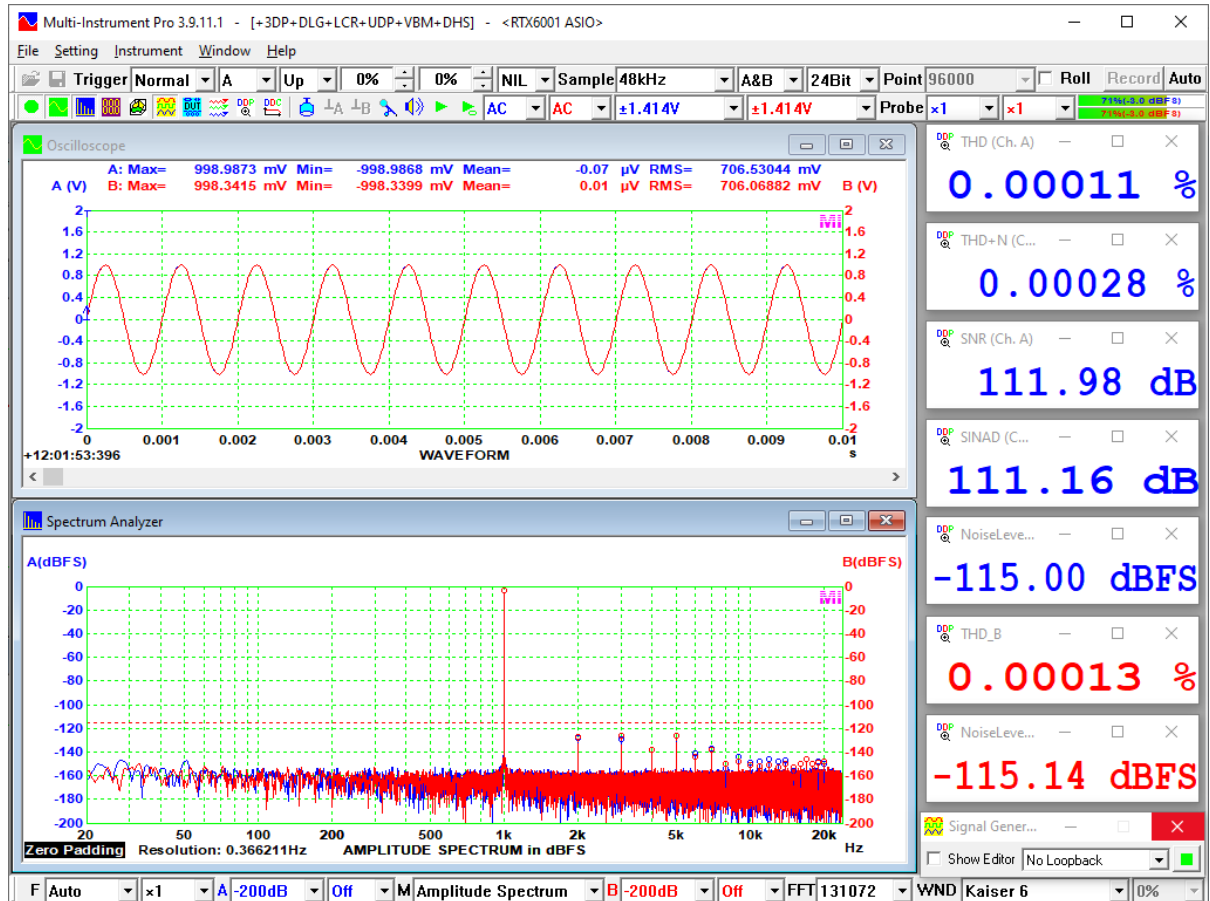
跟前述方法一样，此法的目的是减少测量系统自身的噪声，而不是减少原被测信号中的噪声。它要求将同一被测信号同时输入到测量系统的两个通道中。与前述方法不同，互功率谱矢量平均法并不要求两个通道中的信号是同相位的。由于此法的内在特性以及互相关和互功率谱是一对傅里叶变换的事实，它通常被称为“互相关（平均）”法。需测量的原信号中的噪声在“互相关”过程中会保持原状而不会被平均掉。相比之下，测量系统在两个通道中添加的噪声通常是不相关的，因而将减少 $5\log_{10}(M)$ dB，其中 M 为平均次数。例如，当 $M=100$ 时，理论上，噪声将减少 10dB。增加平均次数可以更大程度地减小噪声。因此，在经过足够多次的平均后，就能够测量大大低于测量系统自身底噪水平的噪声。

在 Multi-Instrument 中，此法可通过在频谱分析仪的“帧间处理”处选择“互相关”来实现（见下图）。



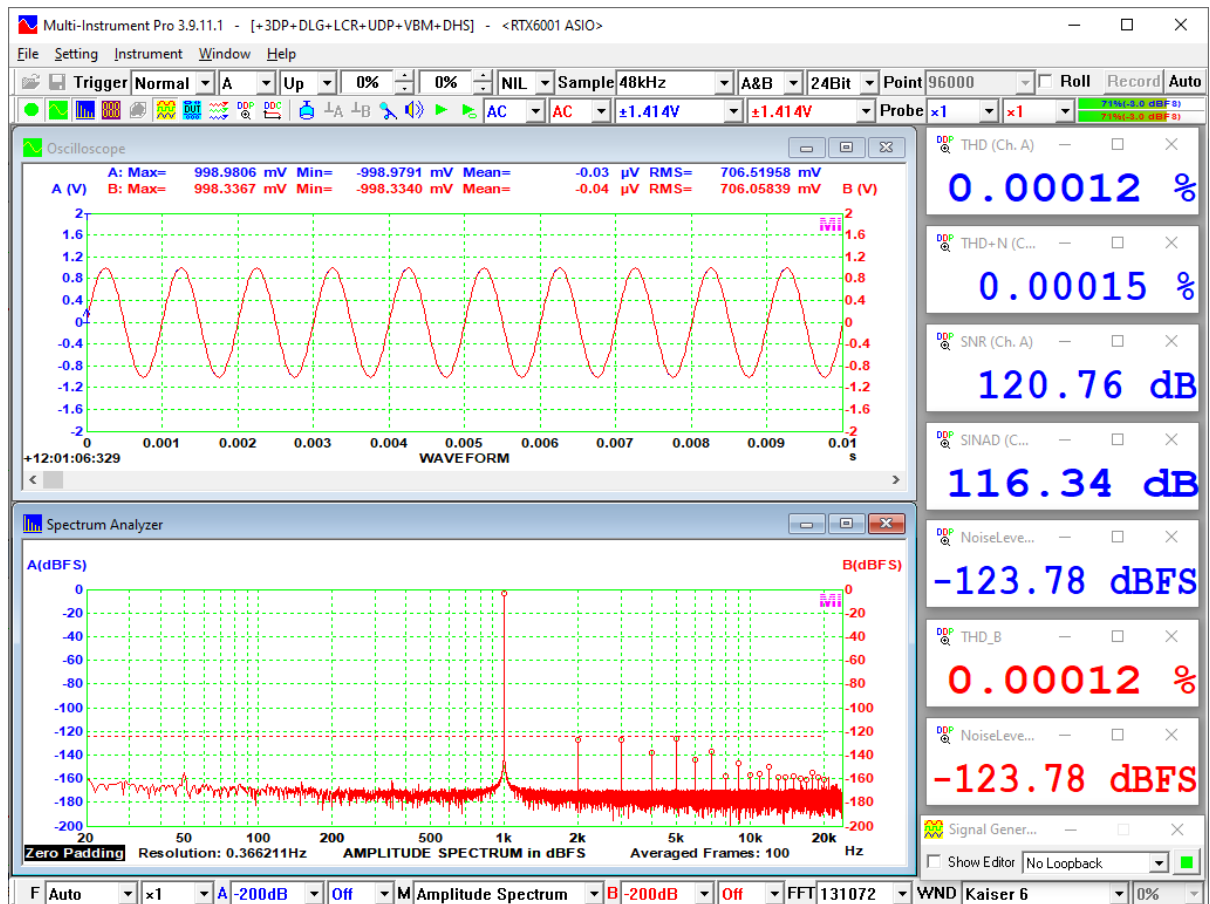
Multi-Instrument 中“互相关”平均的设置

下图显示了在未经过任何平均和失真补偿的情况下 RTX6001 音频分析仪的 1kHz THD 环回测试结果。通道 A 的 THD 和噪声水平分别为 0.00011%、-115.00 dBFS，而通道 B 的分别为 0.00013%、-115.14 dBFS。



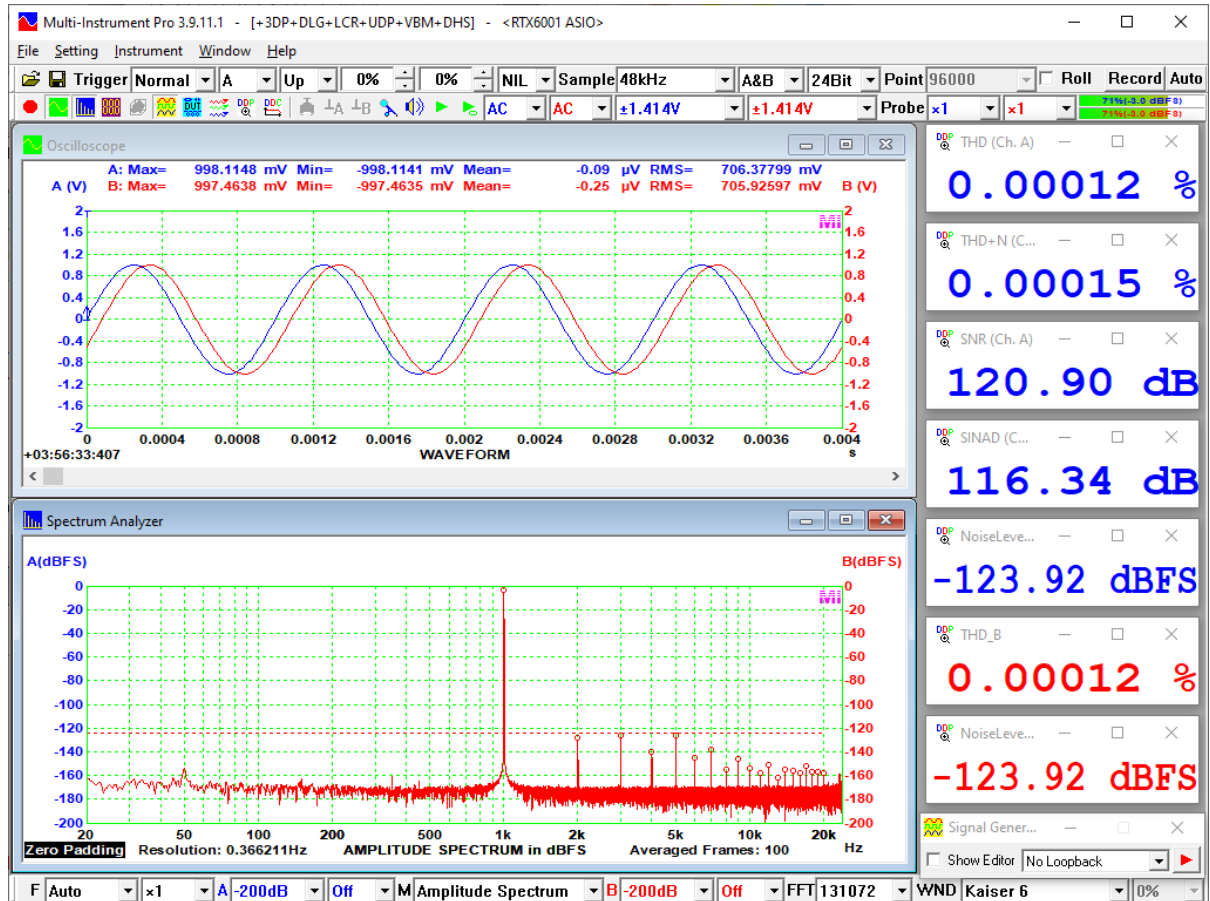
频域互功率谱矢量平均前

下图是同一测试但采用了“互相关”法并进行了 100 次平均的结果(未勾选“同相”选项)。测得的 THD 为 0.00012%，大约等于两个独立通道的平均值。测得的噪声水平为 -123.78 dB，降低了约 8.8 dB。其它与噪声相关的参数，包括 THD+N、SNR、SINAD，都显示出明显的改善。



频域互功率谱矢量平均（100次）后

请注意，Multi-Instrument 中的“互相关”法不要求两个通道中的信号同相位。这在使用一对话筒进行超低声压级测量时特别有用，因为两个通道中的声音信号可能不同相。下图显示的是与前述 THD 测试相同的测试，只是两个通道中的信号相位相差 30°。测试结果几乎没有区别。



频域互功率谱矢量平均（100次）后（两通道信号相差 30°）

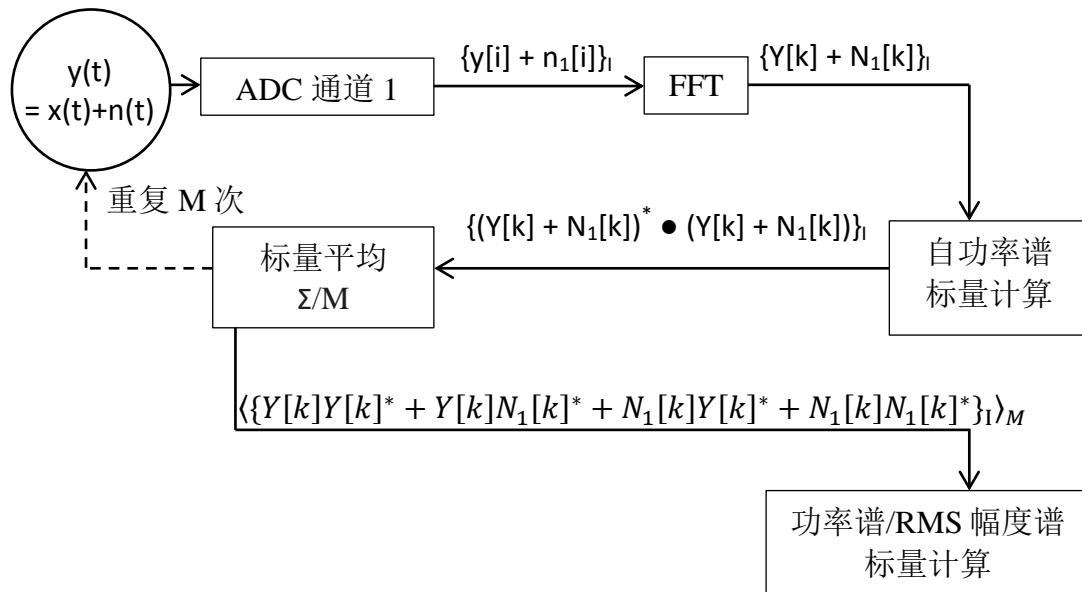
测量低于 20 dBA 的声压级非常具有挑战性，因为大多数 1/2 英寸的一级测量话筒的底噪都在 14 到 20 dBA 之间。但是，如果采用一对话筒，例如那些用于声强测量的话筒对，或采用双话筒配置的 VT RTA-268 系列，再利用此“互相关”技术，就可测量显著低于单个话筒及其测量系统底噪的声压级。两个话筒应面对面紧靠放置，以使它们测量的是相同的声场信号（见下图）。话筒振膜之间的距离应小于所关注的最高频率波长的 1/4。若测量较低的频率，两话筒也可以并排放置。与声强测量不同，这两个话筒不需要严格的相位匹配。



测量超低声压级所用的面对面紧靠的话筒对

如果两个通道中的信号严格同相或严格反相，Multi-Instrument 提供了一个“同相”选项，可以将噪声抑制性能提高 $5\log_{10}(2)=1.5\text{dB}$ 。

3.3 频域自功率谱平均法

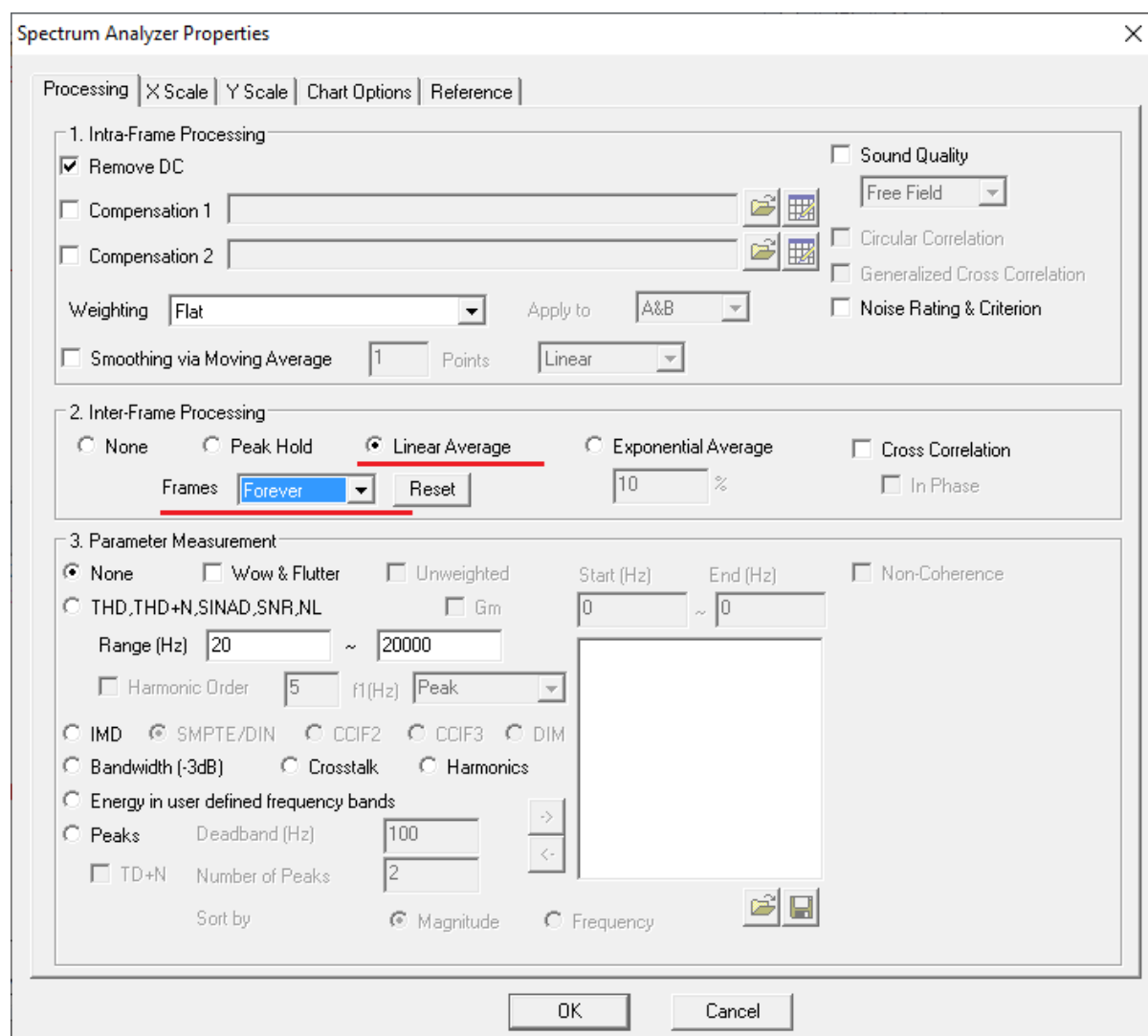


- $y(t)$ 为被测模拟信号，包含信号 $x(t)$ 及噪声 $n(t)$ ， $y[i]$ 为其采样版。
- $n_1[i]$ 为 ADC 通道 1 引入的附加噪声，通常不与其它信号相关。
- $\{\}$ 代表一序列数据， I 为 FFT 点数，也即：序列的成员个数。
- $\{Y[k]\}_I$ 和 $\{N_1[k]\}_I$ 分别为 $\{y[i]\}_I$ 和 $\{n_1[i]\}_I$ 的傅里叶变换， $i=0,1,\dots, I-1$ ，它们皆为复数矢量。上标 $*$ 表示复数的共轭值。
- $\langle \rangle$ 表示系综平均。 M 为平均次数。
当 $M \rightarrow \infty$, $\langle \{Y[k]N_1[k]^* + N_1[k]Y[k]^*\}_I \rangle_M \rightarrow 0$ ，测得的功率谱 $[k] \rightarrow Y[k]$ 的功率谱 + $N_1[k]$ 的功率谱。
- 未降低绝对噪声水平。

框图

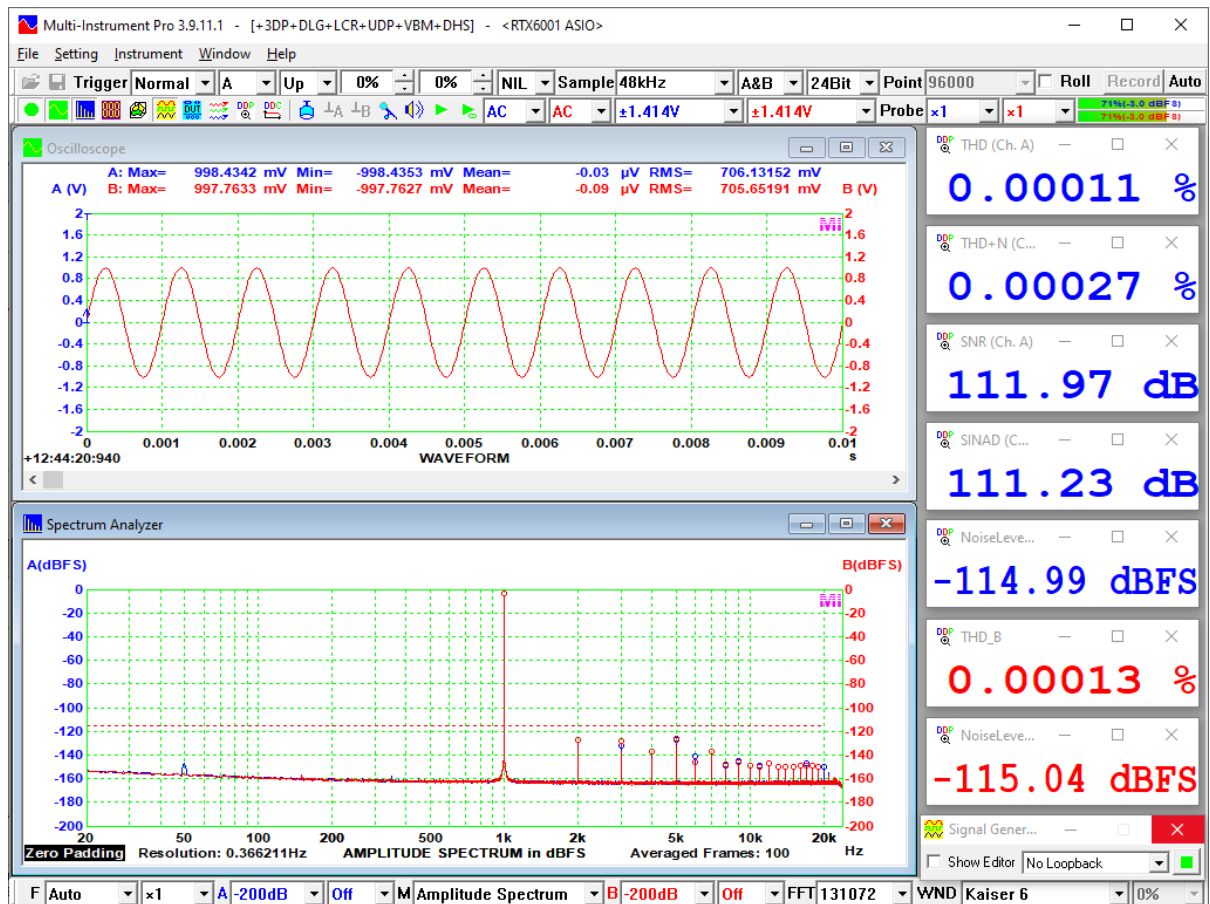
频域自功率谱平均法在许多频谱分析软件中常采用的方法。它不需要跨通道操作。其目的是在测量过程中对功率谱进行平均，从而减少谱波动，但不会降低绝对噪声水平。偶发干扰仍然会被这种方法平均掉。

在 Multi-Instrument 中，此法可通过在频谱分析仪的“帧间处理”处选择“线性平均”且不勾选“互相关”来实现（见下图）。



Multi-Instrument 中自功率谱平均的设置

下图显示了用这种方法进行 100 次平均后的 RTX6001 音频分析仪 1kHz THD 环回测试结果。与前面章节中的未进行平均和失真补偿的相同测试结果相比，可以观察到测得的 THD (0.00011%和 0.00013%) 和噪声水平 (-114.99 dBFS 和 -150.04 dBFS) 几乎没有变化，只是底噪变干净了，没有明显的上下波动。

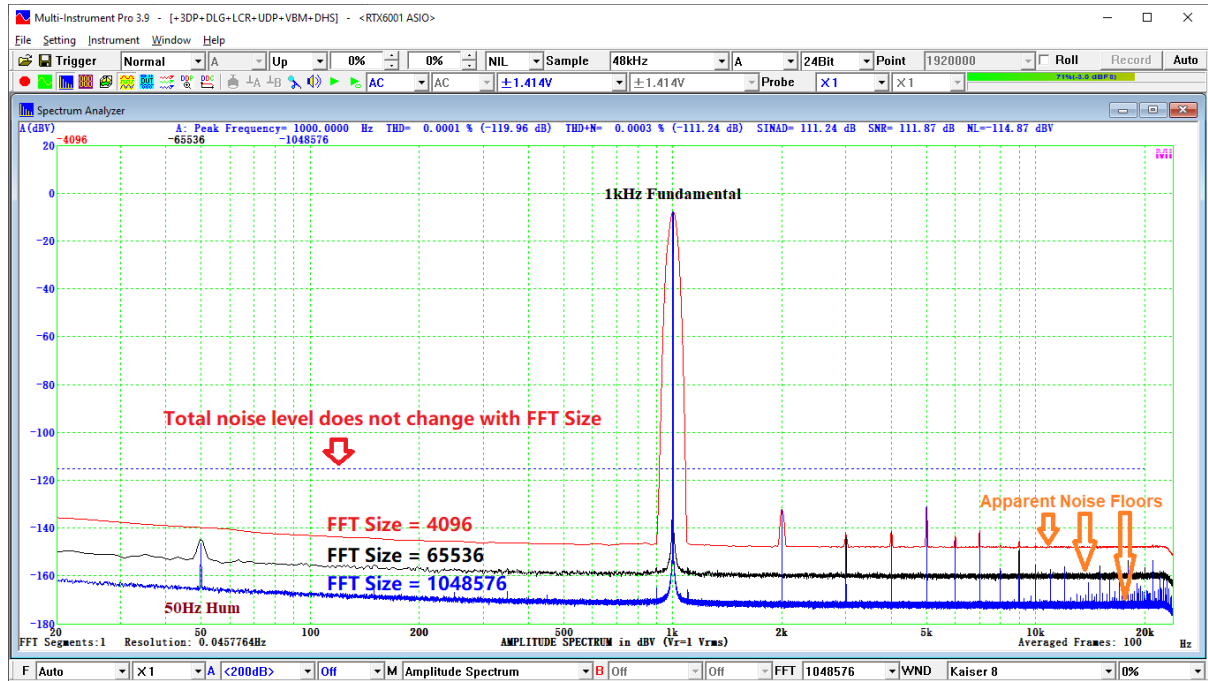


频域自功率谱平均（100次）后

3.4 提高频域的频率分辨率以提取本来淹没于底噪中的周期信号成分

此法通过提高 FFT 频率分辨率来提高对周期信号成分的测量精度，但它并不降低整体噪声水平。假定不对时域信号补零，FFT 的频率分辨率（也称为 FFT BIN 的宽度）由 [采样频率]/[FFT 点数] 的比值决定。FFT 点数越大，FFT BIN 的宽度越窄，每个 FFT BIN 中所包含的噪声能量就越少，视在底噪水平 (Apparent Noise Floor) 就越低，而总噪声水平 (Total Noise Level) 则保持不变，如下图所示。

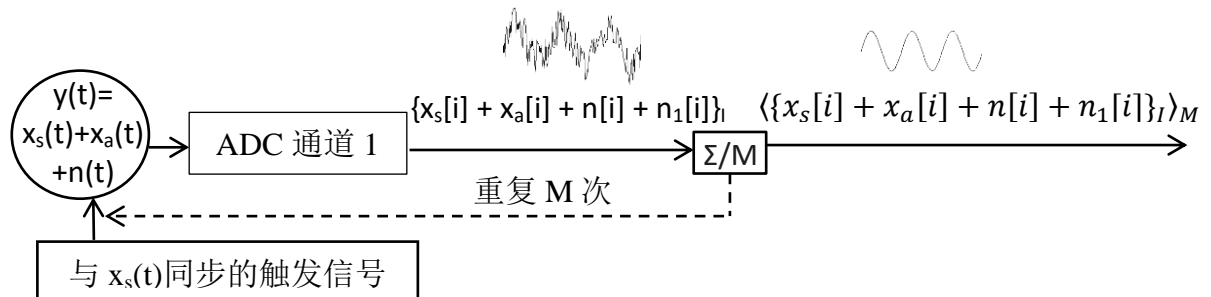
图中显示了三组 1kHz THD 测试的结果，它们之间唯一的区别是 FFT 点数不同。FFT 点数每次翻倍，视在底噪水平下降约 3 dB。因此，当 FFT 点数从 4096 增加到 65,536 再到 1,048,576 时，视在底噪水平每次降低 12 dB，共下降 24 dB。这可从图中清晰地观察到。与宽带噪声不同，周期单频信号的幅度不随 FFT 点数变化而变化，因为其能量将只包含于其频率所在处的 FFT BIN 中而不会沿频率轴均摊。这可从图中的基波和各次谐波的幅度在三种情况下没有变化可以看出。利用这一现象，通过增加 FFT 点数，可将原本淹没于底噪下的微弱的周期信号成分显露出来。此现象在图中的 50Hz 交流喻声处特别明显。随着 FFT 点数的增加，该 50Hz 信号从完全被底噪淹没，到可检测到，最后完全突出于底噪之上。



不同 FFT 点数下的谐波失真频谱比较（无补零）

顺便说一下，单频信号的谱峰宽度受频谱泄漏影响，它是单频信号与窗函数频谱卷积形成的，随 FFT 点数增加而减小，以保持单频信号的能量守恒。

3.5 时域同步平均法



- $x_s(t)$ 为与触发信号同步的模拟周期信号， $x_s[i]$ 为其采样版。
 - $x_a(t)$ 为与触发信号不同步的模拟周期信号， $x_a[i]$ 为其采样版。
 - $n(t)$ 为 $x_s(t)$ 和 $x_a(t)$ 带来的模拟噪声， $n[i]$ 为其采样版。
 - $n_1[i]$ 为 ADC 通道 1 引入的附加噪声。
 - $\{ \}$ 代表一序列数据， I 为序列的采样点数。
 - $\langle \rangle$ 表示系综平均。 M 为平均次数。
- 当 $M \rightarrow \infty$, $\langle \{x_a[i] + n[i] + n_1[i]\}_M \rangle \rightarrow 0$, 测量结果 $\rightarrow \langle \{x_s[i]\}_M \rangle$
- 噪声衰减率: $10 \log_{10}(M)$ dB。对非同步周期信号的衰减率取决于其相对于触发信号的异步程度。

框图

时域同步平均（Time-domain Synchronous Averaging），通常称为时间同步平均（Time Synchronous Averaging, TSA）或简单地称为同步平均，是一种非常有用的技术，可用

于从包含其他周期成分和噪声的复合信号中提取有谐波关系的周期成分。为确保时域平均是有意义的，被平均波形的起点必须与要提取的有谐波关系的周期成分的基频同步。同步可通过适当的触发来实现。既可通过信号本身，前提是能找到与所关注的基频同步的稳定触发点；也可通过外部信号（例如触发脉冲）来实现，前提是该信号与要提取的周期成分同步。平均过程将逐渐消除随机噪声以及与触发不同步的任何周期成分，仅留下与触发同步的周期成分。噪声将减少 $10\log_{10}(M)$ dB，其中 M 是平均次数。例如，当 $M=100$ 时，理论上噪声将减少约 20dB。异步周期成分的衰减取决于其相对于触发信号的异步程度。此法的频率响应可以通过以下方式推导出来。

在时域中，

$$tsa(t) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x(t - mT)$$

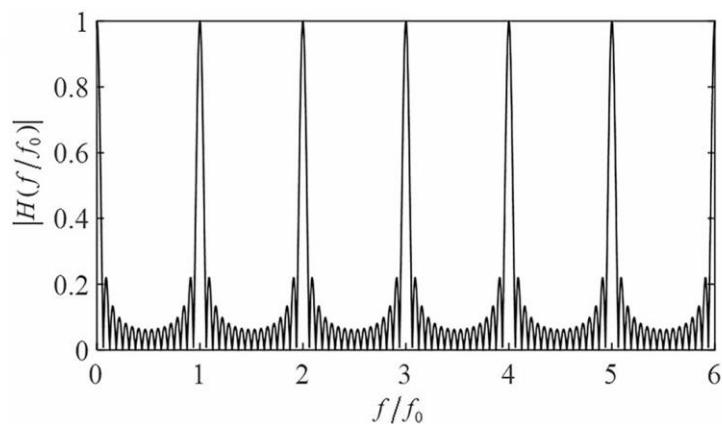
其中： M 为平均次数， T 为各平均序列之间的时间间隔。两边取傅里叶变换得：

$$\begin{aligned} TSA(f) &= \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X(f) e^{-j2\pi f m T} = \frac{1}{M} X(f) \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi f m T} \\ &= \frac{1}{M} X(f) \frac{1 - e^{-j2\pi f M T}}{1 - e^{-j2\pi f T}} = \frac{1}{M} X(f) \frac{e^{j\pi f M T} - e^{-j\pi f M T}}{e^{j\pi f T} - e^{-j\pi f T}} e^{-j\pi f (M-1) T} \\ &= \frac{1}{M} X(f) \frac{\sin(\pi f M T)}{\sin(\pi f T)} e^{-j\pi f (M-1) T} = \frac{1}{M} X(f) \frac{\sin(\pi M f / f_0)}{\sin(\pi f / f_0)} e^{-j\pi (M-1) f / f_0} \end{aligned}$$

其中： $f_0=1/T$ ，即：要提取的周期成分的基频。则幅频相应 $|H(f/f_0)|$ 为：

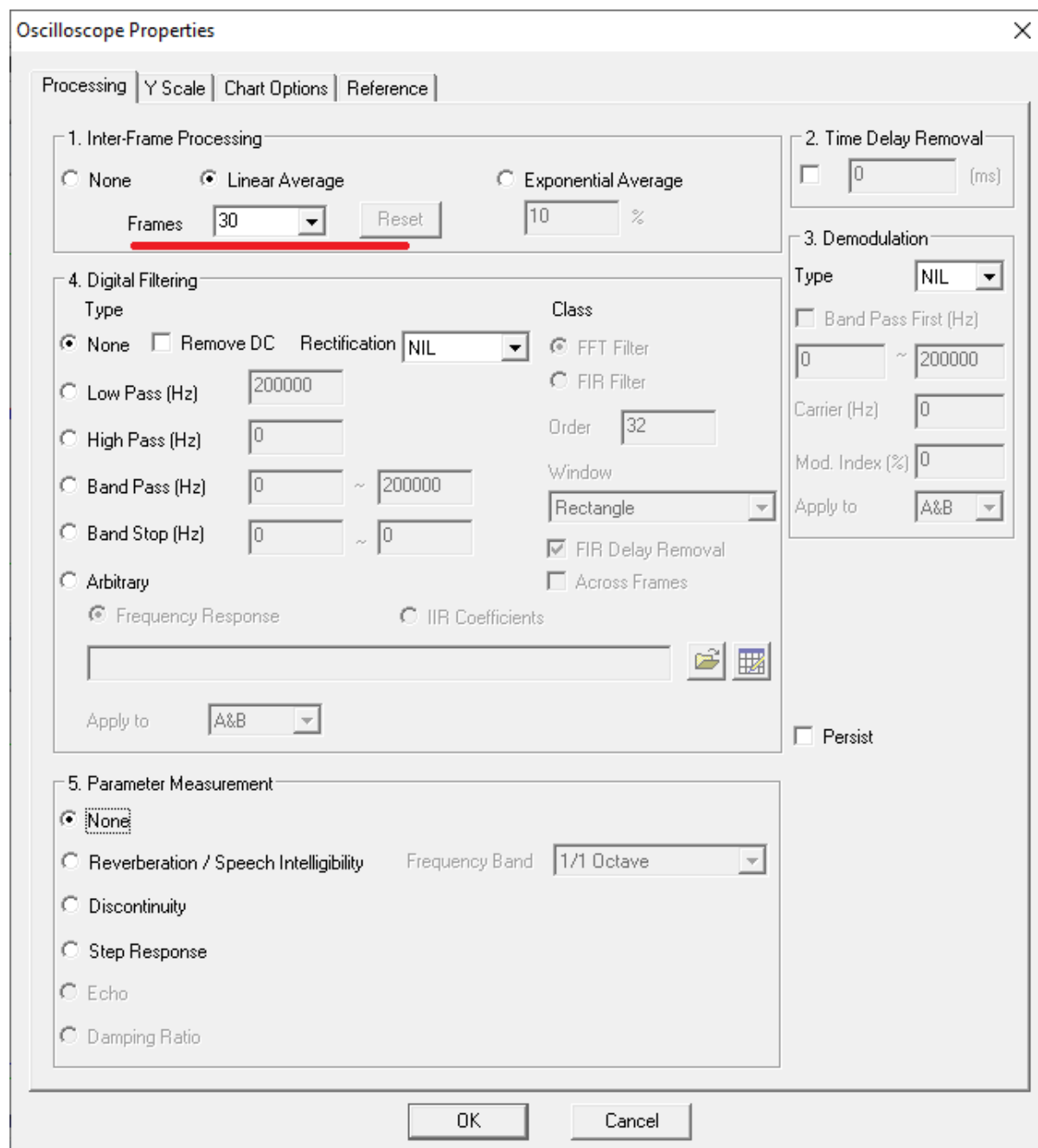
$$|H(f/f_0)| = \frac{1}{M} \frac{\sin(\pi M f / f_0)}{\sin(\pi f / f_0)}$$

此幅频响应具有梳状滤波器的形式，主瓣位于基频 f_0 的整数倍处（见下图）。增加平均次数 M 会使主瓣变窄，并产生更多的旁瓣。只有基频及其谐波将保持不变，而所有的其它频率都将被相应地衰减。



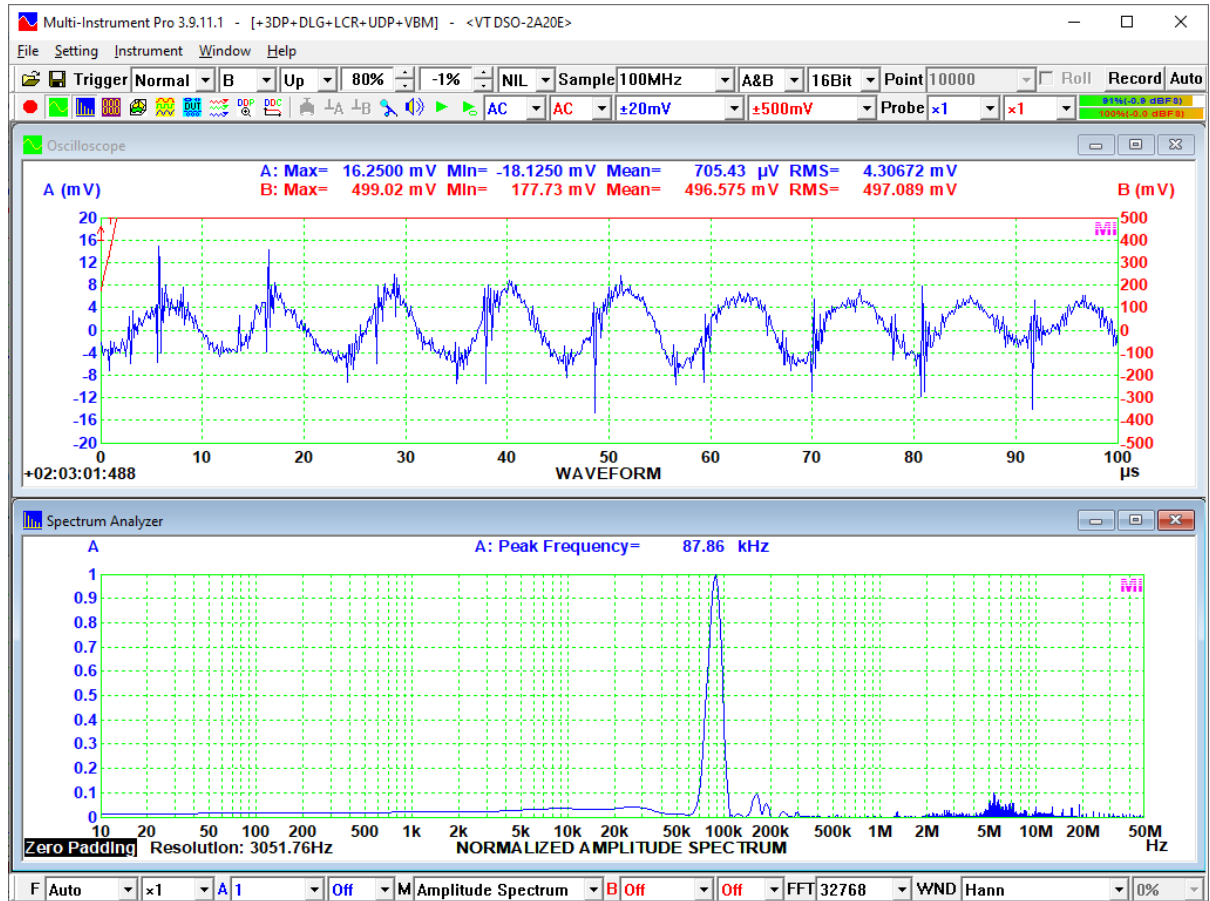
时域同步平均的幅频响应

在 **Multi-Instrument** 中，时域同步平均可通过右击示波器窗口并选择[示波器处理] > “帧间处理” > “线性平均”来配置，如下图所示。触发模式必须设置为“正常”，并且需要正确配置触发源、触发沿、触发电平、触发延迟、触发频率抑制等参数，以确保触发的精准和稳定。采样频率应足够高，以尽量减少同步触发时间的不确定性，减少波形的模糊。



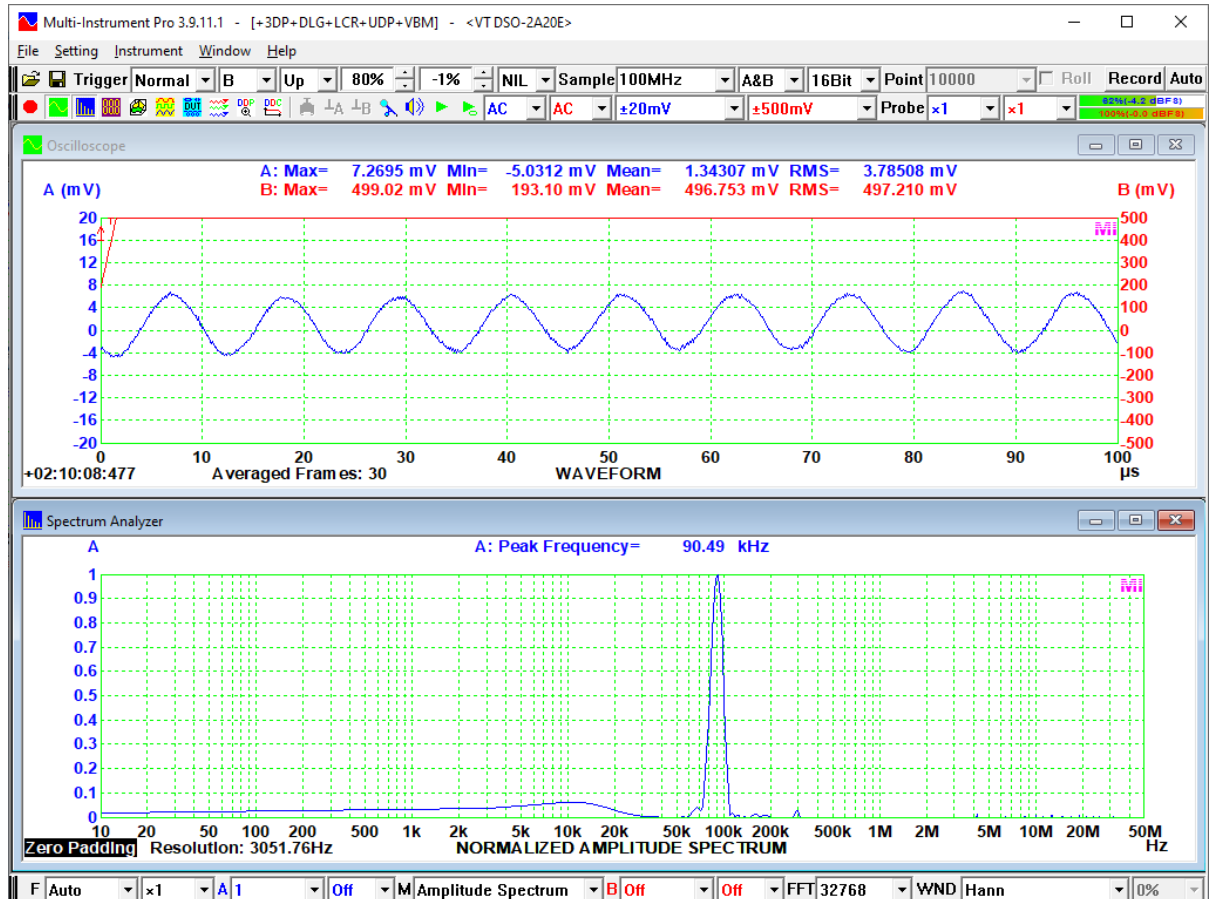
Multi-Instrument 中的时域同步平均的设置

下面是用 USB 示波器 VT DSO-2A20E 的通道 A 采集一个 5 mVp 90 kHz 正弦波信号的例子，采样频率为 100MHz。此 90 kHz 信号受到一些不同步的周期信号的显著干扰，并被大量随机噪声污染，如下图所示。



时域同步平均前

幸好通道 B 中的信号是与通道 A 中 90 kHz 信号同步的 100Hz 矩形脉冲信号，可用作触发源。下图显示了经过 30 次时域同步平均后的结果，波形已变得非常清晰。

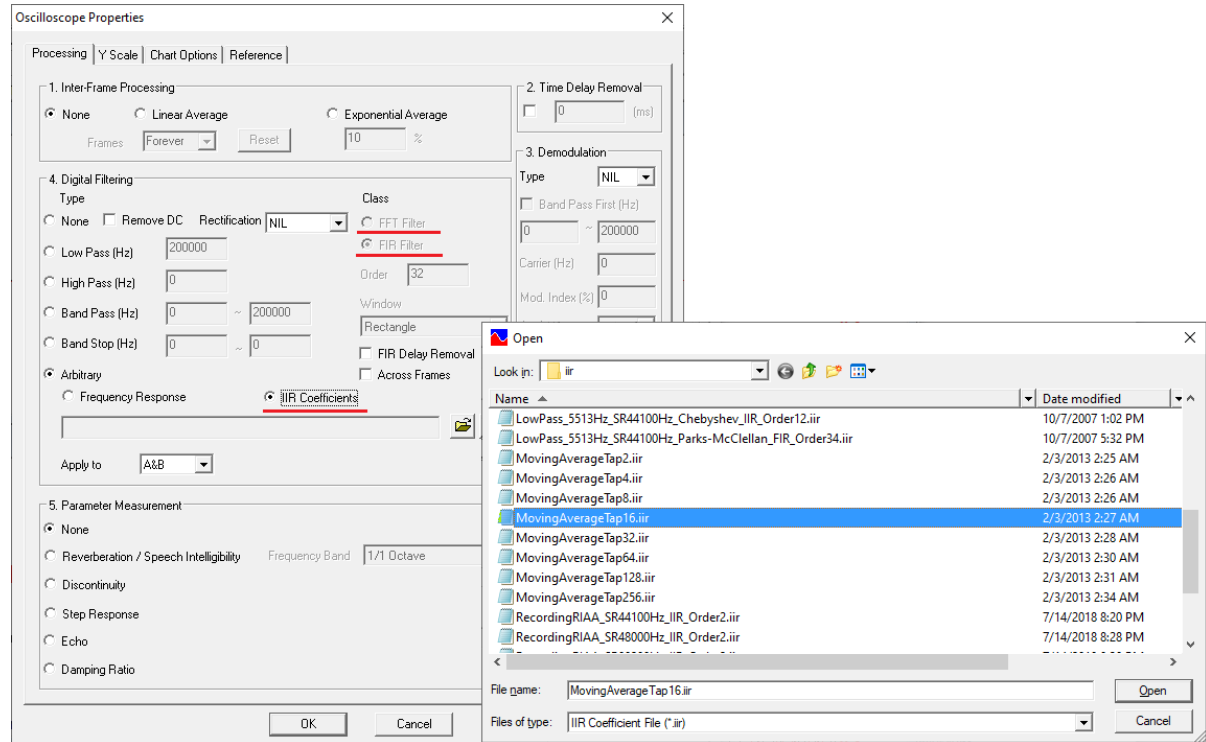


时域同步平均 (30 次) 后

时域同步平均常用于对旋转机械的诊断测试，它可从大量干扰的周期信号和噪声中提取仅与被测旋转相关的周期波形。它还常用于测量对重复施加的激励的响应，在响应被噪声和其它干扰所掩盖的情况下大大提升信噪比，例如在直接声学冲激响应测量和脑电图（EEG）诱发响应测量中经常用到。

3.6 时域数字滤波法和移动平均法

数字滤波是一种常用的去除带外噪声和干扰的方法。Multi-Instrument 除了能在频域对频谱进行滤波和平滑处理外，还支持在时域进行 IIR、FIR 和 FFT 滤波。在 Multi-Instrument 中，还可通过调入 IIR 系数文件，对波形进行移动平均（Moving Average）滤波（见下图）。



Multi-Instrument 中的移动平均设置

移动平均是低通滤波的一种，其频率响应可推导如下：

$$ma(i) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} x(i-m)$$

其中：M 为平均点数。两边取 Z 变换得：

$$MA(z) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} X(z)z^{-m} = \frac{1}{M} X(z) \frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}}$$

因此频率相应为：

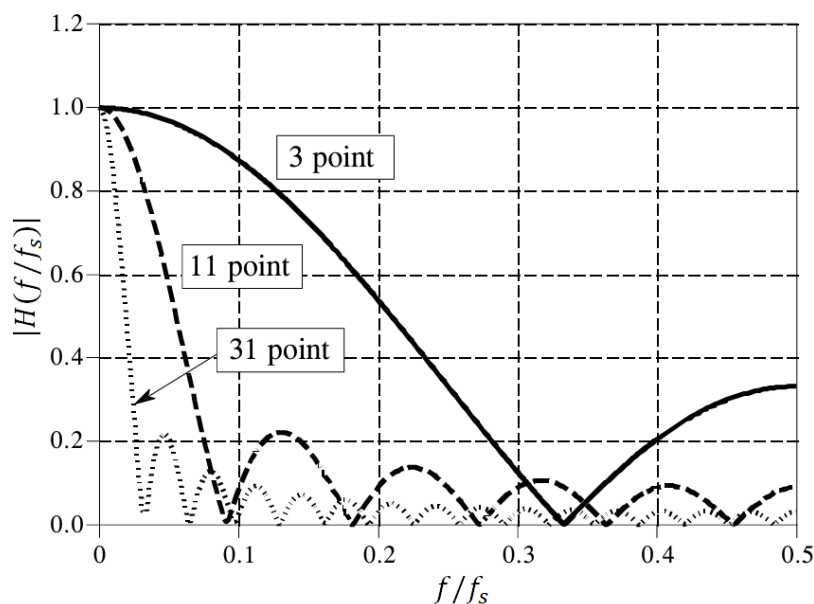
$$H(z) = \frac{1}{M} \frac{1-z^{-M}}{1-z^{-1}}$$

令 $z=e^{j2\pi f/f_s}$ ，其中 f_s 为采样频率，则频率相应为：

$$H(f/f_s) = \frac{1}{M} \frac{1-e^{-j2\pi Mf/f_s}}{1-e^{-j2\pi f/f_s}} = \frac{1}{M} \frac{\sin(\pi Mf/f_s)}{\sin(\pi f/f_s)} e^{-j\pi(M-1)f/f_s}$$

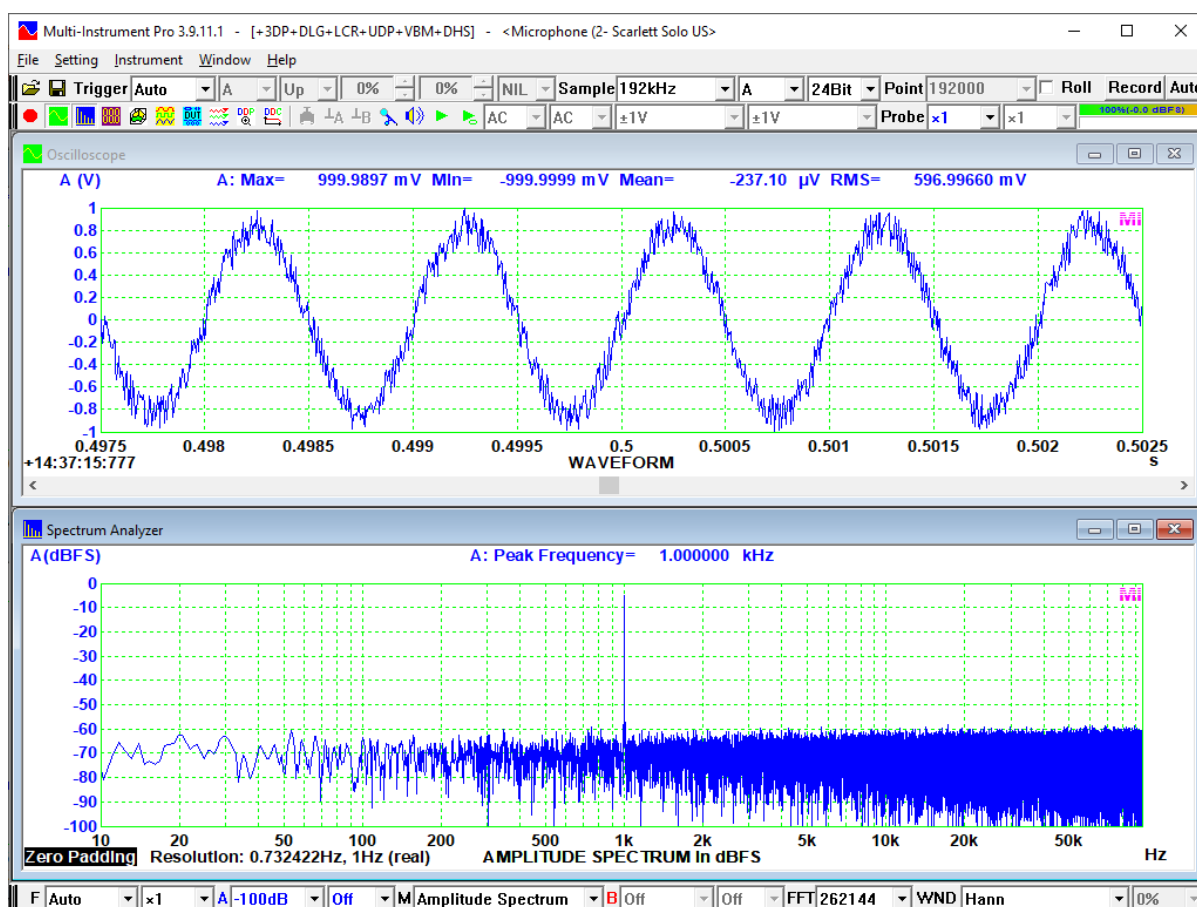
$$|H(f/f_s)| = \frac{1}{M} \frac{\sin(\pi Mf/f_s)}{\sin(\pi f/f_s)}$$

当 M=3, 11, 31 时的幅频响应如下图所示，其带宽随平均点数的增加而减小。移动平均滤波非常适用于在时域做波形平滑，但其频率特性则不如其它常见的低通滤波器有效。



移动平均的幅频响应

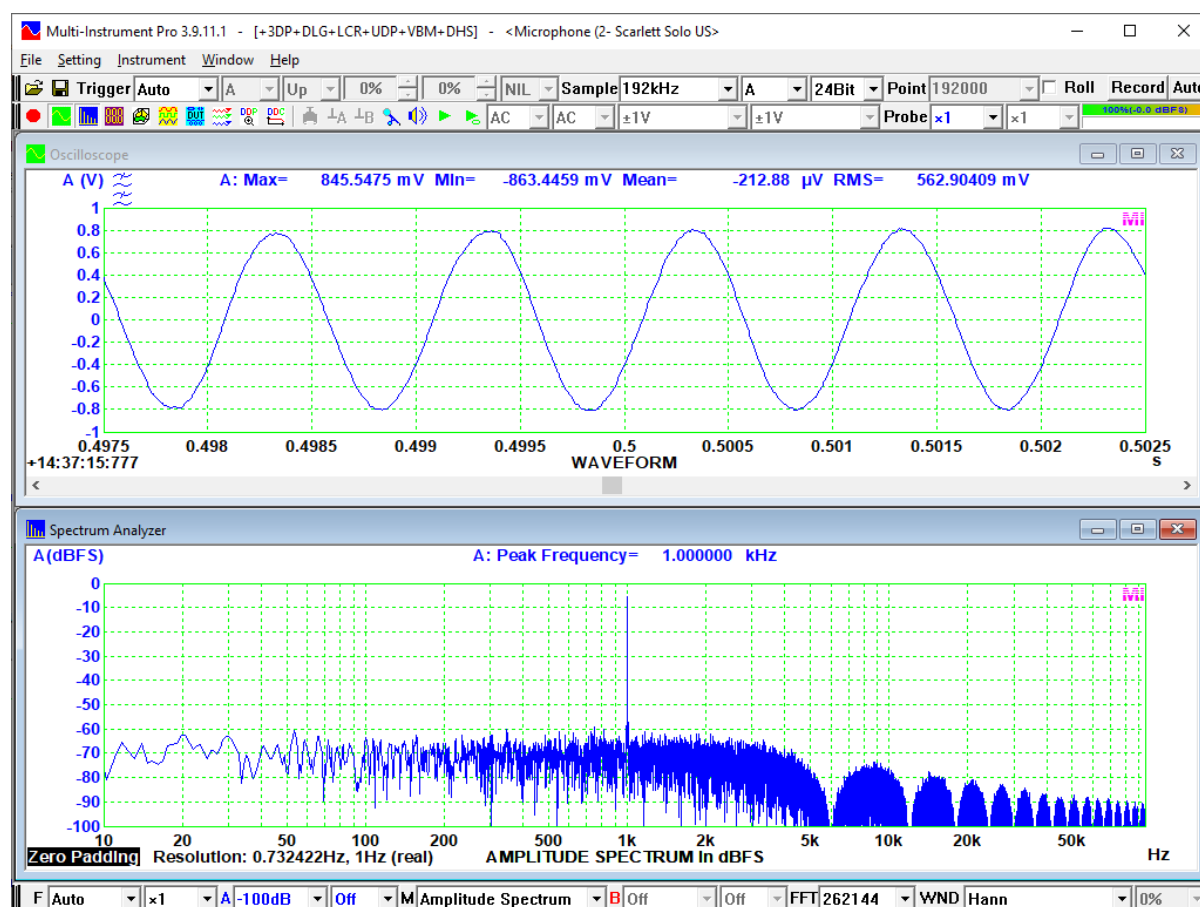
下图显示的是混有大量白噪声的 1kHz 正弦波。



移动平均前

在施加 32 点移动平均后，其波形变得非常平滑（见下图）。图中的底噪反映了 32 点

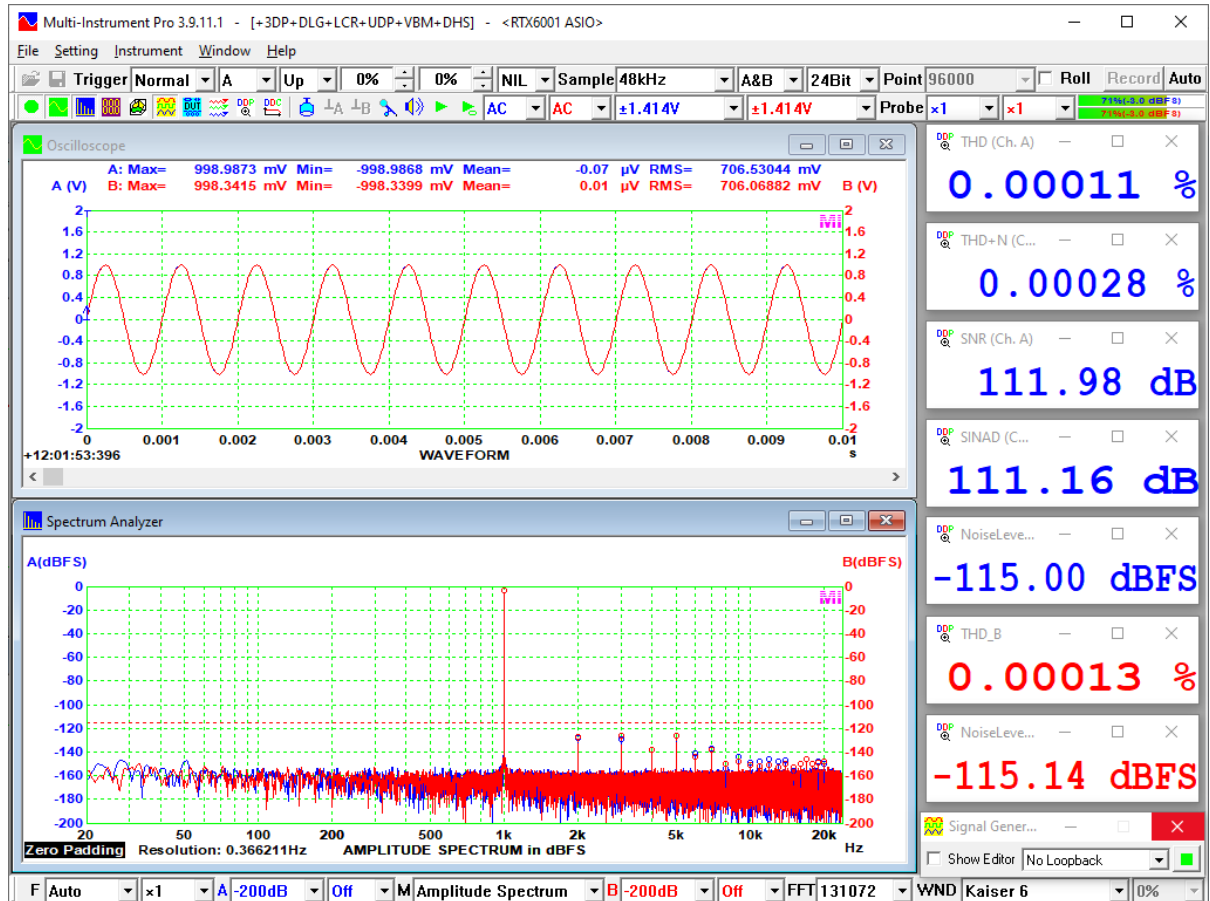
移动平均的低通幅频响应。



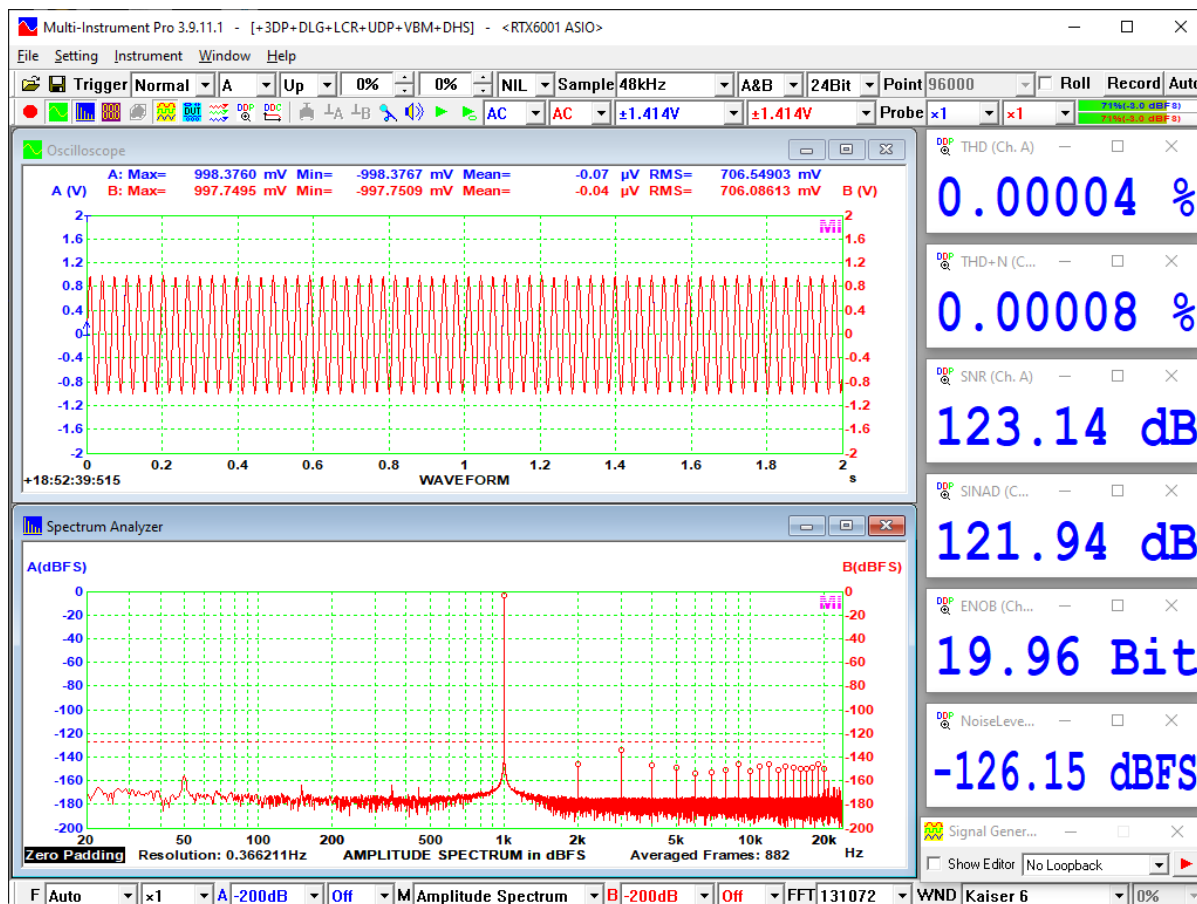
32点移动平均后

四、非线性失真补偿与噪声抑制技术的联合使用

前述的非线性失真补偿和噪声抑制技术可联合使用，以实现更高的整体性能。以下两图显示了 RTX6001 音频分析仪在施加失真补偿和“互相关（平均）”噪声抑制技术前后的 1 kHz THD 环回测试结果。由图可见，系统残余的 THD+N 和 THD 分别从 0.00028% (-111.06 dB)和 0.00011% (-119.17 dB)降至 0.00008% (-121.94 dB)和 0.00004% (-127.96 dB)，改善了 10.9 dB 和 8.8 dB。此外，噪声水平在经过超过 800 次平均后(未勾选“同相”选项)，从-115 dBFS 降至-126 dBFS，改进了 11 dB。其它与噪声相关的参数，包括 SNR 和 SINAD，也得到明显改善。



进行失真补偿和噪声抑制前



进行失真补偿和噪声抑制后