

# 如何正确使用 Multi-Instrument (万用仪)测量 总谐波失真 (THD) 及其相关参数

Rev. 01  
2020.6.8

本文的目的是介绍如何正确使用 Multi-Instrument(万用仪)测量总谐波失真 THD 及其相关参数。文章尽量避免采用复杂的数学运算，以使绝大多数的软件用户容易理解。

*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、前言	4
1.1 失真的分类	4
1.1.1 线性失真	4
1.1.2 非线性失真	4
1.1.2.1 谐波失真	4
1.1.2.2 非谐波失真	4
1.2 概述	4
二、THD、THD+N、SINAD、SNR、ENOB、NL、SFDR 的定义	5
2.1 总谐波失真 THD (TOTAL HARMONIC DISTORTION)	5
2.2 总谐波失真及噪声 THD+N (TOTAL HARMONIC DISTORTION PLUS NOISE)	5
2.3 信纳比 SINAD (SIGNAL TO NOISE AND DISTORTION RATIO)	6
2.4 信噪比 SNR (SIGNAL TO NOISE RATIO)	6
2.5 有效位数 ENOB (EFFECTIVE NUMBER OF BITS)	6
2.6 噪声电平 NL (NOISE LEVEL)	6
2.7 无寄生动态范围 SFDR (SPURIOUS FREE DYNAMIC RANGE)	7
三、如何避免或减小频谱泄漏	8
3.1 什么是频谱泄漏	8
3.2 频谱泄漏的解决方法	9
3.2.1 整周期采样(Full-Cycle Sampling) / 相干采样(Coherent Sampling)法	9
3.2.2 加窗采样法	10
3.2.3 选择整周期采样还是加窗采样?	11
四、如何避免将量化噪声误测为谐波失真	13
4.1 避免采样频率与信号频率之比为整数或可相约	13
4.2 为测试信号添加抖动 (DITHERING)	15
五、软件自环验证和硬件自环验证	18
5.1 为什么要进行软件自环和硬件自环验证?	18
5.2 例子: RTX6001 音频分析仪的硬件自环测试	18
5.3 例子: 更多的声卡硬件自环测试	21
5.4 用仿真失真信号估计软件测量准确度	24
六、谐波失真残余波形	27
6.1 FIR 数字滤波法	27
6.1.1 谐波失真中仅含偶次谐波	29
6.1.2 谐波失真中仅含奇次谐波	30
6.1.3 交越失真	31
6.1.4 削顶失真	33
6.2 谐波分解重构法	35
6.2.1 第一步: 通过谐波分解生成相应的多音合成配置文件	35
6.2.2 第二步: 由多音合成配置文件合成谐波失真残余波形	35
七、THD 和 THD+N 随频率或幅度 (功率) 变化曲线	37
八、谐波失真频谱图常见的识图误区	39
8.1 噪声电平	39
8.2 基波和谐波的幅度	43

8.3 补零效应 .....	45
8.4 “除去直流”的影响 .....	45
<b>九、输入-输出线性度曲线.....</b>	<b>47</b>
<b>十、典型波形的实测 THD 与解析解对比.....</b>	<b>49</b>
10.1 方波 .....	49
10.2 三角波 .....	50
10.3 锯齿波 .....	50
10.4 矩形波 .....	51
<b>十一、总结.....</b>	<b>52</b>

## 一、前言

### 1.1 失真的分类

简单地说，如果一个信号通过一个系统后，其波形发生了改变，那么这个信号就失真了。失真又可分为线性失真和非线性失真。

#### 1.1.1 线性失真

如果一个信号通过一个系统后，没有新的频率产生，那么这时的失真就是线性失真。线性失真可由系统的幅频响应的非平坦性引起，也可由系统相频响应的非线性引起。

#### 1.1.2 非线性失真

如果一个信号通过一个系统后，有新的频率产生，那么就是非线性失真。非线性失真可分为谐波失真和非谐波失真。非线性失真有时也简称为“失真”。

非线性失真还可以按别的方法分类，例如：非相干失真和 GedLee Metric 等。

##### 1.1.2.1 谐波失真

如果一个信号通过一个系统后，新产生的频率为原信号频率的整数倍，也就是说原信号频率为基波，新产生的频率为其谐波，那么这部分失真就是谐波失真。

##### 1.1.2.2 非谐波失真

如果一个信号通过一个系统后，新产生的频率与原信号频率不具备整数倍关系，也就是说不具备谐波与基波的关系，那么这部分失真就是非谐波失真，例如互调失真。注意非谐波失真并不包含噪声。

有关互调失真测量的详情请参考“如何正确使用 Multi-Instrument (万用仪)测量各种互调失真 (IMD、TD+N、DIM)” (<https://www.virtins.com/doc/Measurements-of-Variou-Intermodulation-Distortions-IMD-TD+N-DIM-using-Multi-Instrument-ZHCHS.pdf>)。

## 1.2 概述

本文将介绍与谐波失真相关的参数测量，包括 THD、THD+N、SINAD、SNR、ENOB、NL、SFDR。其它的失真测量将另文描述。在很多领域都会用到总谐波失真 (Total Harmonic Distortion) 测试，例如音频、电声、供电和振动等，其中音频行业对失真测量的准确度要求最高。

在 Multi-Instrument 中，THD 测量模式可通过右击频谱分析仪任意一点，然后选择[频谱分析仪处理]>“参数测量”>“THD, THD+N, SINAD, SNR, NL”。SFDR 则在“参数测量”>“峰值”模式下测得。

## 二、THD、THD+N、SINAD、SNR、ENOB、NL、SFDR 的定义

THD、THD+N、SINAD、SNR、ENOB 的定义有不同的变种，这里只给出其中比较常见的定义。测量这些参数时，通常采用信号发生器向被测设备发出超低失真的单频正弦波作为激励，同时采集从被测设备返回来的信号，然后通过快速傅里叶变换 (FFT) 将测得的信号功率分解为基波功率、各次谐波失真功率和噪声功率三大部分，如果有直流分量存在，通常滤掉而不用于计算，最后按这些参数的如下定义公式进行计算。

### 2.1 总谐波失真 THD (Total Harmonic Distortion)

总谐波失真 THD 是描述放大器、数模/模数转换器、传感器、能换器、供电等设备和系统的常见参数之一。它通常定义为各谐波功率之和与基波功率的比值的开方，以百分比表示：

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^N V_i^2}}{V_1} \times 100\%$$

其中， $V_i$  为第  $i$  次谐波 RMS 幅度， $V_1$  为基波 RMS 幅度， $N$  为计算 THD 所用到的最高次谐波的次数。

如果以 dB 表示则：

$$\text{THD}_{\text{dB}} = 20\log_{10}(\text{THD})$$

比如  $\text{THD}=0.0001\%$ ，则  $\text{THD}_{\text{dB}} = -120 \text{ dB}$ ，总谐波失真只是对谐波失真的总体描述，它并不区分削顶失真、交越失真，也不区分各次谐波的相对比重。在描述一个系统的 THD 值时，还必须指明该 THD 值是在什么情况下测得的，包括测试信号（基波）的频率、计算所用到的最高次谐波的次数或计算的频率范围、测试信号的幅度等。

### 2.2 总谐波失真及噪声 THD+N (Total Harmonic Distortion Plus Noise)

总谐波失真及噪声 THD+N 通常定义为各谐波功率及噪声功率之和与信号总功率的比值的开方，以百分比表示：

$$\text{THD} + \text{N} = \frac{\sqrt{V_{\text{total}}^2 - V_1^2}}{V_{\text{total}}} \times 100\%$$

其中， $V_{\text{total}}$  为信号（包括基波、各次谐波和噪声）的总 RMS 幅度， $V_1$  为基波 RMS 幅度。

如果以 dB 表示则：

$$(\text{THD}+\text{N})_{\text{dB}} = 20\log_{10}(\text{THD}+\text{N})$$

比如  $\text{THD+N} = 0.0001\%$ ，则  $(\text{THD+N})_{\text{dB}} = -120 \text{ dB}$ 。在描述一个系统的  $\text{THD+N}$  值时，还必须指明该  $\text{THD+N}$  值是在什么情况下测得的，包括测试信号（基波）的频率、谐波和噪声计算的频率范围、信号的幅度、以及对噪声和失真是否按听感进行了加权（A、B、C、ITU-R 468、ITU-R ARM）等。

## 2.3 信纳比 SINAD (Signal to Noise and Distortion Ratio)

信纳比 SINAD 通常定义为信号总功率与各次谐波功率及噪声功率之和的比值的开方，以 dB 表示为：

$$\text{SINAD} = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{\text{total}}}{\sqrt{V_{\text{total}}^2 - V_1^2}} \right) \quad (\text{dB})$$

其中， $V_{\text{total}}$  为信号（包括基波、各次谐波和噪声）的总 RMS 幅度， $V_1$  为基波的 RMS 幅度。

## 2.4 信噪比 SNR (Signal to Noise Ratio)

信噪比 SNR 通常定义为信号基波功率与噪声功率的比值的开方，以 dB 表示为：

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left( \frac{V_1}{\sqrt{V_{\text{total}}^2 - \sum_{i=1}^N V_i^2}} \right) \quad (\text{dB})$$

其中， $V_{\text{total}}$  为信号（包括基波、各次谐波和噪声）的总 RMS 幅度， $V_i$  为第  $i$  次谐波的 RMS 幅度（包括基波）， $N$  为计算所用到的最高次谐波的次数。

## 2.5 有效位数 ENOB (Effective Number of Bits)

有效位数 ENOB 可直接由 SINAD 按下式推出： $\text{ENOB} = (\text{SINAD} - 1.76 \text{ dB}) / 6.02$ 。注意此式是在满程情况下测试的。如果被测的 ADC 或 DAC 的测试信号低于满程，则 SINAD 和 ENOB 会偏小，可通过将 ENOB 的结果加上  $1/6.02 \times 20 \log_{10} \left( \frac{\text{满程幅度}}{\text{信号幅度}} \right)$  来推算满程的 ENOB。

## 2.6 噪声电平 NL (Noise Level)

噪声电平在这里定义为总的噪声的 RMS 幅度。

## 2.7 无寄生动态范围 SFDR (Spurious Free Dynamic Range)

无寄生动态范围 SFDR 定义为第一个谱峰与第二个谱峰的功率比的开方，用 dB 表示。  
注意：第二谱峰不一定与基波构成谐波关系。

上述的总谐波失真 THD 等参数的计算式不算复杂，采用数字信号分析的方法貌似很容易，但要测准却不像表面上看起来的那么容易，涉及到多个参数的选择以及为什么要这样选择的问题，一个参数不对，全盘皆错。这包括测试信号频率的选择、采样频率的选择、采样位数的选择、采样长度的选择、FFT 点数的选择、窗函数的选择、测量带宽的选择等。下面就 THD 失真测量中可能遇到的各种问题进行说明。

## 三、 如何避免或减小频谱泄漏

### 3.1 什么是频谱泄漏

要测准总谐波失真 THD 首先要解决 FFT 最常见又最令人头痛的频谱泄漏问题。对一个信号做快速傅里叶变换 (FFT) 就必然要对其在时域进行截断, 然后在有限长度的数据上进行分析。FFT 算法假定在所截取的数据之外的信号正好是所截取数据的周期延拓, 也就是所截取数据的周期性重复。如果一个 FFT 数据段正好包含了被测信号的整数个周期, 则经过周期延拓出来的信号将与被测信号的实际情况完全一致, 这时得到的频谱将真实反映原信号的频谱。否则在周期延拓的边界处, 信号将出现不连续的现象, 这与被测信号的实际情况不完全一致, 反映到频谱上, 就会出现所谓的频谱泄漏现象, 其结果是本来应该属于某个单频点的能量向该频点以外的频率扩散开来。在失真测量中, 频谱泄漏会造成所测试的正弦信号的基波和谐波幅度不准确, 噪声成分增大, 测得的结果完全不准确。更详细的关于 FFT 的信息可参考:

[https://www.virtins.com/doc/D1002/FFT\\_Basics\\_and\\_Case\\_Study\\_using\\_Multi-Instrument\\_D1002.pdf](https://www.virtins.com/doc/D1002/FFT_Basics_and_Case_Study_using_Multi-Instrument_D1002.pdf)

下图是一个存在严重频谱泄漏的 1kHz 理想正弦波的例子。该理想正弦波通过 Multi-Instrument 的信号发生器的“iA=oA, iB=oB”软件自环模式生成。测试参数为: [采样频率] = 48 kHz, [信号频率] = 1 kHz, [FFT 点数] = 32768, [信号周期数] =  $1000 / 48000 \times 32768 = 682.6667$ , [采样位数] = 24, [窗函数] = 矩形窗 (即: 无窗函数), [频率范围] = 20 Hz ~ 20 kHz, FFT 数据段尾部无补零 (因为采样点数为 48000, 大于 FFT 点数 32768, 所以不用补零)。由于 FFT 数据段中包含的[信号周期数]不为整数, 所以不是整周期采样, 频谱泄漏严重, 从图中可看到各次谐波谱线完全被从基波泄漏的能量所淹没, 测得的结果为: THD = 0.1664 % (-55.58 dB), THD+N = 14.2383% (-16.93 dB), SINAD = 16.93 dB, SNR = 16.84 dB, ENOB = 2.52 Bit, 很明显这些测量结果对于一个 24 位完全理想的正弦波是完全错误的。



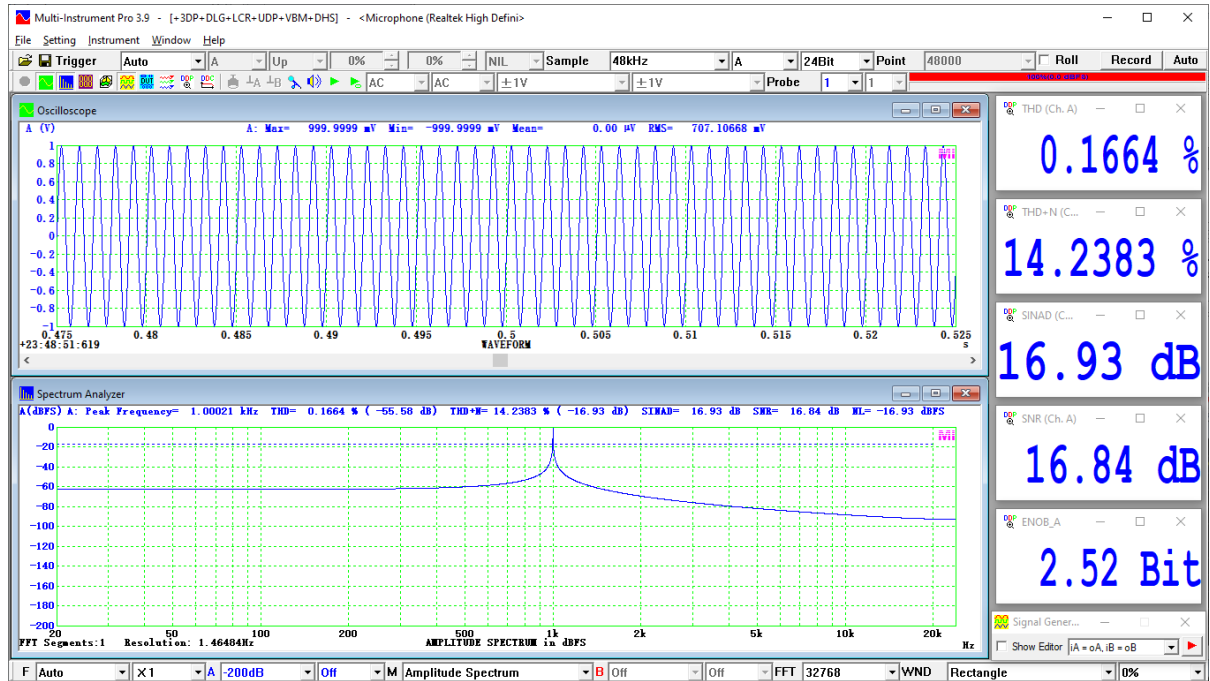


图 1 非整周期采样+矩形窗（不加窗）导致严重频谱泄漏

## 3.2 频谱泄漏的解决方法

### 3.2.1 整周期采样(Full-Cycle Sampling) / 相干采样(Coherent Sampling)法

避免频谱泄漏的方法，就是要保证 FFT 数据段的采样时间正好是信号周期的整数倍，用公式表达为：

$$[\text{采样频率}] / [\text{信号频率}] = [\text{FFT 点数}] / [\text{信号周期数}]$$

满足以上条件的采样称为整周期采样(Full-Cycle Sampling)，有时也可不严格地称为相干采样(Coherent Sampling)。更严格的相干采样定义要求 $[\text{FFT 点数}] / [\text{信号周期数}]$ 不可约，以保证在一个 FFT 数据段中不会不必要地重复地在相同的相位处进行采集，从而节省测试时间，避免出现周期性的量化噪声（将在后面介绍）。由于 FFT 点数为 2 的的幂， $[\text{信号周期数}]$ 必须是奇数才能满足严格的相干采样条件。

下图是一个因采用整周期采样而无频谱泄漏的 1kHz 理想正弦波的例子。测试参数为： $[\text{采样频率}] = 48 \text{ kHz}$ ， $[\text{信号频率}] = 1000.48828125 \text{ Hz}$ （由于 Multi-Instrument 的信号发生器生成的理想信号）， $[\text{FFT 点数}] = 32768$ ， $[\text{信号周期数}] = 1000.48828125 / 48000 \times 32768 = 683$ ， $[\text{采样位数}] = 24$ ， $[\text{窗函数}] = \text{矩形窗}$ （即：无窗函数）， $[\text{频率范围}] = 20 \text{ Hz} \sim 20 \text{ kHz}$ ，FFT 数据段尾部无补零（因为采样点数为 48000，大于 FFT 点数 32768，所以不用补零）。由于 FFT 数据段中包含的 $[\text{信号周期数}]$ 为整数，属整周期采样，无频谱泄漏，测得的结果为：THD = 0.0000032 % (-149.80 dB)，THD+N = 0.0000055 % (-145.19 dB)，SINAD = 145.19 dB，SNR = 147.04 dB，ENOB = 23.83 Bit。这些测量结果反映了软件在 24 位整周期采样情况下所能测得的最理想的数据，所测得 THD 和 THD+N 远小于常用的 HIFI 音频设备的失真与噪声，说明这些参数选择可用于高保真音频设备的测量，它们从软件层面保证了这些测量的准确性。那么为什么完全

理想的正弦波仍然能测到失真和噪声？其实这些残余的失真与噪声主要是量化噪声以及数值计算的残留误差造成的，这将在后面详述。

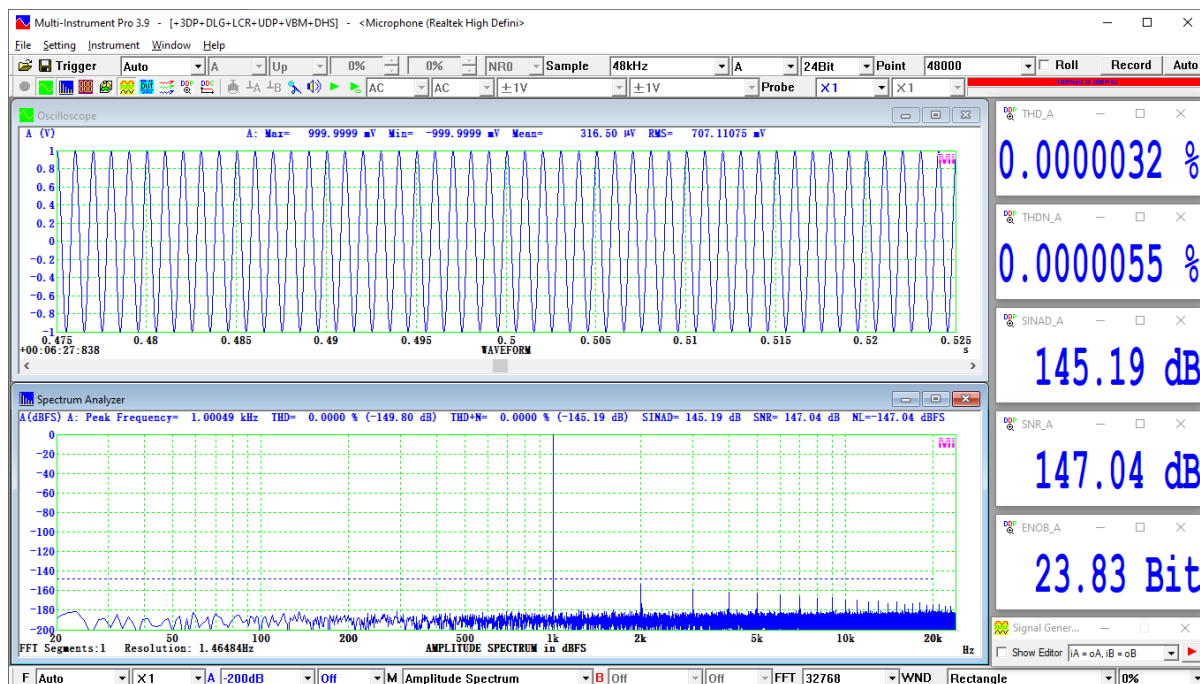


图 2 整周期采样 + 矩形窗（不加窗）无频谱泄漏

必须注意的是，整周期采样和相干采样不允许补零操作。

### 3.2.2 加窗采样法

当无法实现整周期采样时，要减小频谱泄漏，就必须给截断后的数据加窗后再做 FFT。窗函数能在周期延拓的边界处强制波形连续，此法称为加窗采样法。它要求 FFT 数据段包含的信号周期数目不能过少，包含的信号周期数越多，对频谱泄漏的抑制效果越好。对于 THD 测量，应选取能最大限度地将信号能量集中于主谱线附近的窗函数，通常是主瓣比较大的窗，推荐 Kaiser 6~ Kaiser 20、Blackman Harris 7、Cosine Sum 220、Cosine Sum 233、Cosine Sum 246、Cosine Sum 261。有关各种窗函数的信息请参考：

[https://www.virtins.com/doc/D1003/Evaluation of Various Window Functions using Multi-Instrument\\_D1003.pdf](https://www.virtins.com/doc/D1003/Evaluation of Various Window Functions using Multi-Instrument_D1003.pdf)

下面的图 3 是在图 1 的基础上，将矩形窗改为能极大压制频谱泄漏的 Kaiser 8 窗，其它参数完全不变测得的。测试参数为：[采样频率] = 48 kHz，[信号频率] = 1 kHz（由于 Multi-Instrument 的信号发生器生成的理想信号），[FFT 点数] = 32768，[信号周期数] =  $1000 / 48000 \times 32768 = 682.6667$ ，[采样位数] = 24，[窗函数] = Kaiser 8，[频率范围] = 20 Hz ~ 20 kHz，FFT 数据段尾部无补零（因为采样点数为 48000，大于 FFT 点数 32768，所以不用补零）。由于 FFT 数据段中包含的[信号周期数]不为整数，所以不是整周期采样，存在频谱泄漏但受到窗函数的极大抑制。其结果为：THD = 0.0000055 % (-145.23 dB)，THD+N = 0.0000055% (-145.23 dB)，SINAD = 145.23 dB，SNR = 206.44 dB，ENOB = 23.83 Bit，这些测量结果反映了软件在 24 位非整周期采样且加窗分析的情况下所能测得的最理想的数据，所测得 THD 和 THD+N 远小于常用的

高保真 HIFI 音频设备的失真与噪声，说明这些参数选择可用于高保真音频设备的测量，它们从软件层面保证了这些测量的准确性。同样地，完全理想的正弦波中测得的失真和噪声主要是量化噪声以及数值计算的残留误差造成的，这将在后面详述。图 3 与图 2 相比，THD 和 SNR 增大，这是由于当采样频率是信号频率的整数倍时，量化噪声向谐波频率聚集造成的，这也将后面详述。



图 3 非整周期采样 + Kaiser 8 窗可极大减小频谱泄漏

仔细观察图 3 的 1kHz 的主谱线比图 2 的略低也略宽，这是因为图 3 虽然采用了加窗的办法来抑制频谱泄漏，但它只是将泄漏的能量聚集在主谱线附近的多条谱线上以避免向更远的地方泄漏，却无法象图 2 那样将其汇聚到一条单一的谱线上，不过这已经足以通过软件算法来实现精准计算了。

与整周期采样法和相干采样法不同，用加窗采样法测量 THD 允许补零操作。

### 3.2.3 选择整周期采样还是加窗采样？

正如前面的图 2 和图 3 两个例子所示，如果能满足各自的条件，两种方法都可以用，在实际的 HIFI 设备测量中，它们的差别可以忽略不计。但是，如果实际测量中存在某些限制，则需要做出正确选择。比如说，如果采样点数有限，无法在一个 FFT 段内采集较多的信号周期数，则应选择整周期采样，因为即使只采集一个整周期，也能正常工作。而当采集的周期数目较少时，加窗采样法的误差会比较大。

如果测量仪器的 ADC 和 DAC 不共用同一采样时钟，则应采用加窗法来测量，因为两个时钟的误差和不同步抖动 (Jitter) 会破坏整周期采样的条件，造成一定程度的频谱泄漏。那么满足整周期采样条件时，能将矩形窗 (即：不加窗) 改为比如 Kaiser 8 窗吗？当然可以，只要有足够的 [信号周期数]，测得的 THD 和 THD+N 等参数不会有太大的区别，只是这时加窗反而会造成轻微的频谱泄漏，信号能量不会集中于一条单一

的谱线上，而是集中到主谱线周围相邻的几条谱线上，当然这仍然可通过软件来实现精准测量。

## 四、如何避免将量化噪声误测为谐波失真

### 4.1 避免采样频率与信号频率之比为整数或可相约

ADC/DAC 设备的量化误差常常被认为是在  $0\sim 1/2$  采样频率之间均匀分布的白噪声。当采样周期信号时，这是完全不正确的。实际上，量化噪声与信号频率可能产生严重相关。当采样频率与信号频率之比为整数时，量化噪声会被周期化而会汇聚到信号的谐波频率上，造成测得的 THD 偏高。前面的图 3 显示的就是 24 位量化噪声聚集到各谐波频率上的情况，而其它频点处几乎看不到任何噪音。这时测得的 THD 就会虚假地偏高，而测得的噪声则会虚假地偏低。图 3 的采样频率与信号频率之比为  $48000/1000=48$  (整数)。如果将信号频率改为 997，则采样频率与信号频率之比变为  $48000/997=48.144433$  (非整数且 48000 与 997 不可相约)，这就大大减小了量化噪声与信号频率之间的相关，很大程度上白化了量化噪音，如图 4 所示。比较图 3 和图 4 可见，图 4 中的底噪抬高了，但谐波失真大幅下降，THD 从图 3 中的  $0.0000055\%$  ( $-145.23\text{ dB}$ ) 下降至图 4 中的  $0.0000033\%$  ( $-149.70\text{ dB}$ )。实际上，采用加窗采样法的图 4 的结果与采用相干采样法的图 2 的结果几乎完全一样。

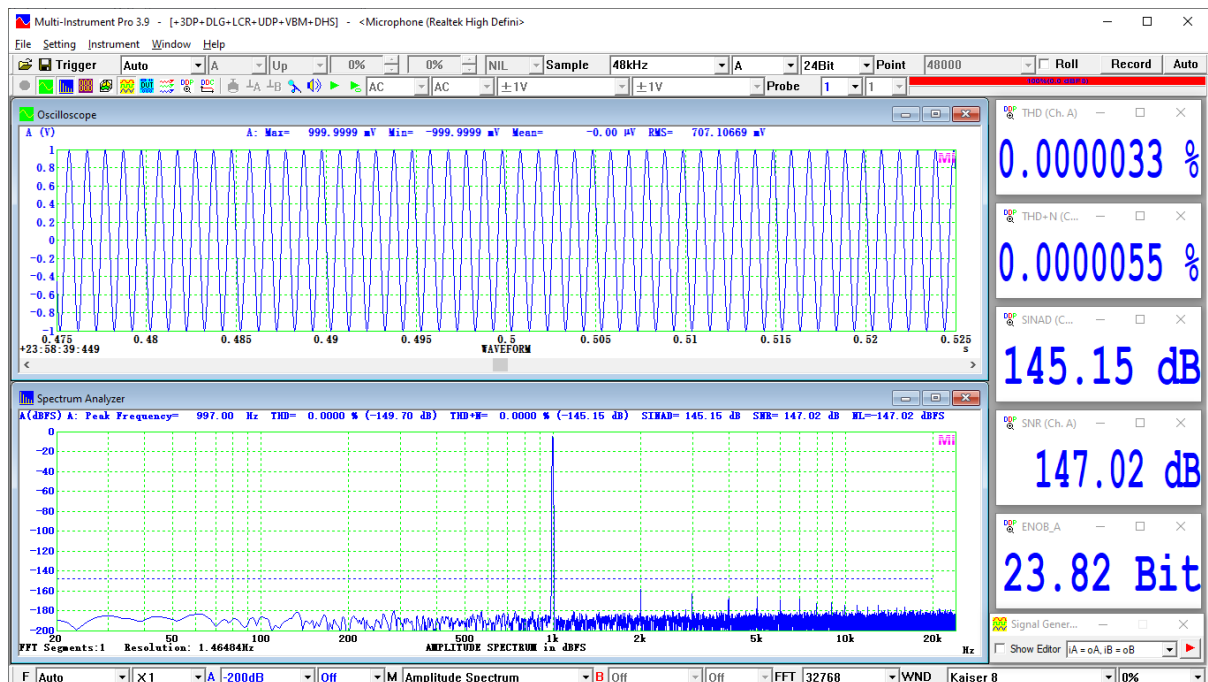


图 4 采样频率与信号频率之比不为整数且不可相约 ( $48000/997=48.144433$ ) 以白化量化噪声 (24 位)

24 位量化噪声与信号频率的相关情形不算太严重，所引起的 THD 误差在绝大多数实际测量中可以忽略不计。这是因为这个误差与 HI-FI 设备本身的 THD 相比非常小，而且信号链路本身的噪声通常能对 24 位采样添加足够的抖动，从而白化量化噪声。但是当采样位数为 16 位时，这个问题就变相对严重了；而当采样位数为 8 位时，情况就相当糟糕了。

下面的图 5 和图 6 显示的是在理想的 8 位正弦波中量化噪声的两种不同分布情况。前一个图的采样频率与信号频率之比为  $48000/1000=48$ ，后一个图为  $48000/997=$

48.144433。从前者到后者, THD 从 0.2767 % (-51.16 dB)降低到 0.0910 % (-60.82 dB)。图 5 中的 SNR 为 204.66 dB, 比图 6 中的 51.14 dB 高很多, 这是由于绝大部分量化噪声都变为了谐波失真的缘故。



图 5 采样频率与信号频率之比为整数 (48000/1000=48) 时量化噪声变为谐波失真 (8 位)

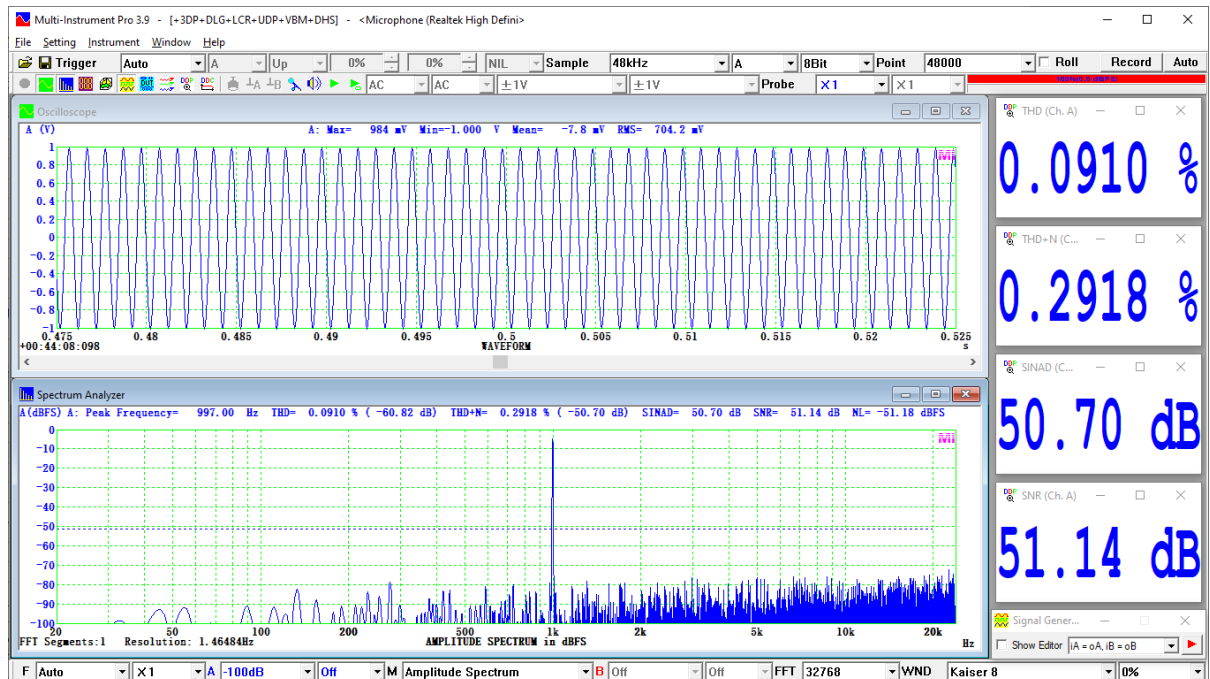


图 6 采样频率与信号频率之比不为整数且不可相约 (48000/997=48.144433) 以白化量化噪声 (8 位)

更普通的情况是, 当采样一个周期正弦波信号时, 如果采样频率与信号频率之间存在一个最大公约数, 则量化噪声将汇聚到以该最大公约数为基频的基波和谐波频率上。

如果最大公约数等于信号频率自己，则几乎所有的量化噪声能量都将汇聚到该信号的谐波上。这可从图 3 和图 5 中观察到。相反地，如果采样频率与信号频率不可相约，即二者的最大公约数为 1，则量化噪声将比较均匀地以 1Hz 为间隔分布在从 0Hz 到 1/2 采样频率之间，这可从图 4 和图 6 中看到。

下图显示的是采样频率与信号频率之比不为整数但可相约的情形。测试参数为：[采样频率] = 44100 Hz，[信号频率] = 250 Hz（由于 Multi-Instrument 的信号发生器生成的理想信号），[FFT 点数] = 32768，[信号周期数] =  $250 / 44100 \times 32768 = 185.7596$ ，[采样位数] = 24，[窗函数] = Kaiser 8，[频率范围] = 20 Hz ~ 20 kHz，FFT 数据段尾部无补零（因为采样点数为 48000，大于 FFT 点数 32768，所以不用补零）。44100 和 250 的最大公约数为 50。从图中可以看出，量化噪声都聚集在 50 Hz 及其谐波处。50Hz 的谐波中有 1/5 与 250Hz 的谐波一致，换句话说，有相当一部分量化噪声被包含到 THD 计算中了。

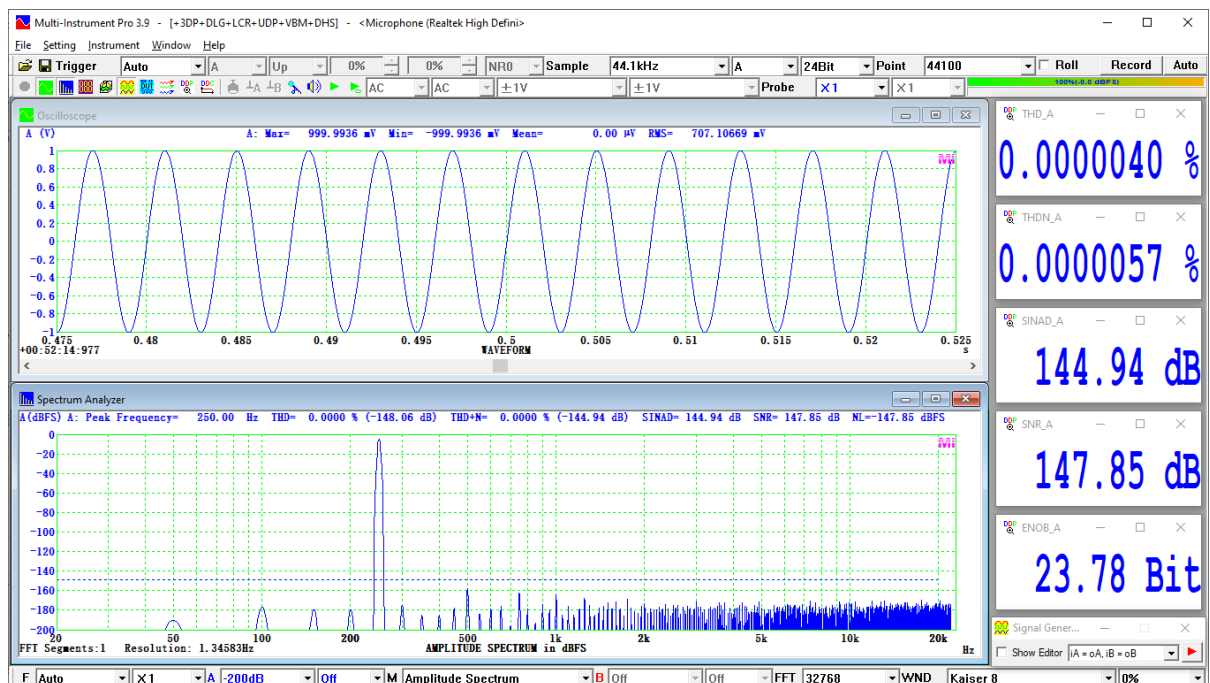


图 7 采样频率 44100Hz，信号频率 250Hz，最大公约数 50Hz，量化噪声能量向 50Hz 及其谐波汇聚

总之，为了避免量化噪声在信号的谐波频率处聚集，造成 THD 高估，应选取与采样频率不可相约（互质）的测试信号频率。

## 4.2 为测试信号添加抖动 (Dithering)

当采样频率与信号频率之比为整数或可相约时，尤其是在测试信号幅度较小因而量化噪声所占比重相对较高的情况下，可以在信号上叠加峰值为 0.5~1bit 的白噪声，来白化量化噪声，避免高估 THD。图 8 显示的是一个 24 位 1 kHz 理想正弦波，采样频率为 48kHz，测试参数与图 3 一样，不同的是在信号中添加了峰值为 0.5bit 的白噪声，其在 Multi-Instrument 信号发生器中的多音合成配置如图 9 所示（1kHz 正弦波和 0.5bit 的白噪声的相对振幅分别为 1 和  $1/2^{24} = 6 \times 10^{-8}$ ）。从图 8 可见，尽管采样频率与信号频

率之比为整数，添加抖动大大减小了量化噪声与信号频率之间的相关，很大程度上白化了量化噪音。比较图 3 和图 8 可见，图 8 中的底噪抬高了，但谐波失真大幅下降，THD 从图 3 中的 0.000055% (-145.23 dB) 下降至图 8 中的 0.000033% (-149.52 dB)。与图 4 相比，图 8 有几乎相同的 THD 但是更高的 THD+N，表明在 THD 测量中，应优先避免采样频率与信号频率之比为整数或可相约，而非添加抖动。

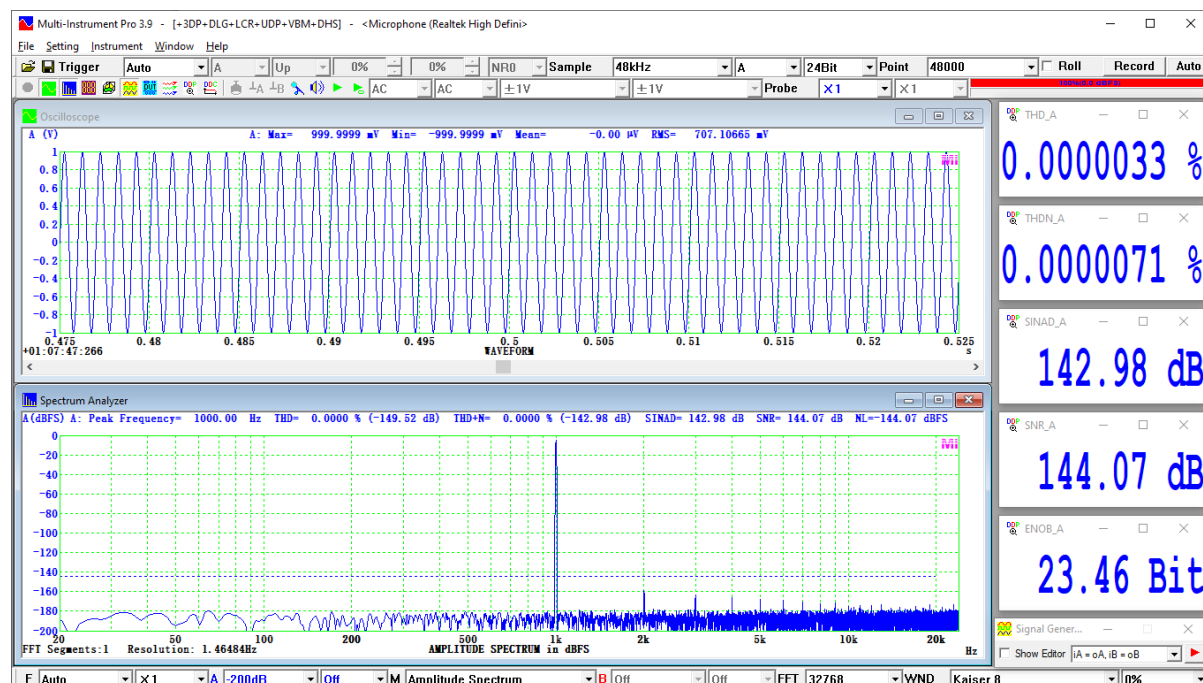


图 8 采样频率与信号频率之比为整数 (48000/1000=48) 时添加抖动以白化量化噪声



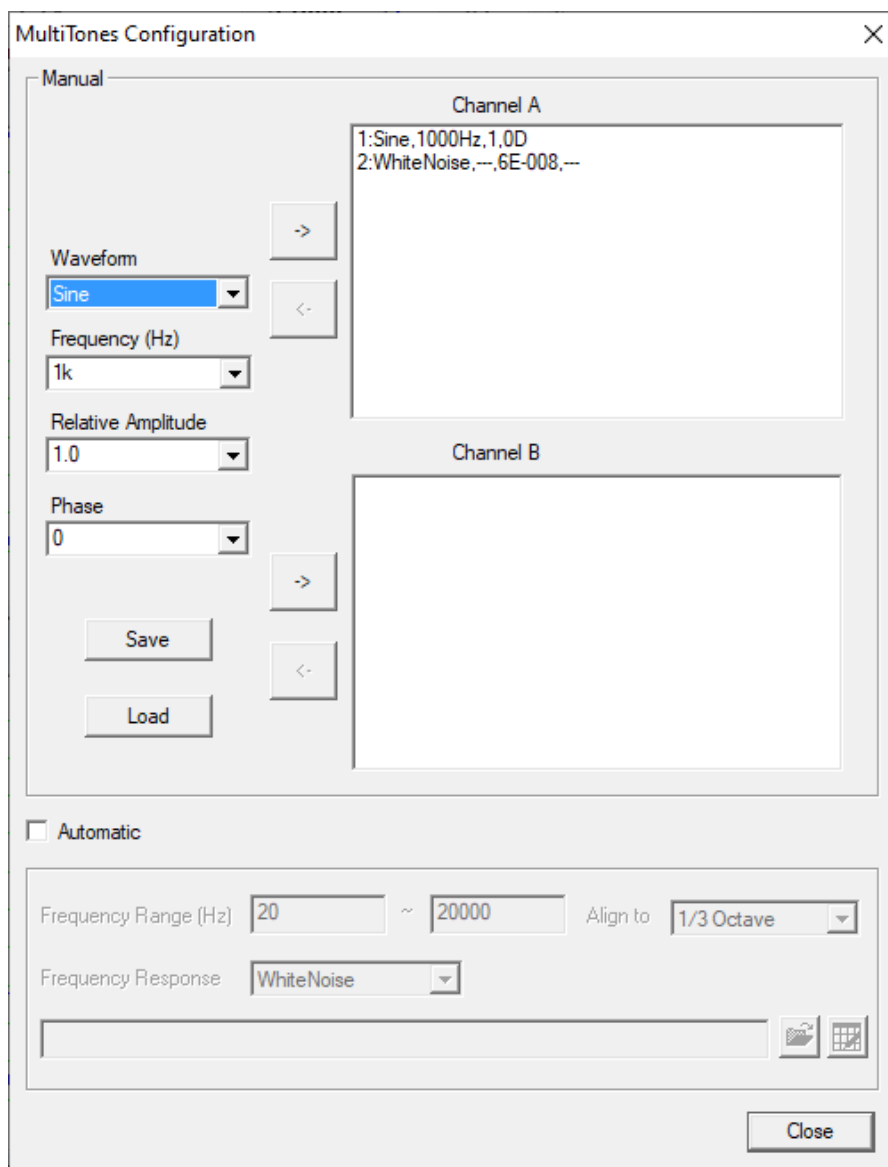


图 9 采用 Multi-Instrument 信号发生器的多音合成功能进行抖动设置

## 五、软件自环验证和硬件自环验证

### 5.1 为什么要进行软件自环和硬件自环验证？

在测量被测设备 (DUT) 的 THD 等参数之前，首先需要对所用的测试参数的正确性进行验证。线性和非线性失真测量通常需要用到 FFT 来做频谱分析。如果测试参数设置不正确，FFT 是非常容易产生错误结果的。而且，如前所述，如果对测试参数没有进行优化，由量化噪声引起的测量误差可能会比较明显。因此，有必要了解在所设定的测试参数下的测量性能，这可通过分析理想的测试信号来实现，正如前几章所做的那样。在 Multi-Instrument 中，利用信号发生器的“iA=oA, iB=oB”模式（即：“输入通道 A=输出通道 A, 输入通道 B=输出通道 B”模式），可将信号发生器产生的理想测试信号（激励信号）不经过硬件而直接馈入示波器和频谱分析仪中。这种模式称为软件自环。当然也可以将生成的理想信号先保存于 WAV 波形文件中，再通过[文件]>[打开]来将它导入软件的示波器和频谱分析仪中分析。通过软件自环，可验证在所设定的测试参数下软件的测量准确度。

软件自环验证之后，还需验证所用测量设备的硬件性能。可将测量设备的 DAC 的输出直接用导线连接到测量设备的 ADC 的输入来验证。所用的测试信号与软件自环测试的一样。除了软件自环测试已经评估了的 FFT 假象 (artefacts)、量化噪声和数值计算误差外，硬件自环测试还包括了设备硬件本身的失真和噪声。测量系统的整体性能应明显高于被测设备的性能以保证测量的准确度。

软件自环测试和硬件自环测试的概念如下图所示。

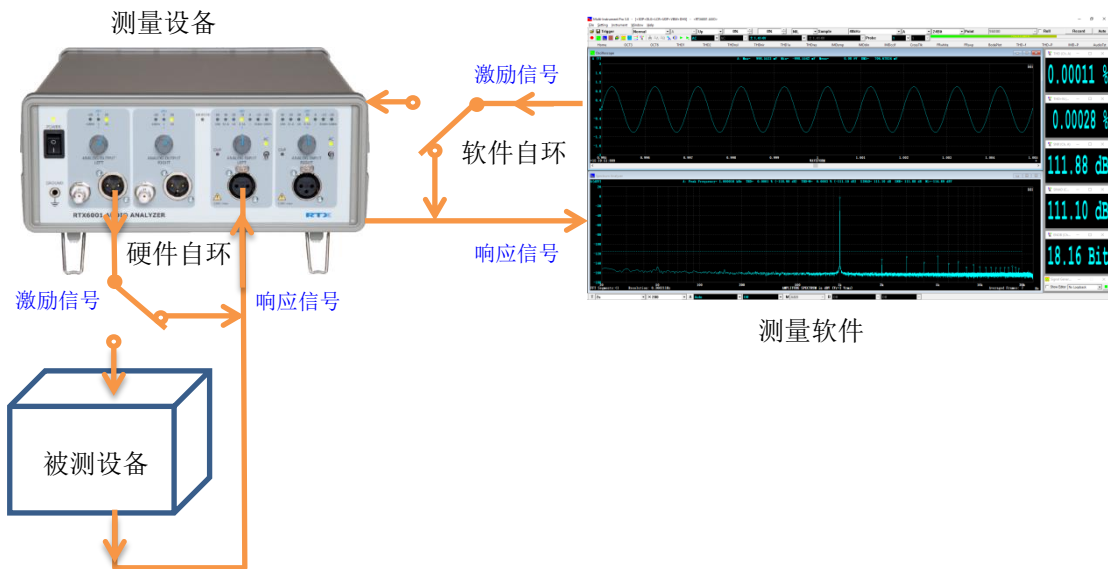


图 10 软件和硬件自环测试

### 5.2 例子：RTX6001 音频分析仪的硬件自环测试

下面是 24 位的 RTX6001 高性能音频分析仪的硬件自环测试结果。图 11、12、13 分别为 (1) 整周期采样 (矩形窗) 且采样频率与信号频率之比不为整数、(2) 非整周期采样 (Kaiser 8 窗) 且采样频率与信号频率之比为整数、(3) 非整周期采样 (Kaiser 8 窗) 且采样频率与信号频率之比不为整数。由图可见, 图 12 和图 13 的测量结果几乎没有差别。两者测得的 THD 都为 0.00013% (-117.9 dB), 而 THD+N 都为 0.00028% (-111.2 dB), 原因是硬件的底噪水平超过了 0.5 bit 且具有较为白色的频谱, 使得量化噪声被大大地随机化了。图 11 测得的 THD 为 0.00012% (-118.1 dB), THD+N 为 0.00032% (-109.8 dB)。其相对较高的噪声水平主要是由于它与图 12 和 13 相比有较宽的基波裙边造成的。基波裙边是由于采样时钟抖动使得整周期采样条件被轻度破坏而得。沿着裙边在何处画出基波与噪声的分界线由软件定。尽管如此, 这三种情况的区别仍然是非常小的。上述的硬件自环测试结果比它们相应的软件自环测试结果 (图 2、图 3、图 4) 差很多, 说明硬件才是提高测量准确度的瓶颈。

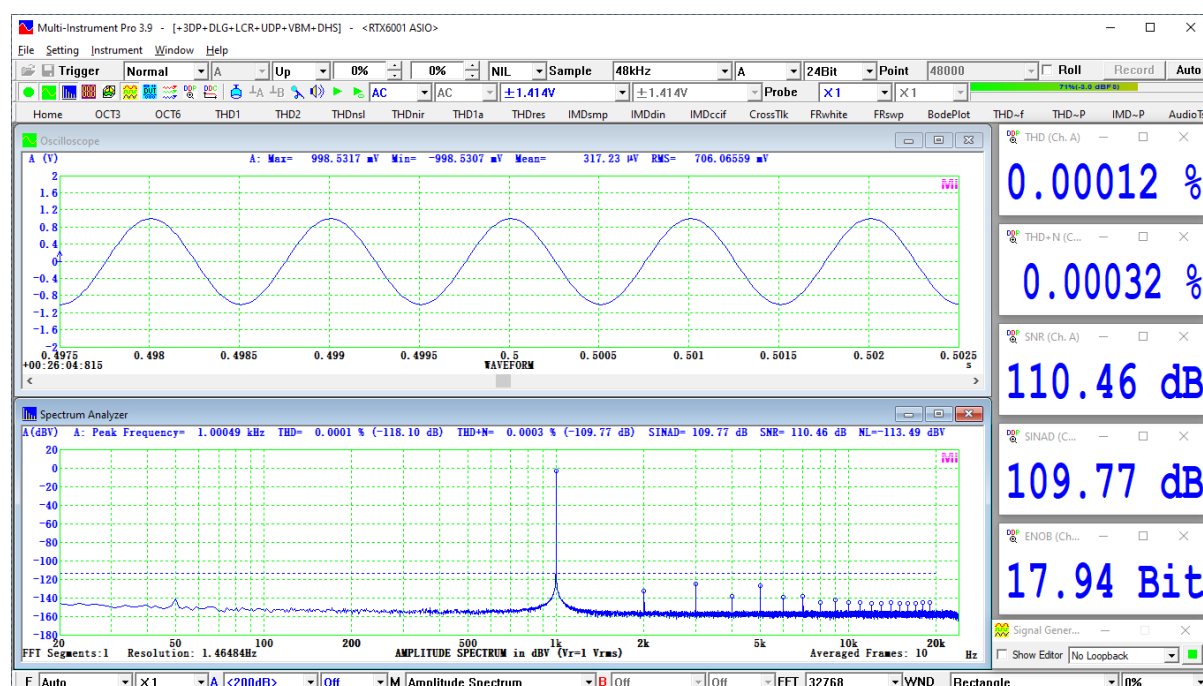


图 11 RTX6001 音频分析仪硬件自环测试: [采样频率]=48 kHz、[信号频率]=1000.48828125 Hz、[FFT 点数]=32768、[窗函数]=矩形

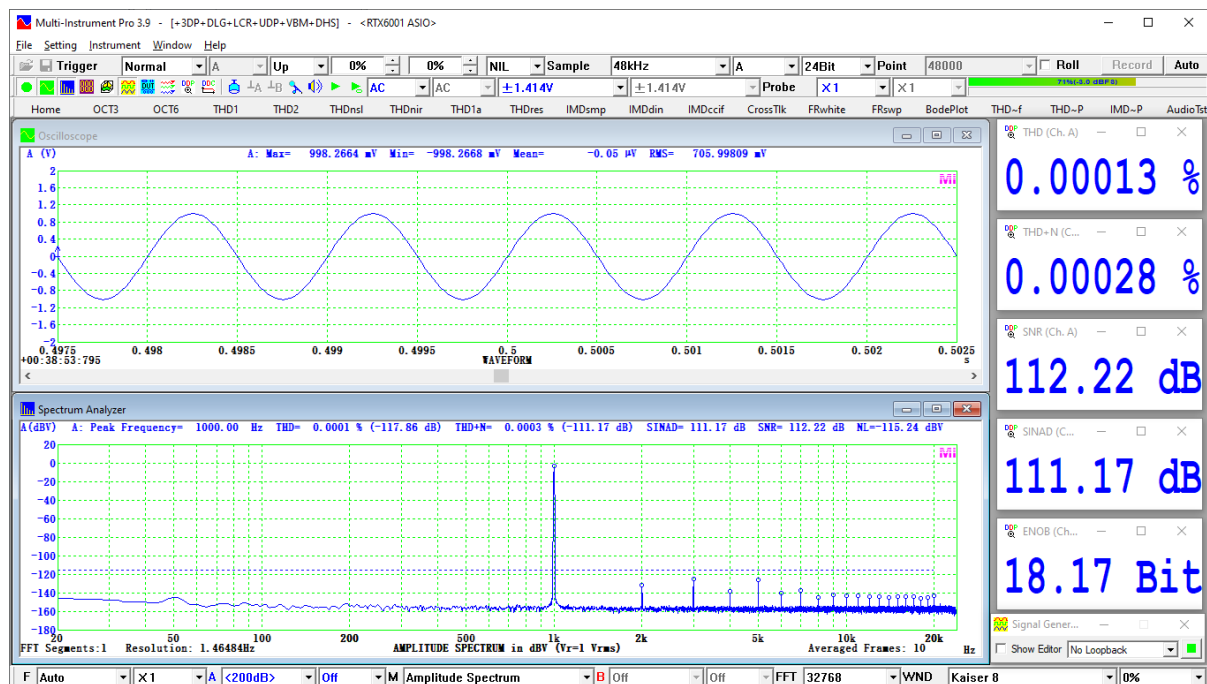


图 12 RTX6001 音频分析仪硬件自环测试：[采样频率]=48 kHz、[信号频率]=1000 Hz、  
[FFT 点数]=32768、[窗函数]=Kaiser 8

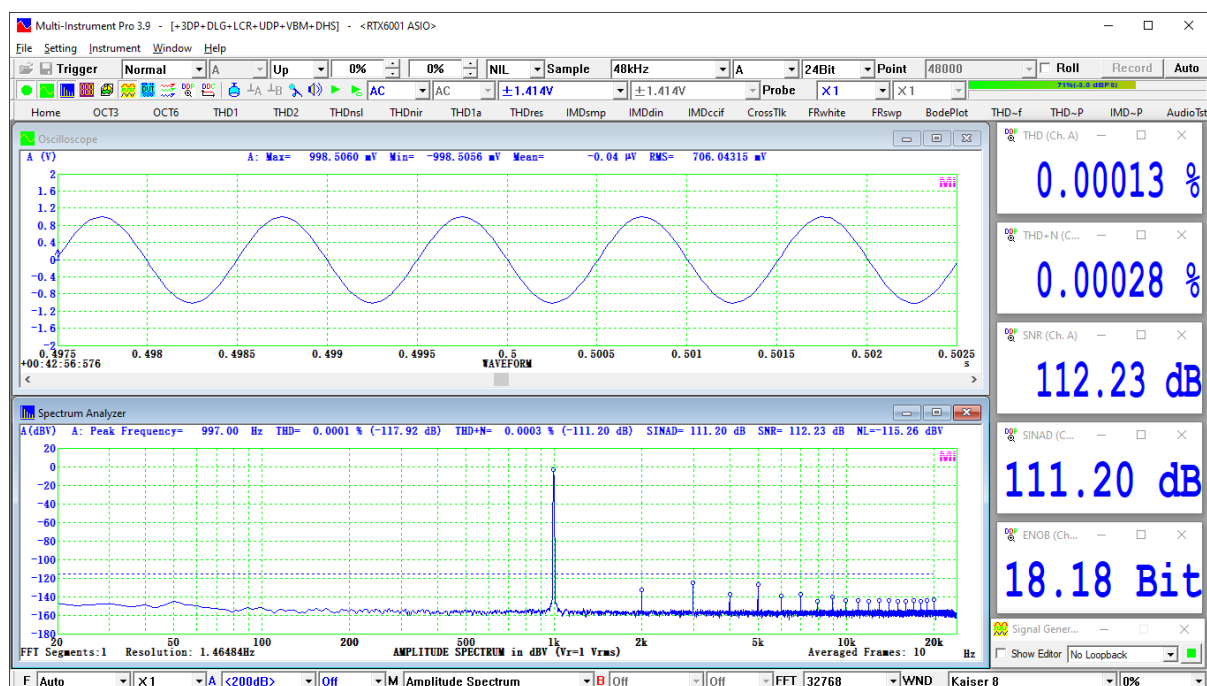


图 13 RTX6001 音频分析仪硬件自环测试：[采样频率]=48 kHz、[信号频率]=997 Hz、  
[FFT 点数]=32768、[窗函数]=Kaiser 8

在 Multi-Instrument 中，通过[频谱分析仪处理]>“加权”可对 THD 测量结果施加频率补偿。此法常常用来获得经 A 加权的 THD+N。下图是图 12 经过 A 加权的结果。由图可见，经过 A 加权后，THD+N 从 0.00028% (-111.2 dB)改善为 0.00024% (-112.6 dB)。

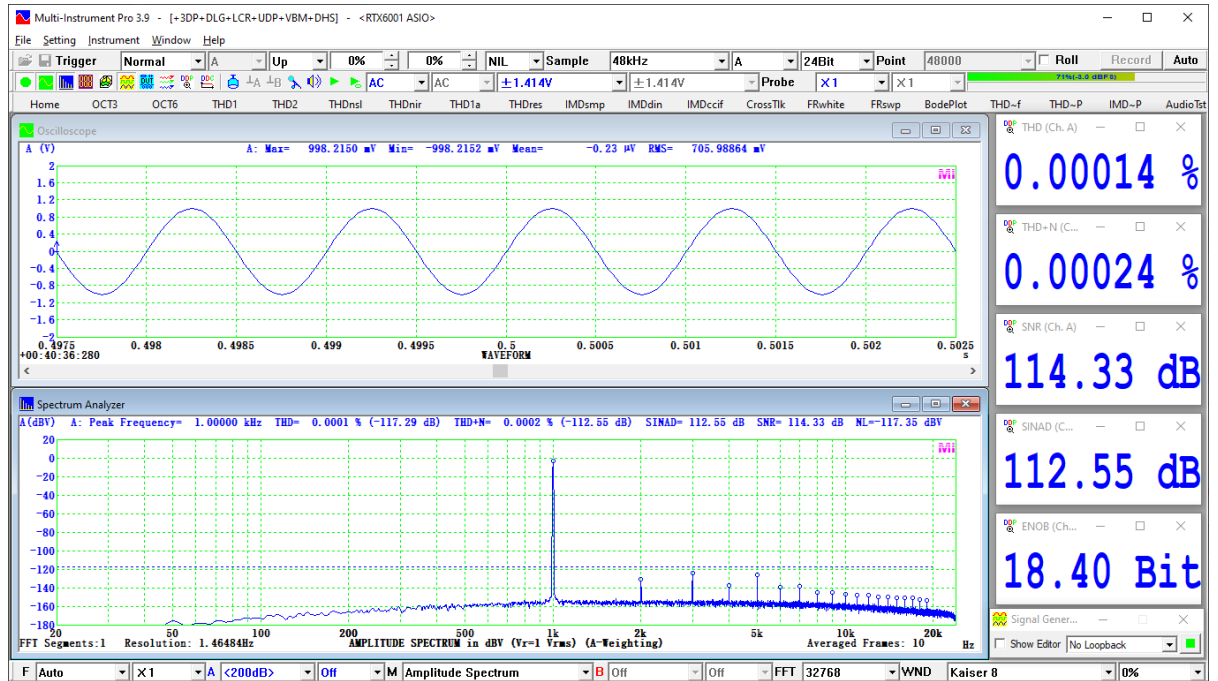


图 14 RTX6001 音频分析仪硬件自环测试：[采样频率]=48 kHz、[信号频率]=1000 Hz、  
[FFT 点数]=32768、[窗函数]=Kaiser 8, A 加权

从上面的结果可见，RTX6001 的确是一台高性能的音频分析仪，而且它能在一个很宽的电压范围内( $\pm 141.4\text{mV}$ ,  $\pm 447.2\text{mV}$ ,  $\pm 1.414\text{V}$ ,  $\pm 4.472\text{V}$ ,  $\pm 14.14\text{V}$ ,  $\pm 44.72\text{V}$ ,  $\pm 141.4\text{V}$ )得到相似的结果。

### 5.3 例子：更多的声卡硬件自环测试

专业音频分析仪价格昂贵，而现今的声卡的采样频率可达 768kHz，带宽可达 384kHz，THD 和 THD+N 可低于 0.001%，价格因其巨额销量而远低于专业音频分析仪以及 ADC/DAC 采集卡，因此声卡已成为音频分析仪、电源谐波分析仪等在音频或略超音频范围内工作的专业仪器的价廉物美的替代品。有些专业声卡，例如：RME ADI-2 Pro、RME ADI-2 Pro FS 和 RTX6001，与 Multi-Instrument 搭配后，能完全达到或超过专业音频分析仪的水准。更多的声卡在受控的条件下能接近专业音频分析仪的水准，例如：

- (1) Focusrite Scarlett Solo  
THD: 0.0009% (-100.54 dB)  
THD+N: 0.0029% (-90.86 dB)

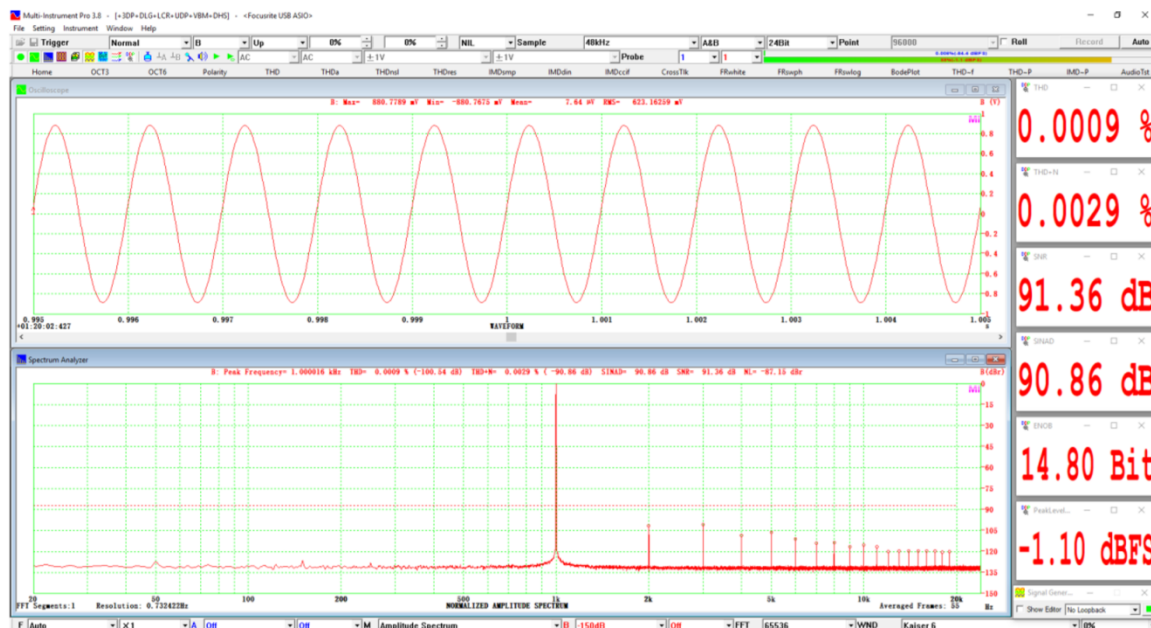


图 15 Focusrite Scarlett Solo 硬件自环测试

更详细的测试报告参考:

<https://www.virtins.com/doc/Focusrite-Scarlett-Solo-Test-Report-using-Multi-Instrument.pdf>

### (2) EMU-Tracker Pre

THD: 0.000351% (-109.1 dB)

THD+N: 0.001424% (-96.9 dB)

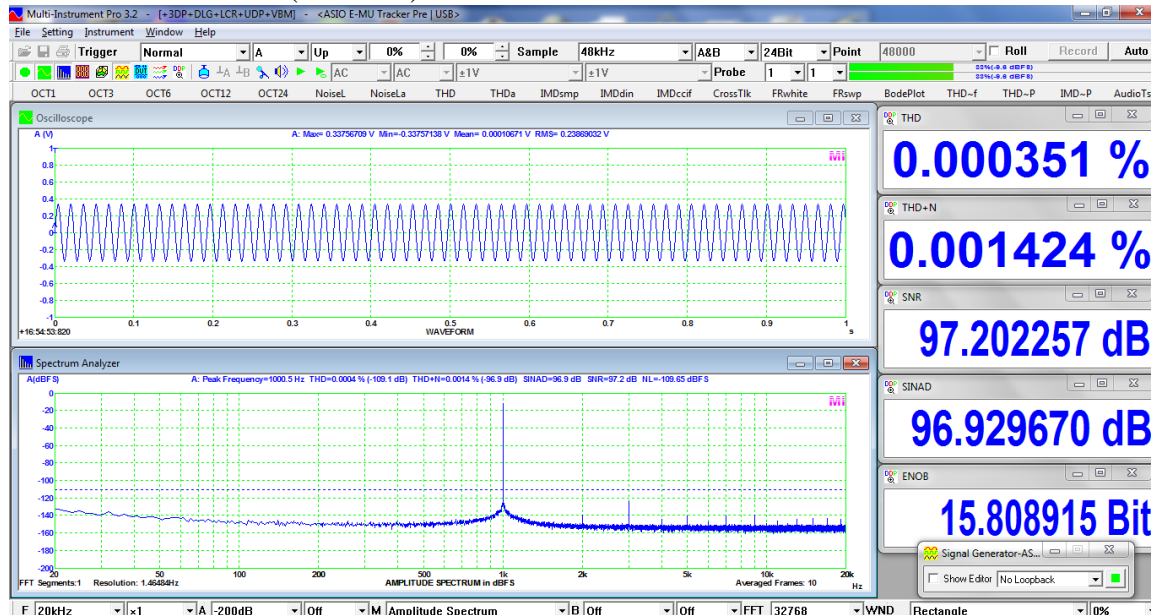


图 16 EMU Tracker Pre 硬件自环测试

更详细的测试报告参考:

[https://www.virtins.com/doc/D1004/EMU\\_Tracker\\_Pre\\_Report\\_D1004.pdf](https://www.virtins.com/doc/D1004/EMU_Tracker_Pre_Report_D1004.pdf)

### (3) EMU0204

THD: 0.000398% (-108.0 dB)  
THD+N: 0.000921% (-100.7 dB)

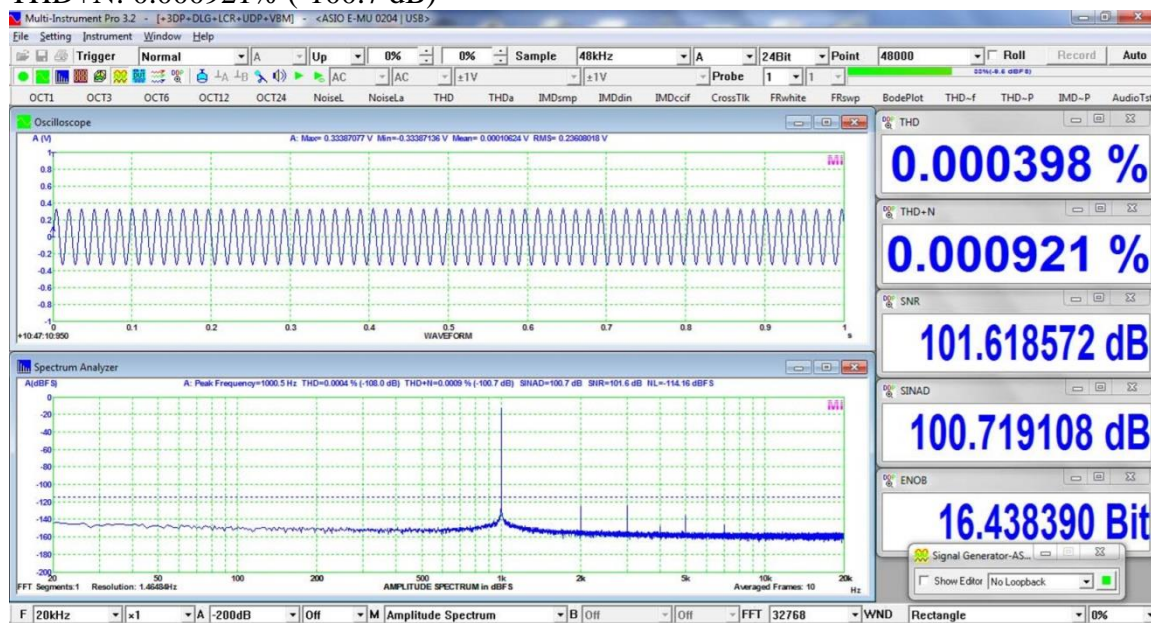


图 17 EMU 0204 硬件自环测试

更详细的测试报告参考:

[https://www.virtins.com/doc/D1007/EMU\\_0204\\_Report.pdf](https://www.virtins.com/doc/D1007/EMU_0204_Report.pdf)

(4) ASUS Xonar Essence STX  
THD: 0.00063% (-103.94 dB)  
THD+N: 0.00073% (-102.71 dB)

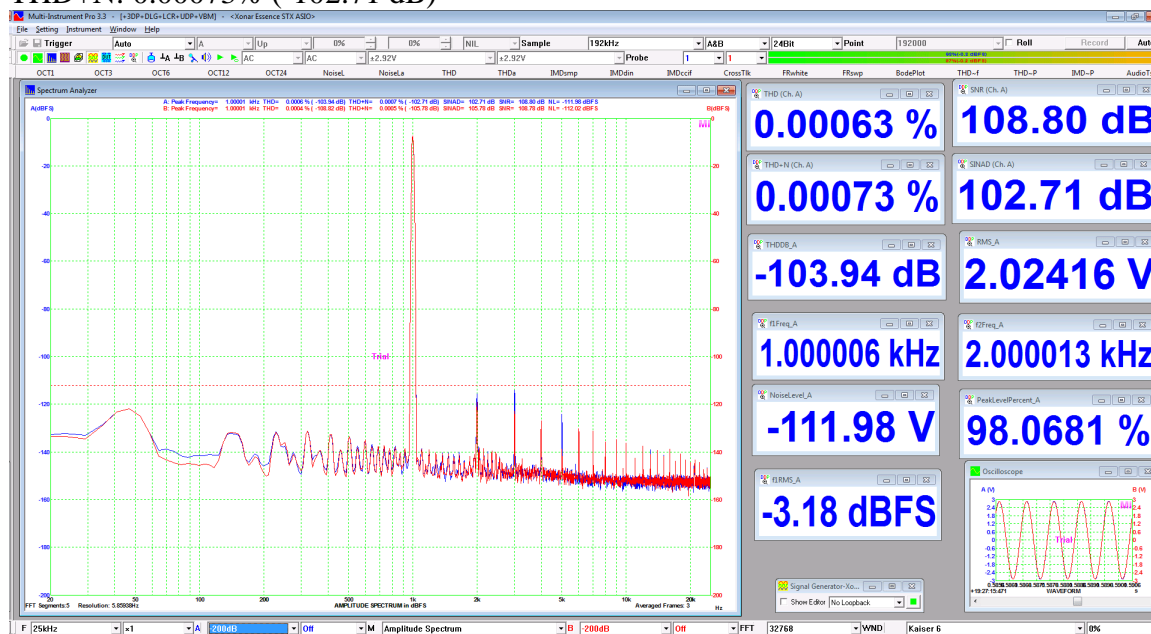


图 18 ASUS Xonar Essence STX 硬件自环测试  
(互联网上获得)

(5) Prism Sound Lyra

THD: 0.00037% (-108.5 dB)  
THD+N: 0.000456% (-106.7 dB)



图 19 Prism Sound Lyra 硬件自环测试  
(互联网上获得)

声卡通常的缺点在于其允许的输入电压范围很小。因此测量音频功放的输出时，需要先对信号进行线性衰减，最简单的方法是用两个电阻串联分压。声卡的另一个缺点是声卡都没有提供电压校准，需自己做。不过 THD 等测试为相对值测试，不一定非得做电压校准。另外测量时需要注意声卡的输入阻抗是否足够。

## 5.4 用仿真失真信号估计软件测量准确度

如果硬件的残余失真和噪音指标继续提高，高到什么程度，24 位量化噪声和数值计算误差带来的残余失真和噪音才会开始影响测量精度呢？这可通过仿真测试信号来评估。图 20 显示的是一个由 997Hz 和 2991Hz 按幅度比 1:0.000001 叠加而成的多音信号。测得的 THD 和 THD+N 分别为 0.0000988% (-120.11 dB) 和 0.0000989% (-120.10 dB)，而它们的理论值皆为 0.0001% (-120 dB)，可见在 -120dB 左右的总谐波失真及噪声下，软件的测量误差可忽略不计。



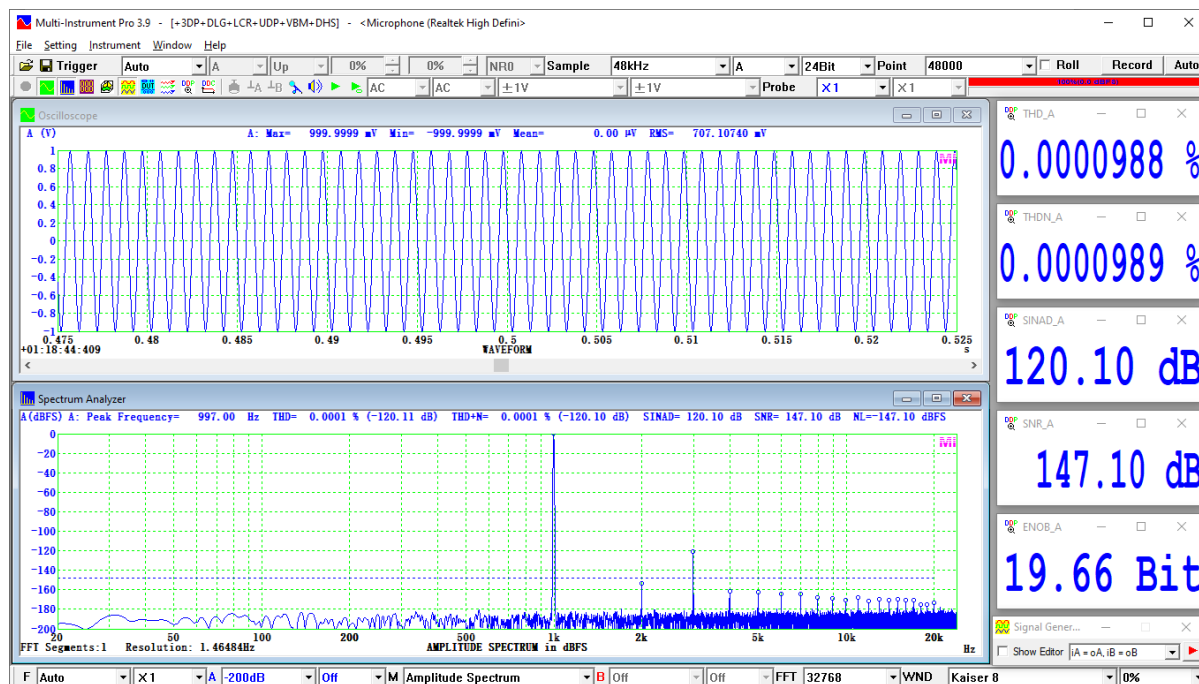


图 20 [采样频率] = 48 kHz、[信号] = 997 Hz + 2991 Hz 幅度比 1: 0.000001、[FFT 点数] = 32768, [窗函数]=Kaiser 8 (仿真测试)

如果谐波失真再低 20dB 呢? 图 21 显示的是一个由 997Hz 和 2991Hz 按幅度比 1:0.0000001 叠加而成的多音信号。测得的 THD 和 THD+N 分别为 0.0000093% (-140.7 dB) 和 0.0000102% (-139.8 dB), 仍然非常接近它们的理论值 0.00001% (-140 dB)。注意这里的谐波幅度只有  $0.0000001 \times 2^{24} / 2 = 0.84$  bit。目前市面上几乎没有商用硬件能达到这个水准。可见在 -140dB 左右的总谐波失真及噪声下, 软件的测量误差仍可忽略不计。

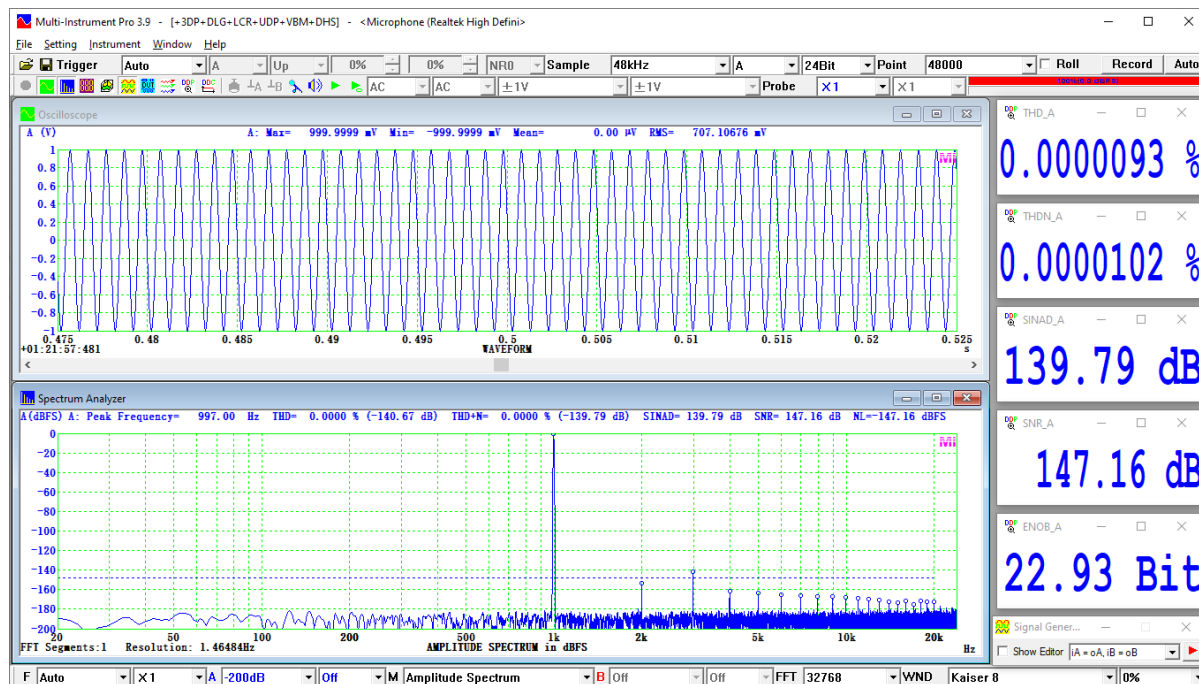


图 21 [采样频率] = 48 kHz、[信号] = 997 Hz + 2991 Hz 幅度比 1: 0.0000001、[FFT 点数] = 32768, [窗函数]=Kaiser 8 (仿真测试)

下面的图 22 显示了如何在 Multi-Instrument 中配置并生成图 21 中的多音信号。

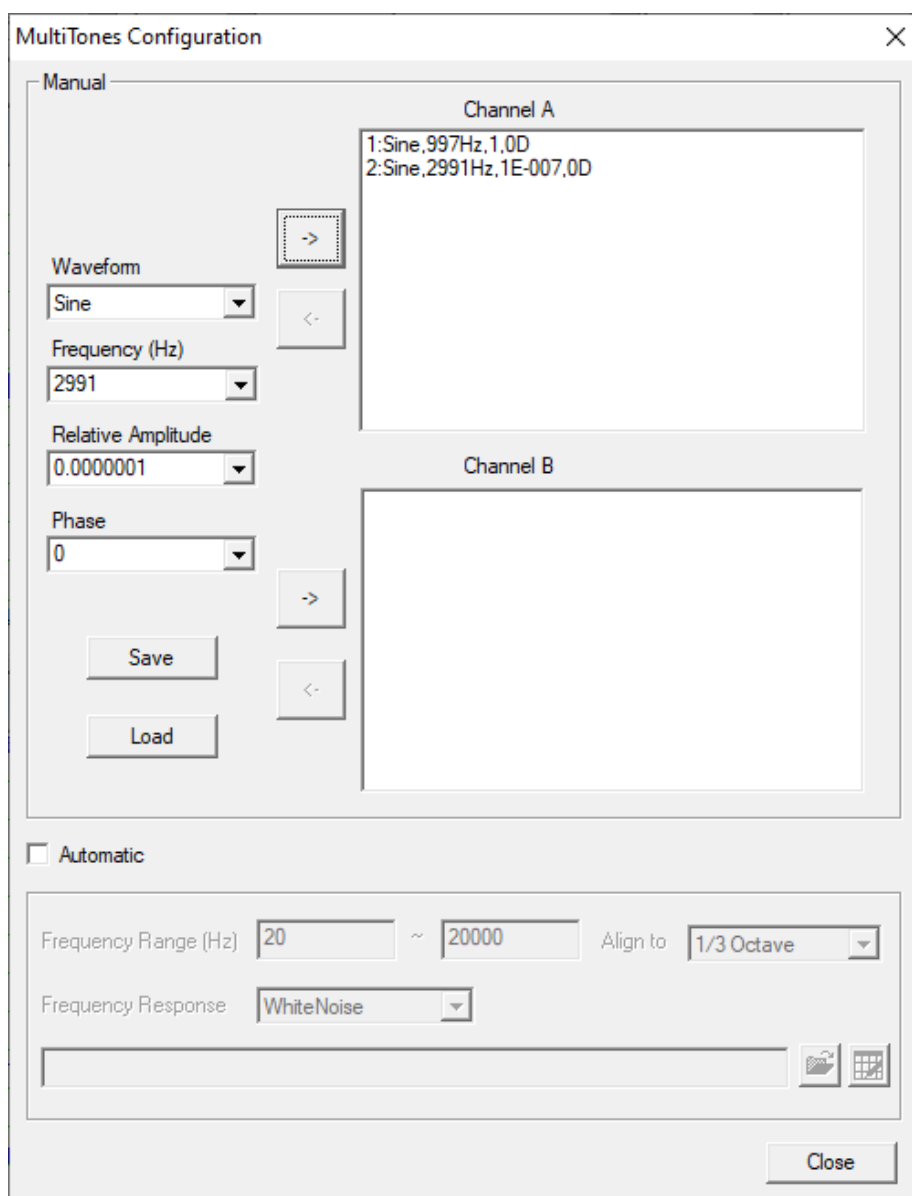


图 22 采用 Multi-Instrument 信号发生器的多音合成功能进行基波和谐波的配置

## 六、谐波失真残余波形

不同电路结构和元件构成的放大器有不同的谐波失真产生机理，在时域呈现出不同的波形特征，比如削顶失真、交越失真等。这些时域特征转换到频域后，就无法辨识了。当谐波失真非常大的时候，直接从时域波形就能分辨出这些特征。但在多数情况下，放大器的谐波失真非常小，凭肉眼观察很困难。常用的解决办法是用陷波器将基波滤掉，再将剩余的波形（常称为失真残余）与原信号在时间轴上对齐后对比，以协助放大器的调试与优化。传统上，这个功能是采用模拟陷波器实现的。然而，模拟陷波器将不可避免的引入自身的失真与噪声，而且模拟滤波器由于其因果性无法实现真正的线性相位。在 Multi-Instrument 中，基波的滤除则可通过具有线性相位的 FIR 数字滤波器来实现，它具有几乎完全理想的滤波特性。另一法是利用谐波分解的结果来重构失真残余波形。下面将介绍两种方法。

### 6.1 FIR 数字滤波法

为了避免滤波后剩余的波形产生失真，必须采用具有线性相位特征的 FIR 数字滤波器。最常见的线性相位 FIR 滤波器是阶数为偶数、单位冲激响应对称的 FIR 滤波器。一个 N 阶 FIR 滤波会引入  $N/2$ [采样频率]的延时，因此需要对此延迟进行校正才能与原始信号的波形在时间上对齐。在下面的几个例子中，基波为 1kHz 的测试信号被同时送入输入通道 A 和 B，其中送入通道 B 的信号被一个 500~1500Hz、1022 阶、加 Kaiser 6 窗的 FIR 带阻滤波器滤波，然后去除 FIR 时延后与通道 A 的原始信号比较。此 FIR 带阻滤波器可将基波衰减 179 分贝以上而几乎不会对其它谐波产生任何影响，这充分体现了数字滤波器的优越性。在下面的例子中，为了观察和叙述方便，仍然采用了失真较大的情况作为例子。在 Multi-Instrument 软件中，以上 FIR 参数可通过右击示波器窗口中任意一点，然后选择[示波器处理]来设置。

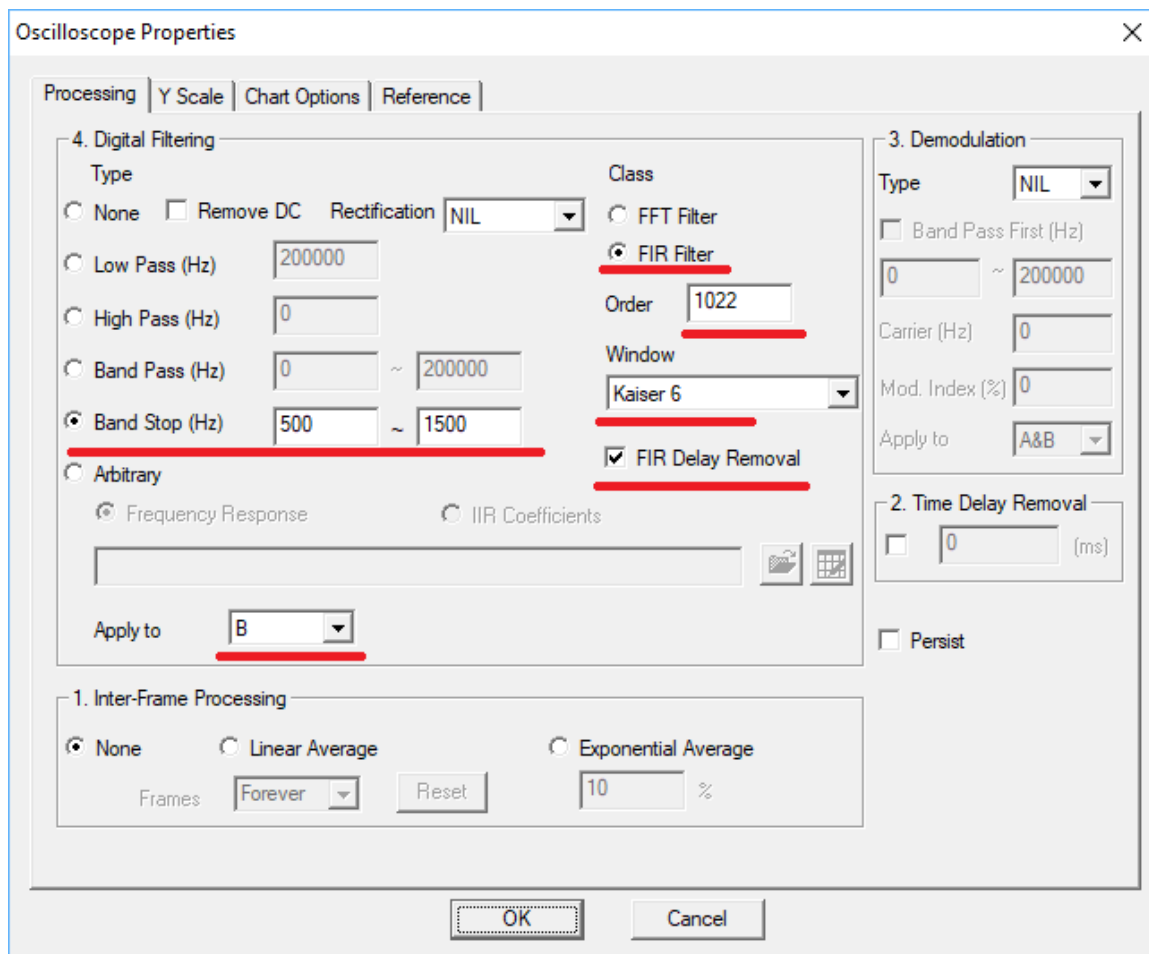


图 23 用于 1kHz 基波滤除的 FIR 带阻滤波器设置

如果是实测信号，Multi-Instrument 还提供了一个将输入通道 A 的信号无损复制到通道 B 的方法，就是去 [设置]>[模数转换设备]>“通道运算”处选择“A=iA, B=iA”。该选项可方便用于对同一实测信号做不同的通道处理后进行对比。选择该项后，实测信号只需送入通道 A 而无需同时送入通道 B。

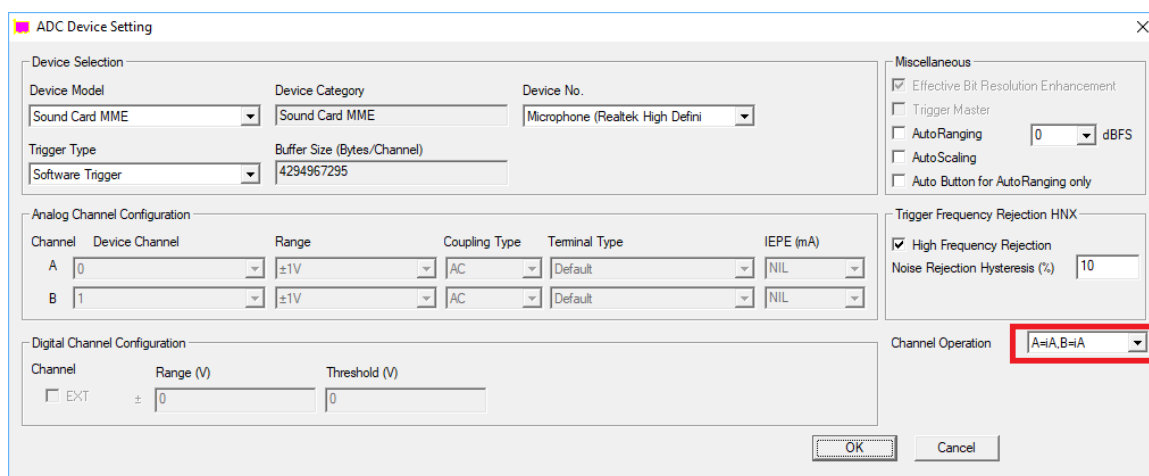


图 24 将送入通道 A 的实测信号复制到通道 B 的设置

如果是仿真信号，应直接在 Multi-Instrument 的信号发生器的面板上选择“ $iA = oA, iB = oA$ ”，来将信号发生器通道 A 产生的信号，通过软件自环，同时送入示波器的通道 A 和通道 B。

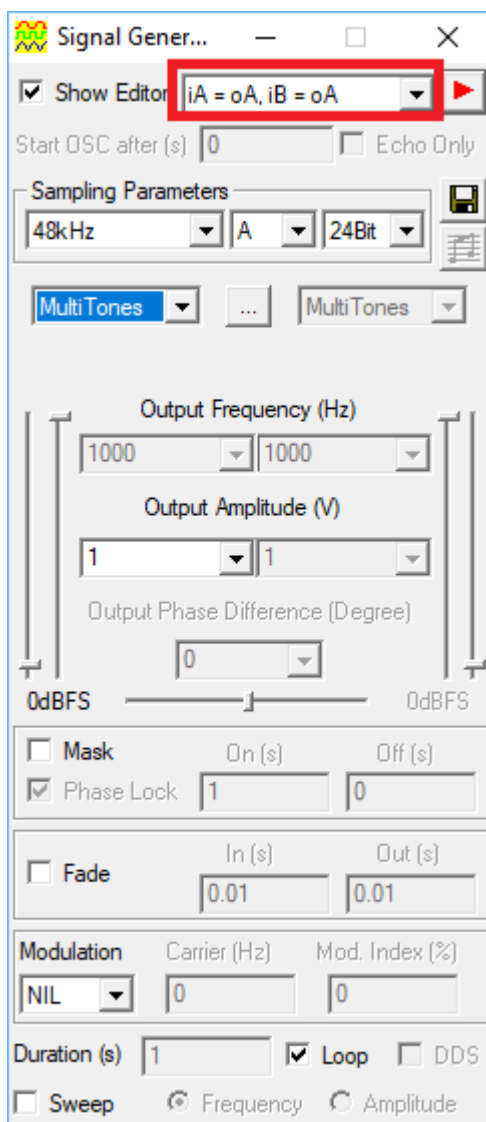


图 25 将输出通道 A 产生的仿真信号送入输入通道 A 和 B 的设置

### 6.1.1 谐波失真中仅含偶次谐波

下图是谐波中仅含偶次谐波的例子，信号为 Multi-Instrument 软件的信号发生器的多音合成功能产生的仿真信号，1kHz 与 2kHz 的幅度比为 1: 0.1，正弦初始相位分别为  $0^\circ$  和  $-90^\circ$ 。图中蓝色的为原始波形，红色的为通过 FIR 带阻滤波后的谐波失真残余，二者之间的相位关系能够从图中清楚辨识。由图可见，对于此信号，无论基波处于波峰还是波谷，偶次谐波都处于波峰上，因此叠加后造成原基波的波峰被增强而波谷被削弱，形成上下不对称的波形。这类失真波形常见于电子管单端甲类功放，其特点是波形上半部与下半部分不对称，一半尖顶，一半扁平顶。

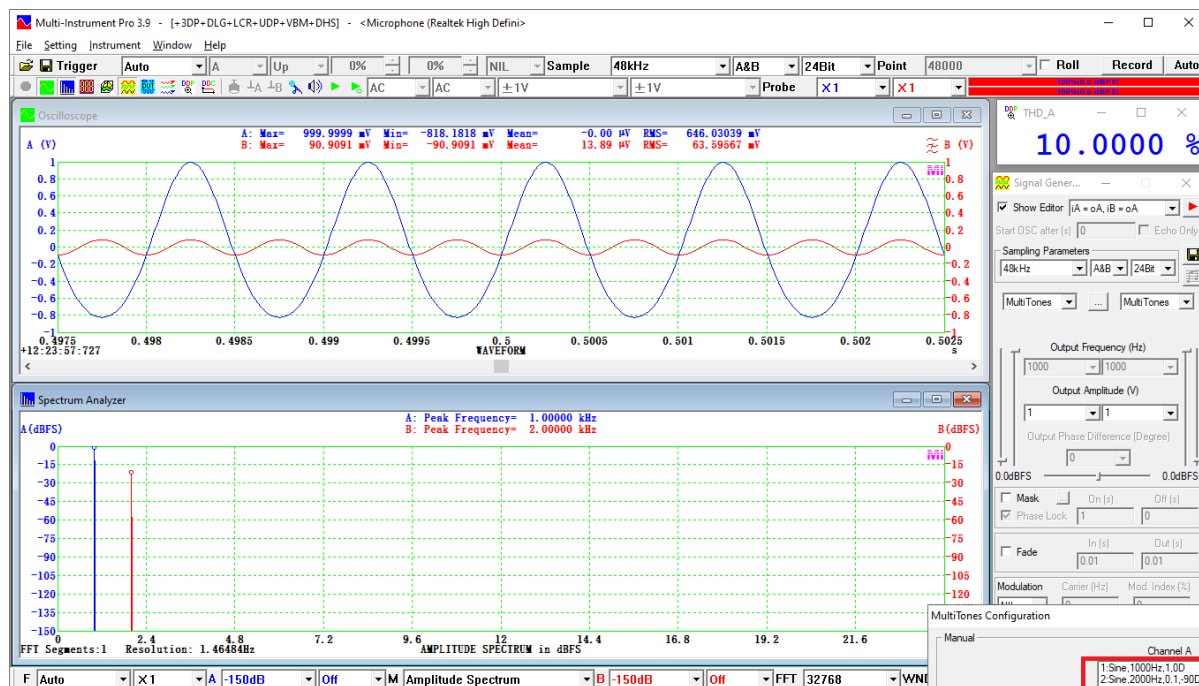


图 26 谐波失真中仅含二次谐波的例子 (仿真, 基波由 FIR 滤除)

系统的输入与输出之间的传递特性可由李萨如图 (X-Y 图) 直观显示, 如下图所示。输入为 1kHz 理想正弦波, 输出则增添了其二次谐波失真。由图可见, 其输入输出传递曲线相对于过零点是而非对称的。

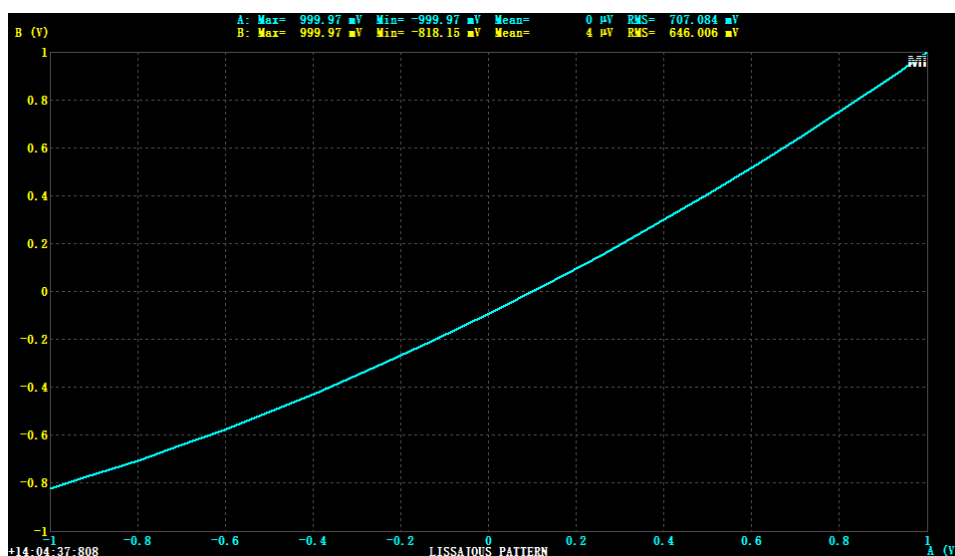


图 27 输入-输出图---谐波失真中仅含二次谐波的例子 (仿真)

### 6.1.2 谐波失真中仅含奇次谐波

下图是谐波中仅含奇次谐波的例子, 信号为 Multi-Instrument 软件的信号发生器的多音合成功能产生的仿真信号, 1kHz 与 3kHz 的幅度比为 1: 0.1, 正弦初始相位分别为 0 和 0°。图中蓝色的为原始波形, 红色的为通过 FIR 带阻滤波后的谐波失真残余, 二者之间的相位关系能够从图中清楚辨识。由图可见, 对于此信号, 无论基波处于波峰还是波谷, 奇次谐波都处于与其相反的峰值上, 因此叠加后造成原基波的波峰波谷被对

称地削弱，最终波形仍然上下对称。这类失真波形有时见于电子管推挽甲类功放，其特点是波形上半部与下半部分对称，都是扁平顶，或称软削顶。

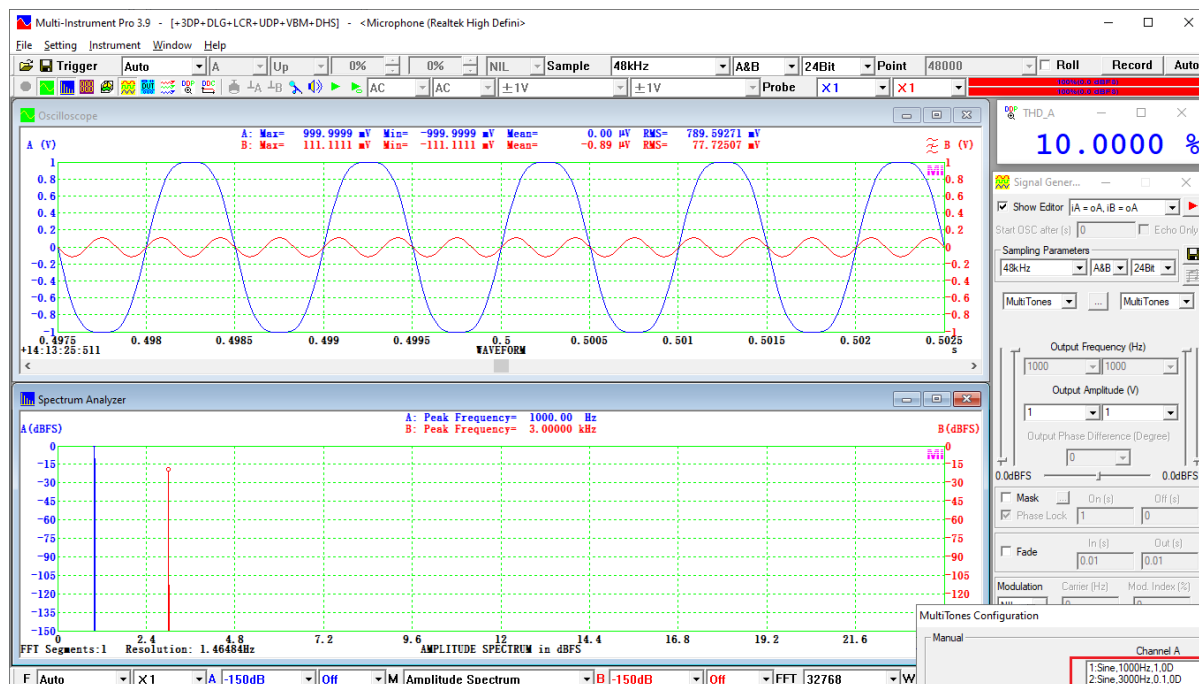


图 28 谐波失真中仅含三次谐波的例子（仿真，基波由 FIR 滤除）

图 29 显示了上述信号的输入与输出之间的传递特性。输入为 1kHz 理想正弦波，输出则增添了其三次谐波失真。由图可见，其输入输出传递曲线相对于过零点是完全对称的。

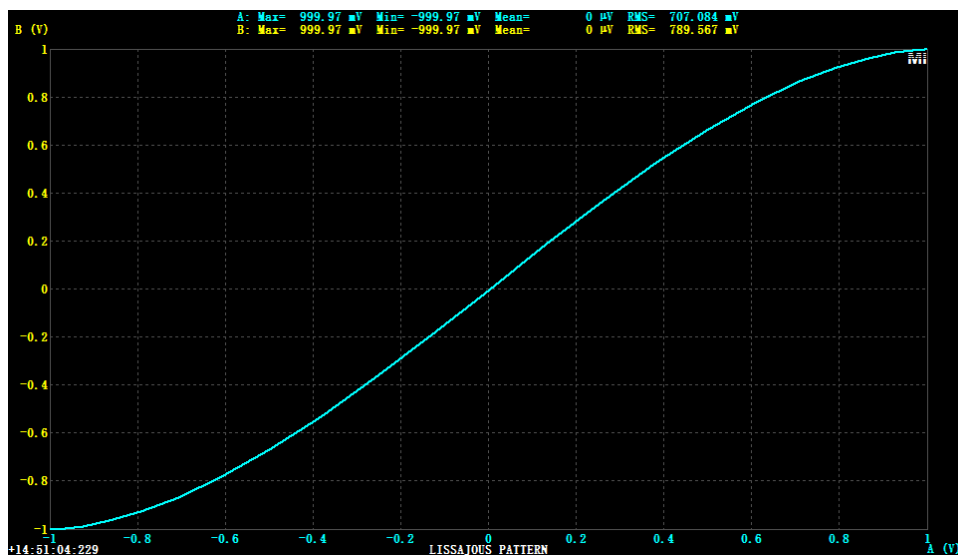


图 28 输入-输出图---谐波失真中仅含三次谐波的例子（仿真）

### 6.1.3 交越失真

交越失真常见于乙类或甲乙类功放，其幅度不随信号幅度的减小而减小，且含有较多的高次谐波，因此对听感影响严重。下图是一个交越失真的例子，它同时含有奇次和

偶次谐波，奇次谐波的比重大很多。信号为 Multi-Instrument 软件的信号发生器的多音合成功能产生的仿真信号，含 20 个频率分量如下：

序号 N	频率 Hz	相对幅度	初始相位° (正弦叠加法表示)	初始相位° (余弦叠加法表示)
1	1000	1	0	0
2	2000	0.000398	90	-180
3	3000	0.056234	180	0
4	4000	0.00075	-90	-180
5	5000	0.025119	180	-180
6	6000	0.001334	90	-180
7	7000	0.015849	180	0
8	8000	0.001334	-90	-180
9	9000	0.008913	180	-180
10	10000	0.001259	90	-180
11	11000	0.00631	180	0
12	12000	0.001	-90	-180
13	13000	0.004217	180	-180
14	14000	0.001	90	-180
15	15000	0.002371	180	0
16	16000	0.00075	-90	-180
17	17000	0.001	180	-180
18	18000	0.00075	90	-180
19	19000	0.000422	180	0
20	20000	0.000562	-90	-180

Multi-Instrument 信号发生器的多音合成功能采用的是正弦叠加法。若采用余弦叠加法，其初始相位可由正弦叠加法的初始相位加上  $(N-1) \times 90^\circ$  推得，上表中也列出了初始余弦相位供参考。从上表可以看出，交越失真的特点是奇次谐波的极性交替变化而偶次谐波的极性则保持不变（ $0^\circ$ ：正极性， $180^\circ$ ：负极性）。下图中蓝色的为原始波形，红色的为通过 FIR 带阻滤波后的谐波失真残余，二者之间的相位关系能够从图中清楚辨识。由图可见，信号在过零点附近的失真最大。



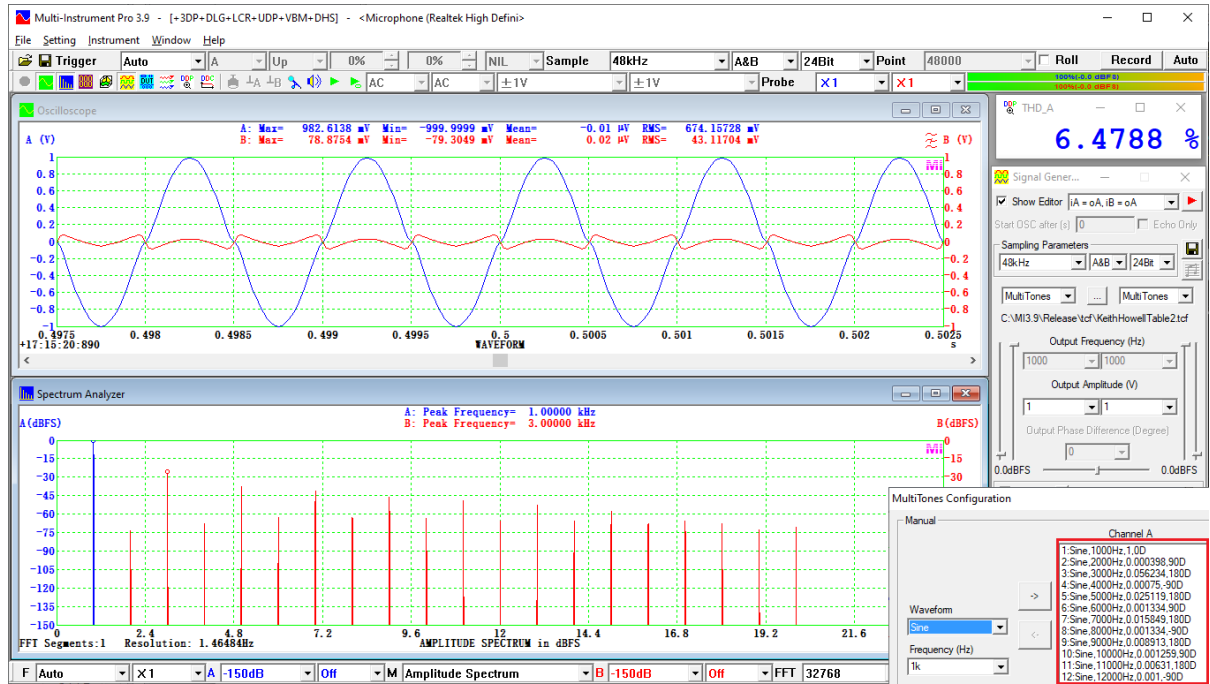


图 30 交越失真的例子 (仿真, 基波由 FIR 滤除)

图 31 显示了系统的输入与输出之间的传递特性。输入为 1kHz 理想正弦波, 输出则增添了上述交越失真。过零点附近的交越失真可从图中明显看出。

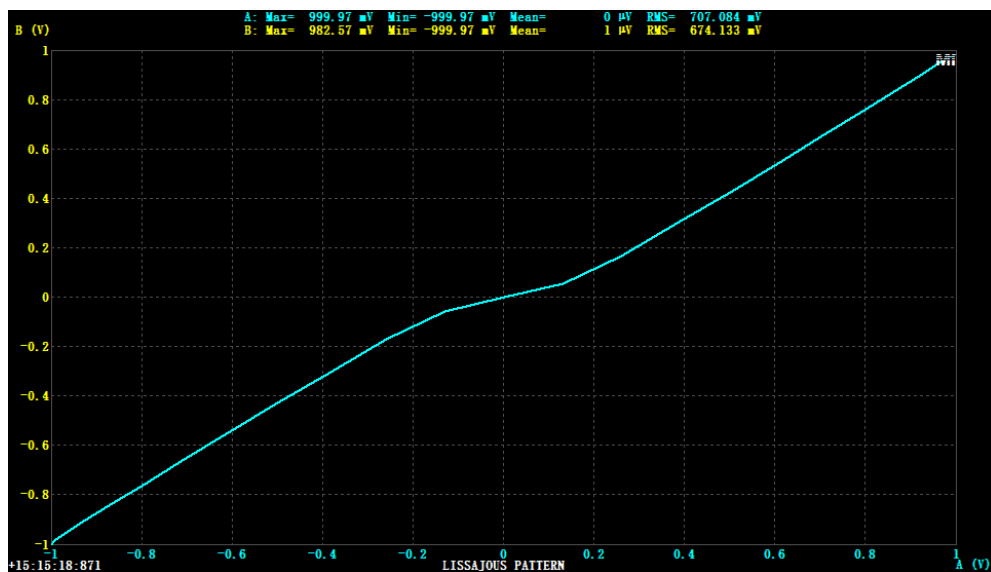


图 31 输入-输出图---交越失真的例子 (仿真)

### 6.1.4 削顶失真

削顶失真是指由于输入信号幅度过大而使输出达不到它原本应该达到的幅度。下图为实测的一个削顶失真例子, 奇次谐波占绝对优势。蓝色的为原始波形, 红色的为通过 FIR 带阻滤波后的谐波失真残余, 二者之间的相位关系能够从图中清楚辨识。谐波失真中奇次谐波处于支配地位。

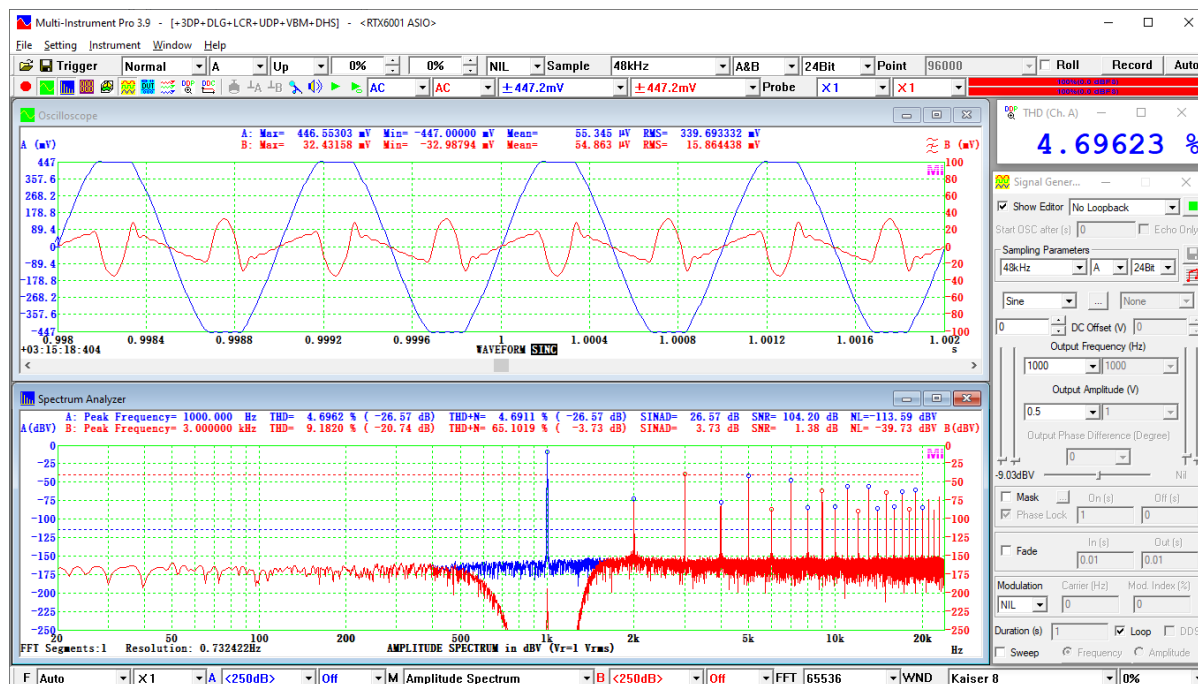


图 32 削顶失真的例子 (实测, 基波由 FIR 滤除)

图 33 显示了系统的输入与输出之间的传递特性。输入为 1kHz 理想正弦波, 输出则为其削顶后的波形。

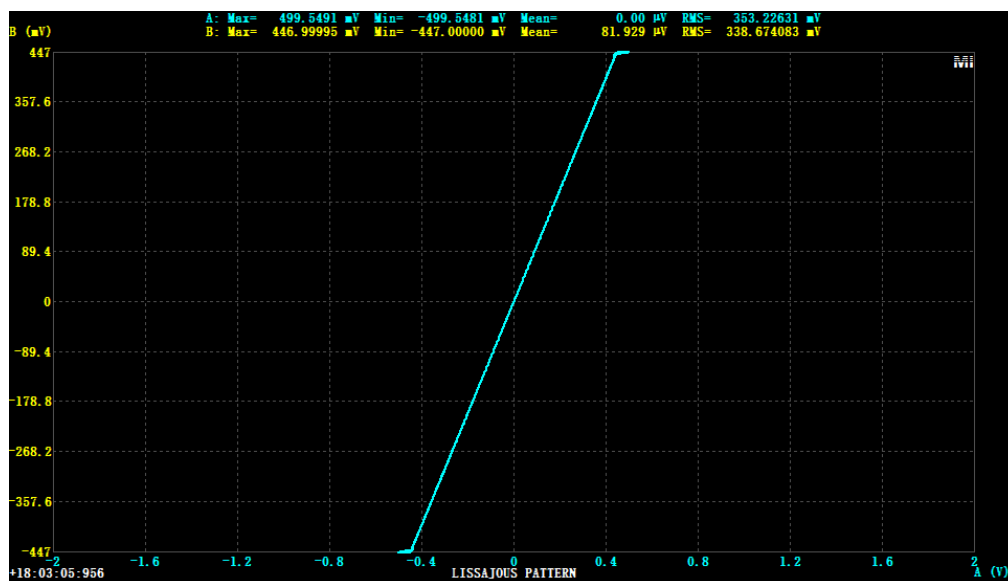


图 33 输入-输出图---削顶失真的例子 (实测)

应当指出的是, 只有理想的无记忆系统的输入输出图才具有一一对应的关系。这个理想系统的特性与频率无关或者说没有时间上的记忆能力, 因而具有无穷大的带宽。在这样的系统中, 瞬时输出  $y$  只由系统的瞬时输入  $x$  决定。而实际系统都有一定带宽, 因此系统的输入输出图, 不一定具有一一对应的关系。

## 6.2 谐波分解重构法

由于 THD 测试信号为周期信号，可通过 FFT 将该信号分解为不同幅度和相位的基波和谐波的叠加。然后去掉其中的基波分量，将剩下的各次谐波叠加在一起，就可重构谐波失真的残余波形。与前面介绍的 FIR 数字滤波法不同，用谐波分解重构法得到的谐波失真残余波形不含噪声，而且谐波组合可任意控制。

### 6.2.1 第一步：通过谐波分解生成相应的多音合成配置文件

图 34 显示的是与图 32 相同的测试信号，其中的所有参数设置，除了 FIR 数字滤波器没有采用外，其余的都与图 32 相同。因此两通道含有完全相同的数据和分析结果。在上往下的第二排工具条上点击 DDP 查看器按钮，再点击 DDP 查看器配置面板上的 DDP 数组查看器按钮，然后选择“A&B-谐波频率、有效值、相位”报告，可得到原始信号的谐波分解表。请注意，在 Multi-Instrument 中，要得到信号中各成分的相位信息，FFT 点数应设置为小于或等于记录长度，但大于记录长度的一半。本例中，记录长度为 96000 点，FFT 点数为 65536，因此符合此要求。右击该报告中任意一点，然后选择“DDP 数组查看器输出多音合成配置文件”来将该报告保存为一个多音合成配置文件(\*.tcf)。

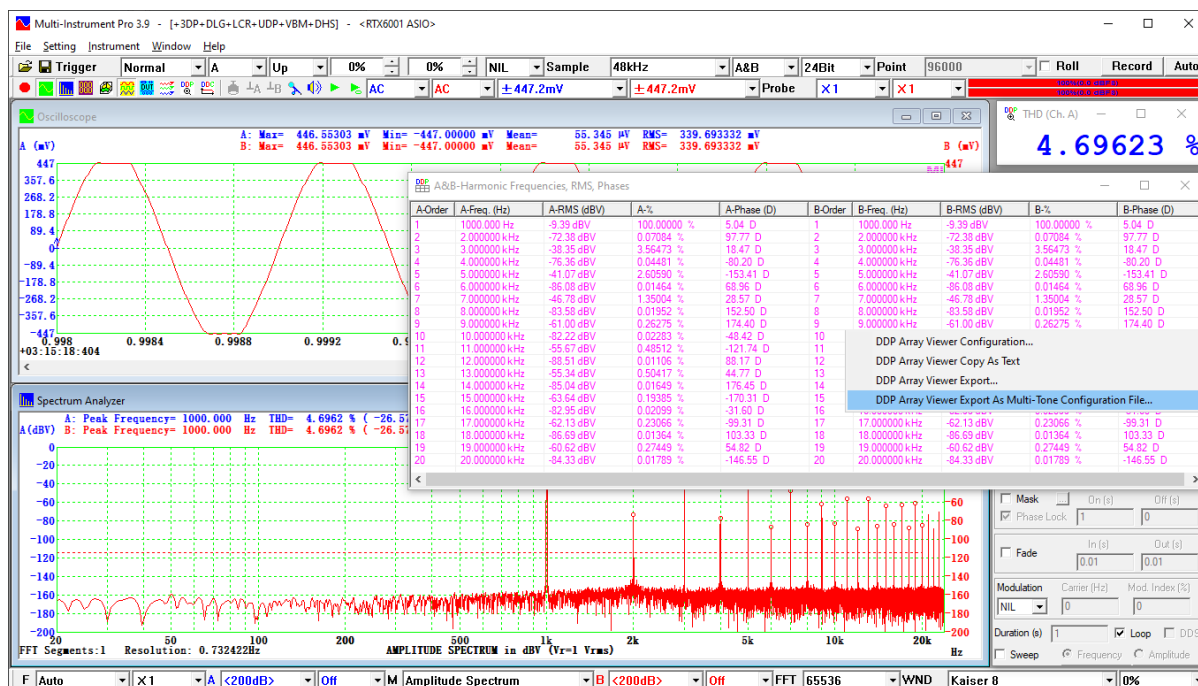


图 34 测试信号的谐波分解（实测）

### 6.2.2 第二步：由多音合成配置文件合成谐波失真残余波形

在信号发生器的多音合成配置对话框中，加载前面保存的 TCF 文件。再去掉通道 B 中的基波，然后通过软件自环模式“iA=oA, iB=oB”将生成的信号送入示波器和频谱分析仪中，以重构谐波失真残余波形，如图 35 所示。蓝色的为重构的原始波形，红色的为重构的谐波失真残余。对比图 35 和图 32 可见，谐波分解重构法与 FIR 滤波法得到的波形几乎完全一样，但频谱图上却看不到任何噪声。

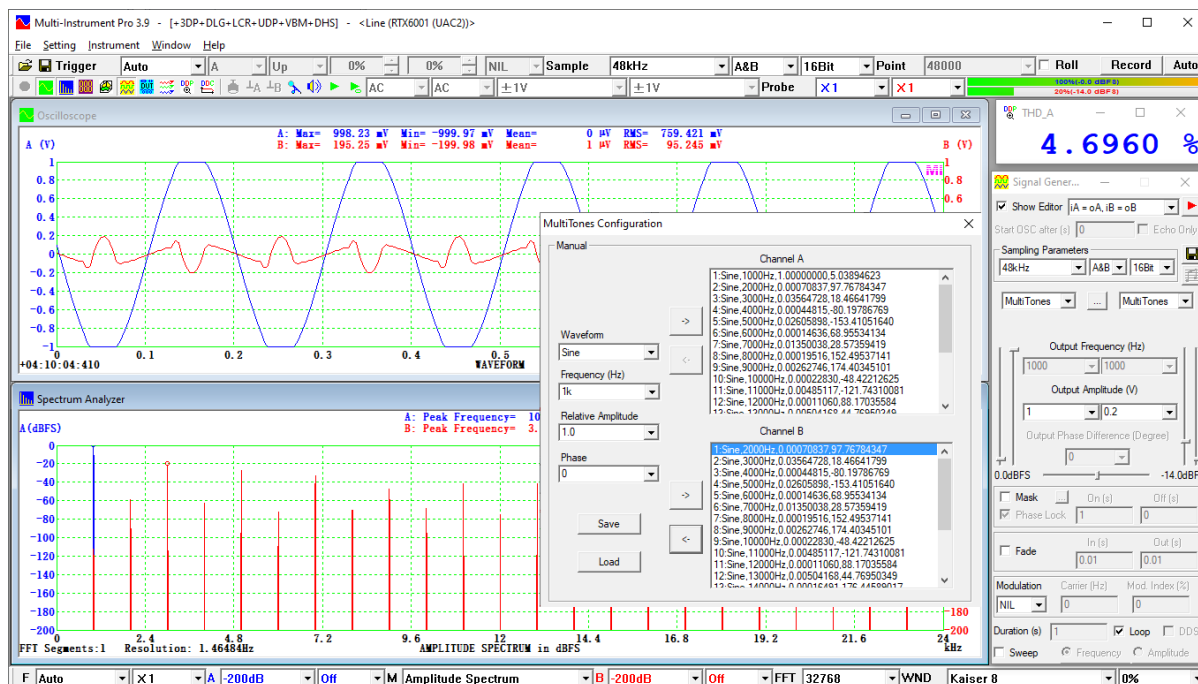


图 35 谐波失真残余波形的重构

## 七、THD 和 THD+N 随频率或幅度 (功率) 变化曲线

利用前述的 THD 和 THD+N 的测试方法, 将测试信号采用频率步进的方法进行扫频, 即可得到 THD 和 THD+N 随频率变化曲线。如果采用幅度步进的方法进行扫幅, 即可得到 THD 和 THD+N 随幅度变化曲线。若指定了负载电阻, 则 THD 和 THD+N 随幅度变化曲线可转变为 THD 和 THD+N 随功率变化曲线。这些功能在 Multi-Instrument 软件中可通过设备检测计划来实现。下图为 RTX6001 自环测得的 THD+N 随频率变化曲线。由图可见, RTX6001 在 20Hz~20kHz 范围内的 THD+N 基本处于 0.0003% 上下。

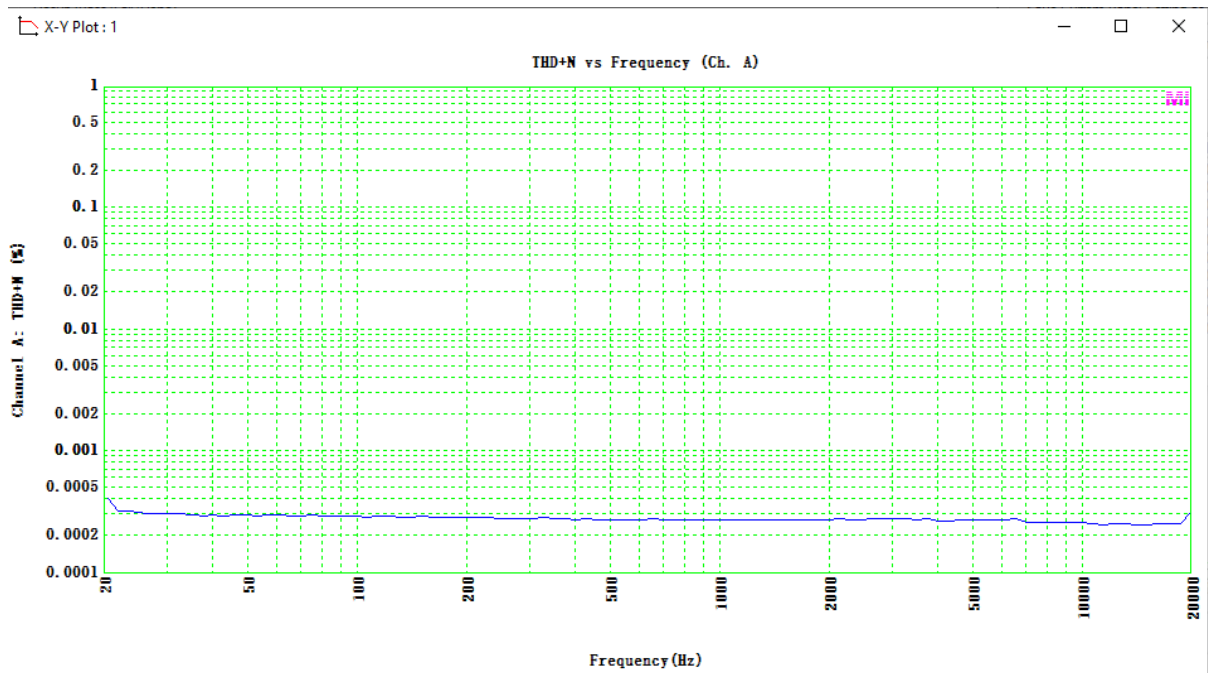


图 36 RTX6001 音频分析仪硬件自环测试之 THD+N 随频率变化曲线

下图为 RTX6001 自环测得的 THD 随输出幅度 dBFS (0dBFS@1.414V) 变化曲线。由图可见, RTX6001 在 -130dBFS~0dBFS 的输出幅度范围内的自环 THD 先是从 50% 左右下降, 在 -13dBFS 左右达到 0.0001%, 然后基本保持不变直到 -3dBFS 左右开始回升, 在输出幅度的最高值 0dBFS 时, THD 上升到 0.0004%。

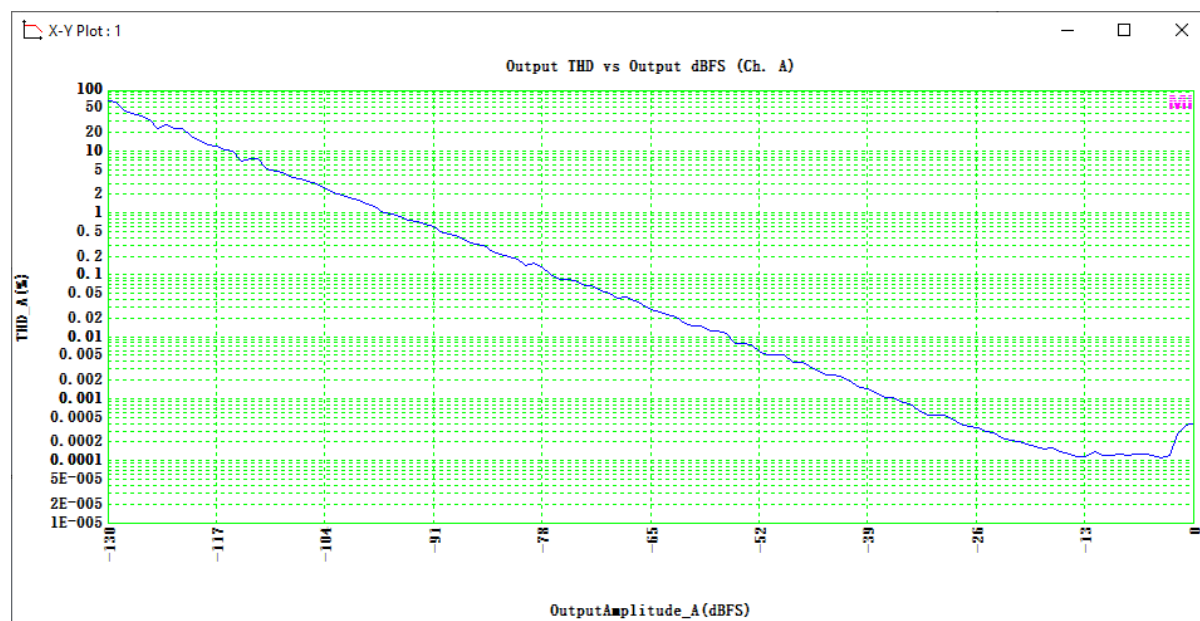


图 37 RTX6001 音频分析仪硬件自环测试之 THD 随输出幅度 dBFS (0dBFS@1.414V)变化曲线

## 八、谐波失真频谱图常见的识图误区

图 38 是一个典型的谐波失真频谱图。图中的信号为频率 1kHz 幅度 1V 的低失真正弦波，采样频率为 48kHz，FFT 点数为 32768，由于采样长度为 48000 点，大于 FFT 点数，因此采样数据不补零，超出 FFT 点数的多余部分未用于谱分析。

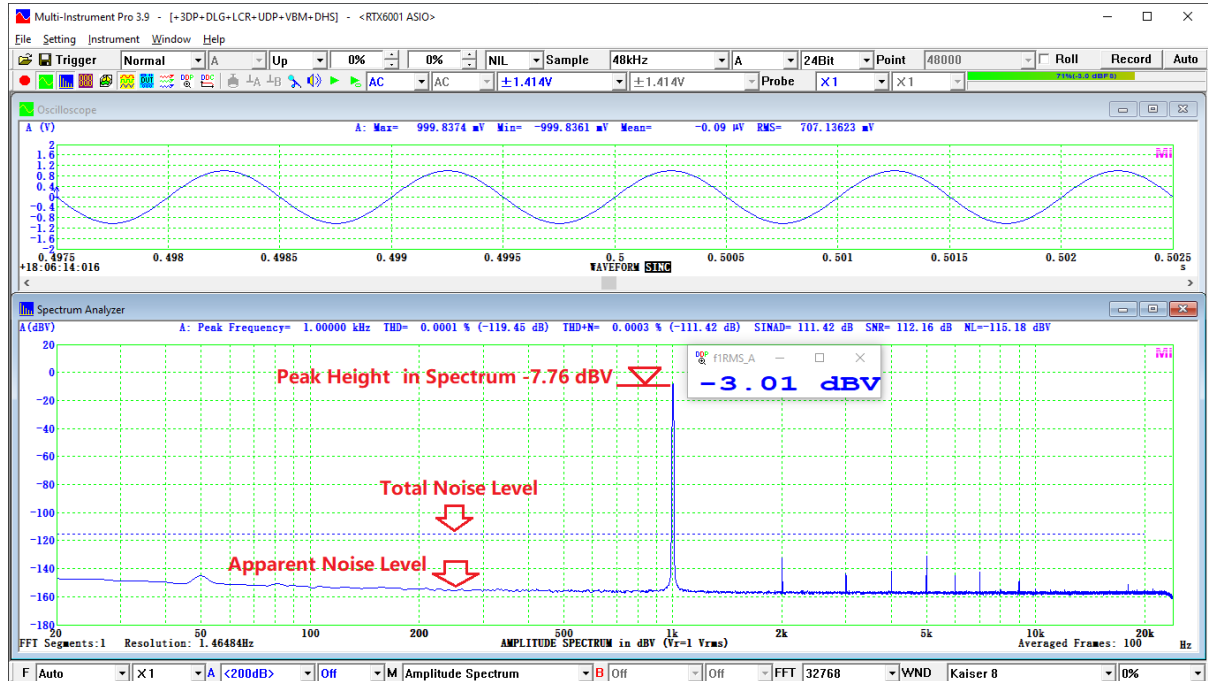


图 38 典型的谐波失真频谱图

### 8.1 噪声电平

图 38 中的“视在噪声电平”（Apparent Noise Level）很容易被当作“实际噪声电平”，而事实上这个“视在噪声电平”代表的是各 FFT BIN 内所包含的噪声能量，因而它随 FFT BIN 的宽度（即：FFT 频率分辨率）的变化而变化。FFT 频率分辨率越精细，“视在噪声电平”越低。注意，本节为了简化阐述，仅讨论 FFT 不补零的情况，补零的影响将在后面章节单独描述。对于能量在频率轴上均匀分布的白噪声，在相同的采样频率下，FFT 点数增加一倍，FFT BIN 宽度减小至原来的一半，所包含的能量也就减半，导致“视在噪声电平”下降 3dB。因此在比较不同的谐波失真频谱图的“视在噪声电平”时，必须指明 FFT 频率分辨率，只谈“视在噪声电平”而不提 FFT 频率分辨率是没有意义的。同样地，说某次谐波高于“视在噪声电平”多少多少，却不提及 FFT 频率分辨率也没有意义。正因为如此，Multi-Instrument 将 FFT 频率分辨率清楚地显示于频谱分析仪窗口的左下方。下图显示的是在 48kHz 采样频率下，FFT 点数分别为：4096、65536 和 1048576 且无补零时，在同一设备上测得的谐波失真频谱图。

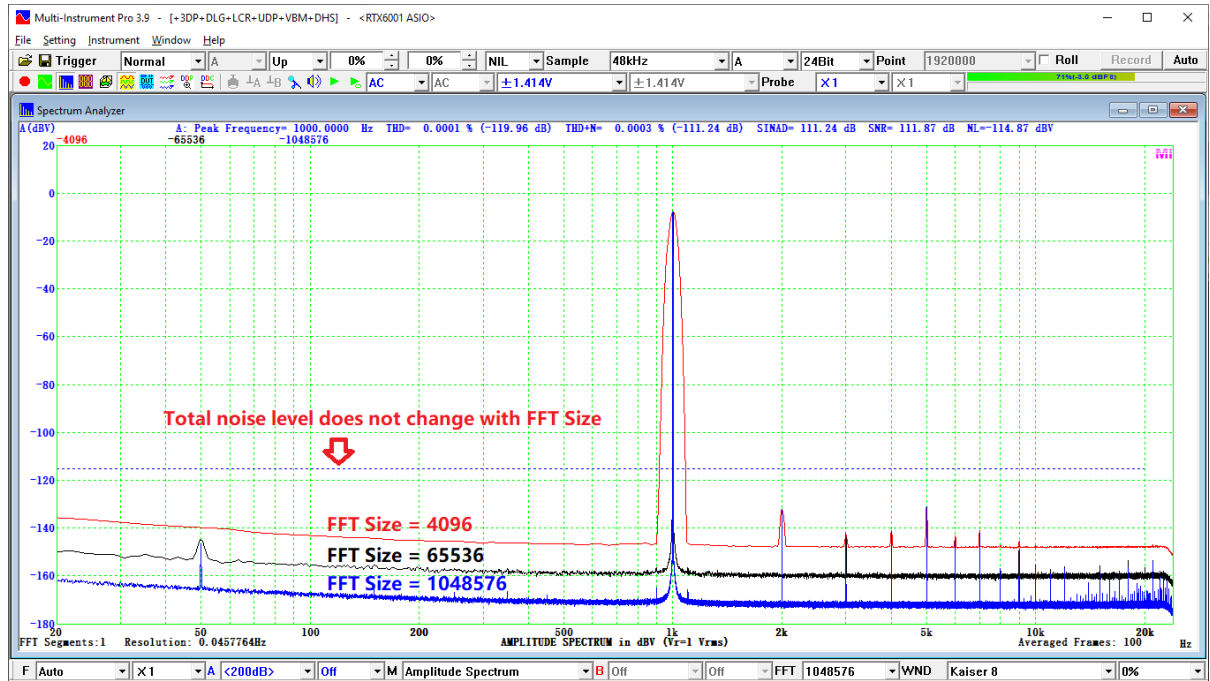


图 39 不同 FFT 频率分辨率的谐波失真频谱图对比（无补零）

从上图可得如下重要结论（在采样频率固定且数据不补零的情况下）：

- (1) “视在噪声电平”随 FFT 点数增加而下降。FFT 点数每增加一倍，“视在噪声电平”下降 3dB，以保持单位 Hz 的噪声能量不变。因此，当 FFT 点数从 4096 变为 65536，再变为 1048576 时，“视在噪声电平”每次降低约 12dB，共 24dB。这可从图中看出。
- (2) 与宽带噪声不同，周期性的单频信号的幅度不随 FFT 点数变化而变化。因为无论 FFT BIN 的宽度如何变化，单频信号的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。单频信号的宽度是频谱泄漏造成的，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) 由(1)和(2)可知，增加 FFT 点数可提高 FFT 频率分辨率，降低“视在噪声电平”，却不影响基波和各次谐波以及其它单频信号的幅度，因此可用此法将原本淹没于底噪中的谐波和其它单频信号显露出来。这可从图中左边的 50Hz（工频干扰）以及右边的 1kHz 的高次谐波随 FFT 点数增加而逐步从底噪中突显出来可以看出。因此在音频 THD 测试中常采用较大的 FFT 点数，以便于观察幅度很小的谐波失真。
- (4) 总噪声电平（Total Noise Level）不随 FFT 点数变化而变化。正是由于这个原因，在 Multi-Instrument 中用虚线显示了此总噪声电平，它所覆盖的频率轴代表了 THD 和噪声计算所用的频率范围。该范围可通过右击频谱分析仪中任意一点，然后选择



[频谱分析仪处理]来设置。对于 THD 计算，还可指定所用到的最高谐波阶次，如下图所示。

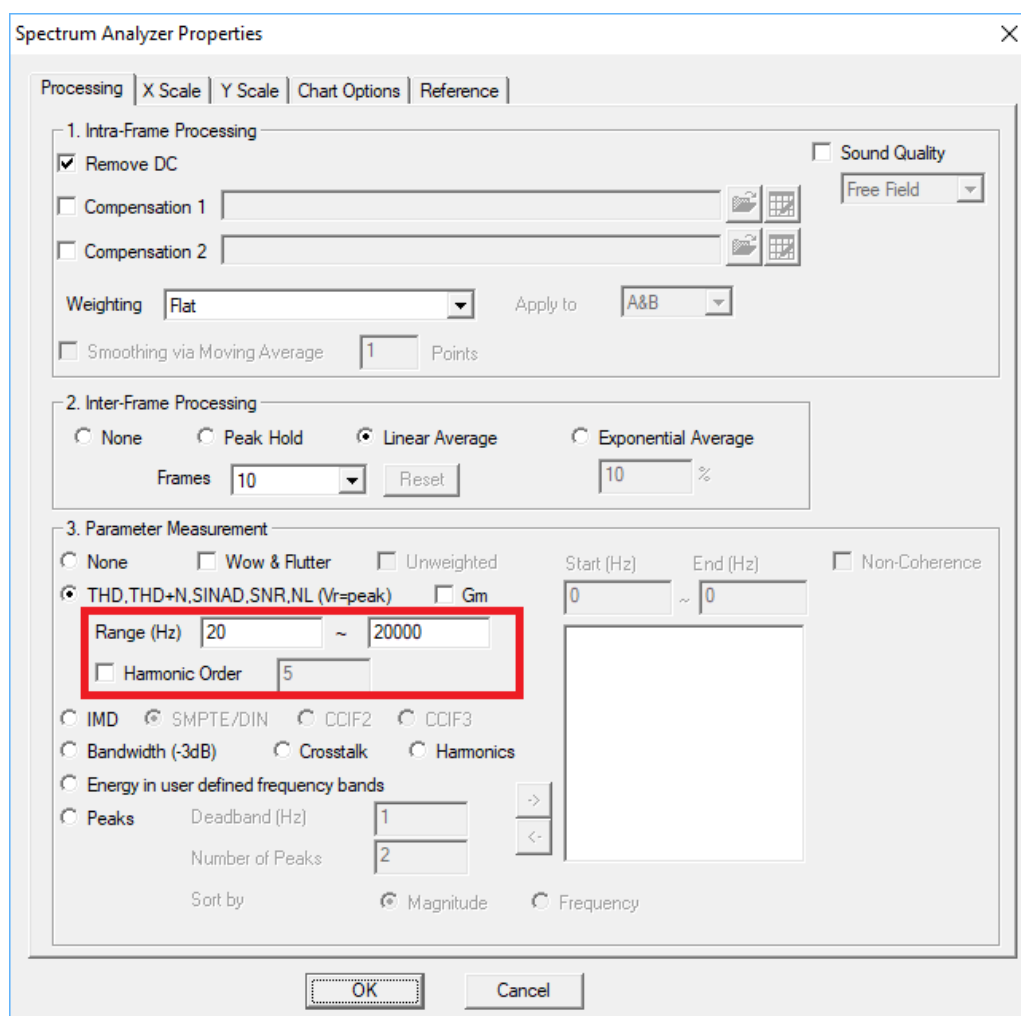


图 40 谐波失真及噪声计算所用的频率范围和谐波阶次设置

Multi-Instrument 还支持不受 FFT 频率分辨率影响的功率谱密度图 (Power Spectrum Density)。如果只分析噪声电平，可采用它来去除 FFT 频率分辨率对“视在噪声电平”的影响。功率谱密度图是将频谱图中的各 FFT BIN 中的能量按 FFT BIN 的宽度归一化后得到的。在这种图中的噪声幅度代表的是单位 Hz 的能量，单位为 dBV/Hz、dBu/Hz、dB/Hz、或 dBFS/Hz 等。在 Multi-Instrument 中，可右击频谱分析仪中任意一点，然后选择[频谱分析仪 Y 轴刻度]并勾选“单位 Hz 能量” (Energy Per Hz) 来实现此功能，如下图所示。

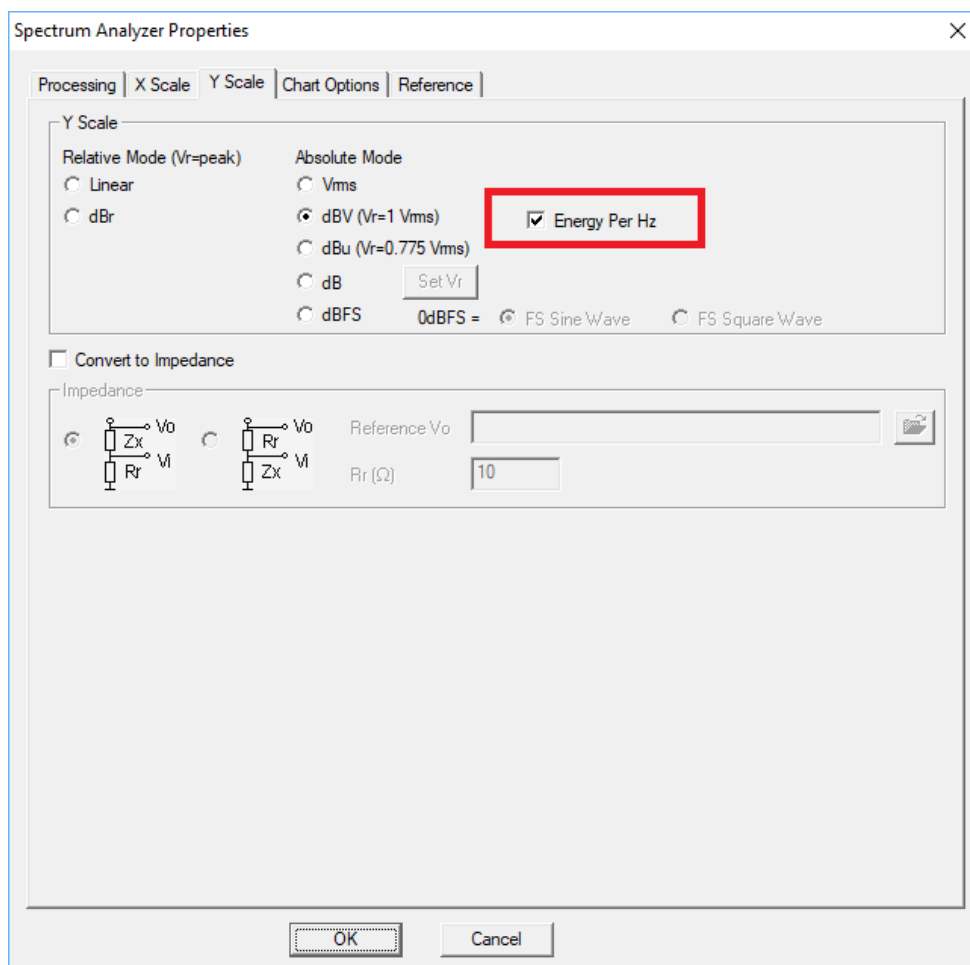


图 41 设置功率谱密度显示模式的“单位 Hz 能量”(Energy Per Hz)选项

不过上述功率谱密度的概念不适用于周期信号。如果作功率谱密度图，则每个单频信号（基波和谐波等）的能量将无意义地被 FFT BIN 的宽度归一化，错误地造成单频信号的幅度随频率分辨率变化而变化假象，如下图所示。图 42 与图 39 类似，不同之处是选择了“单位 Hz 能量”选项。在三种不同的 FFT 频率分辨率下，虽然这次“视在噪声电平”没有变化，但基波和谐波以及其他单频信号的幅度却变化了，容易引起误会。因此功率谱密度图宜在只有宽带噪声的情况下使用。

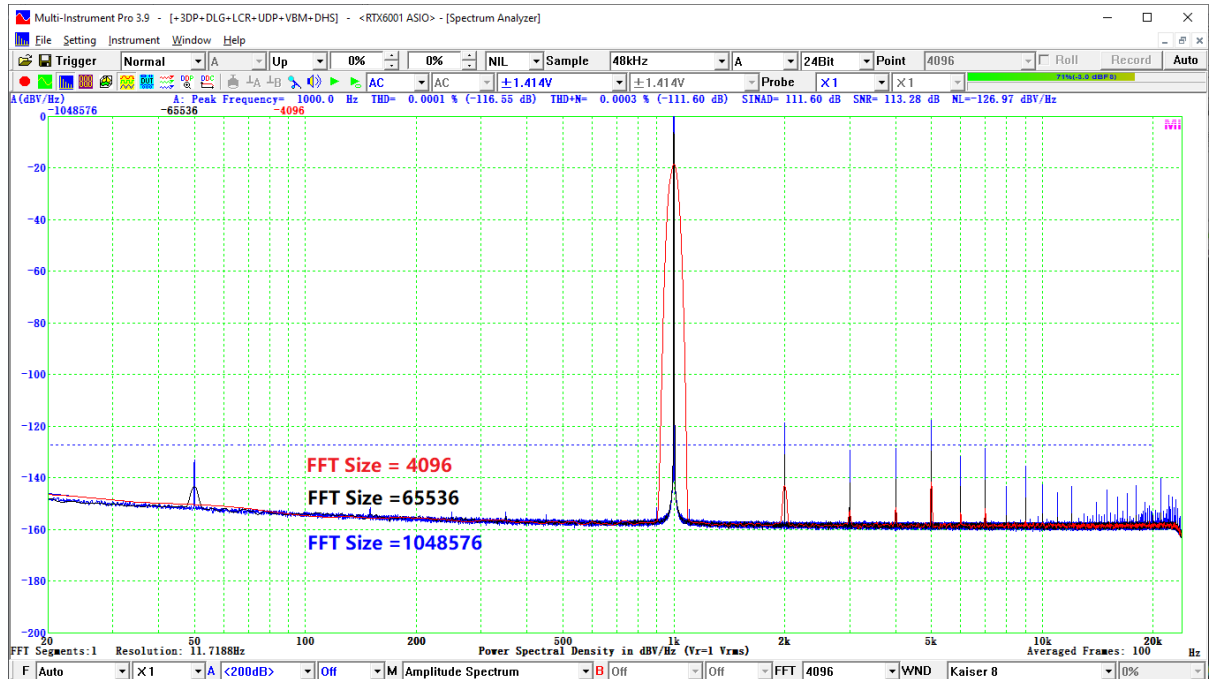


图 42 不同 FFT 频率分辨率的谐波失真功率谱密度图对比 (无补零)

## 8.2 基波和谐波的幅度

只有当满足前述的整周期采样条件时，基波和谐波等单频信号的幅度，才能从谐波失真频谱图上准确地反映出来。否则由于不可避免地存在频谱泄漏，在图上显示的单频信号幅度将总会比实际的低。以前面的图 38 为例，RMS 值为 0.707V 的 1kHz 低失真正弦信号的基波幅度应该为 -3.01 dBV 左右，可是频谱图中的峰值只有 -7.76 dBV，这很容易被误以为是测错了。其实它只是如实反映了这样一个事实，即由于频谱泄漏，周期性单频信号的能量并不集中于一条单一的谱线。只要采用了正确的窗函数，频谱泄漏并不影响失真度 THD 等参数的测量，而软件也能够正确计算出各种单频信号的真实能量。比如图 38 中的 DDP 查看器所用的 DDP: f1RMS\_A(EU) 就正确显示了基波的幅度为 -3.01dBV。

如果希望频谱图中显示出来的基波和谐波幅度即使在频率泄漏的情况下也能反映实际值，可右击频谱分析仪中任意一点，然后选择 [频谱分析仪图表选项] 并勾选“标记谱峰” (Mark Peaks)，如下图所示。注意：这只是一个外观矫正，它并不会改变频谱数据，因为按照 Parseval 定理，经过 FFT 转换后，频谱数据的总能量必须与时域数据的总能量一致，满足能量守恒。

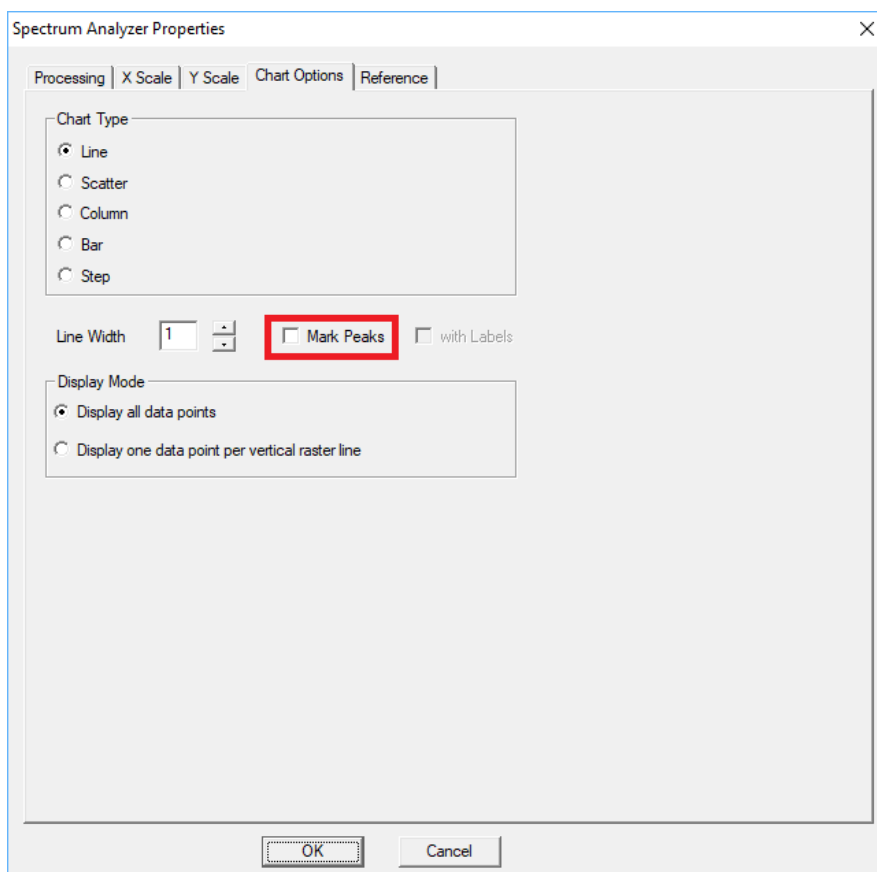


图 42 “标记谱峰” (Mark Peaks)选项

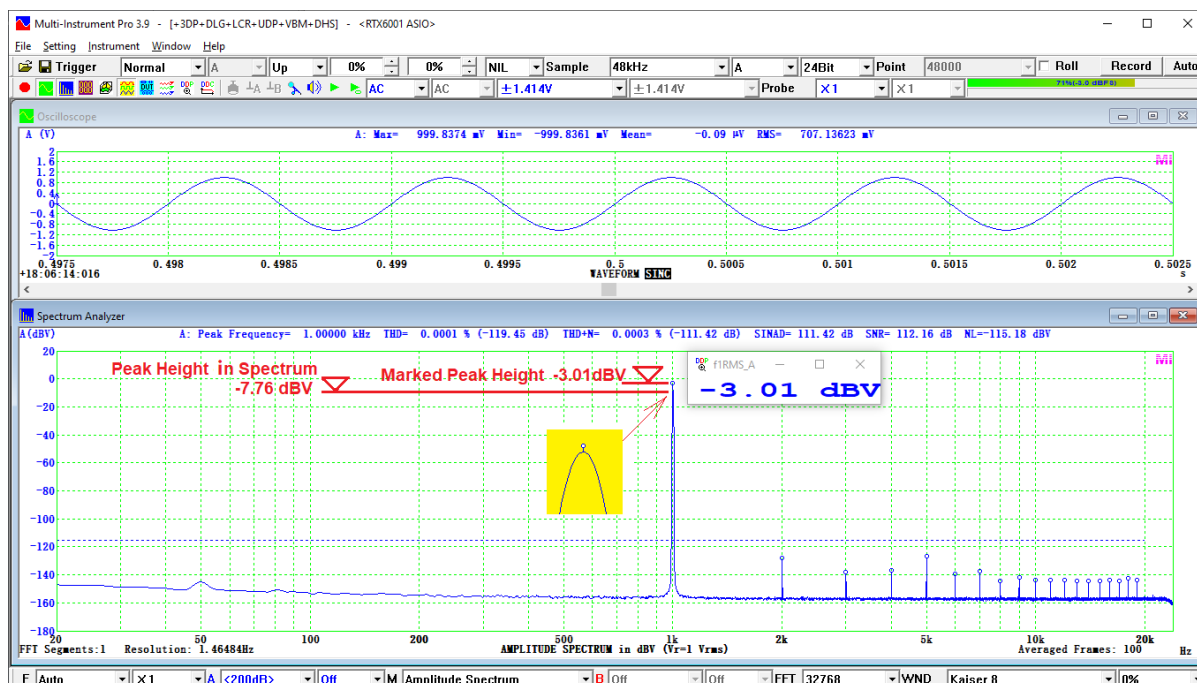


图 43 通过“标记谱峰” (Mark Peaks)选项来显示正确的谱峰高度

## 8.3 补零效应

通常不建议在 THD 测量中采用补零法。补零法不能用于整周期采样，只可用于加窗采样。在 Multi-Instrument 中，当 FFT 点数大于采样点数时，在进行 FFT 前，软件将自动在所采集的数据尾部补上 [FFT 点数]-[采样点数] 个零，同时在频谱分析仪的左下角显示“FFT 段数<1”字样。补零后，软件仍然满足 Parseval 定理，即示波器中所有采样点的能量和与频谱分析仪中所有频率分量的能量和相等。解决了这个问题后，在谐波失真频谱图上残余的补零效应可从图 44 看出。该图叠加了跟图 39 类似的三个测量，不同之处是图 44 采用了补零法。在这三个测量中，采样点数固定为 4096，而 FFT 点数分别为 4096、65536 和 1048576。由图可见，单频信号的幅度，例如基波和谐波，以及“视在噪声电平”都随补零个数的增加而降低。每个测量中的“视在噪声电平”基本上与图 39 中的一样，这符合 Parseval 定理。而在有补零操作的两个测量中（即：FFT 点数等于 65536 和 1048576），单频成分的谱峰比图 39 中相应例子的宽且低，这是由于只施加于实际采样点上的窗函数造成的，它仍然满足单频成分的能量守恒。

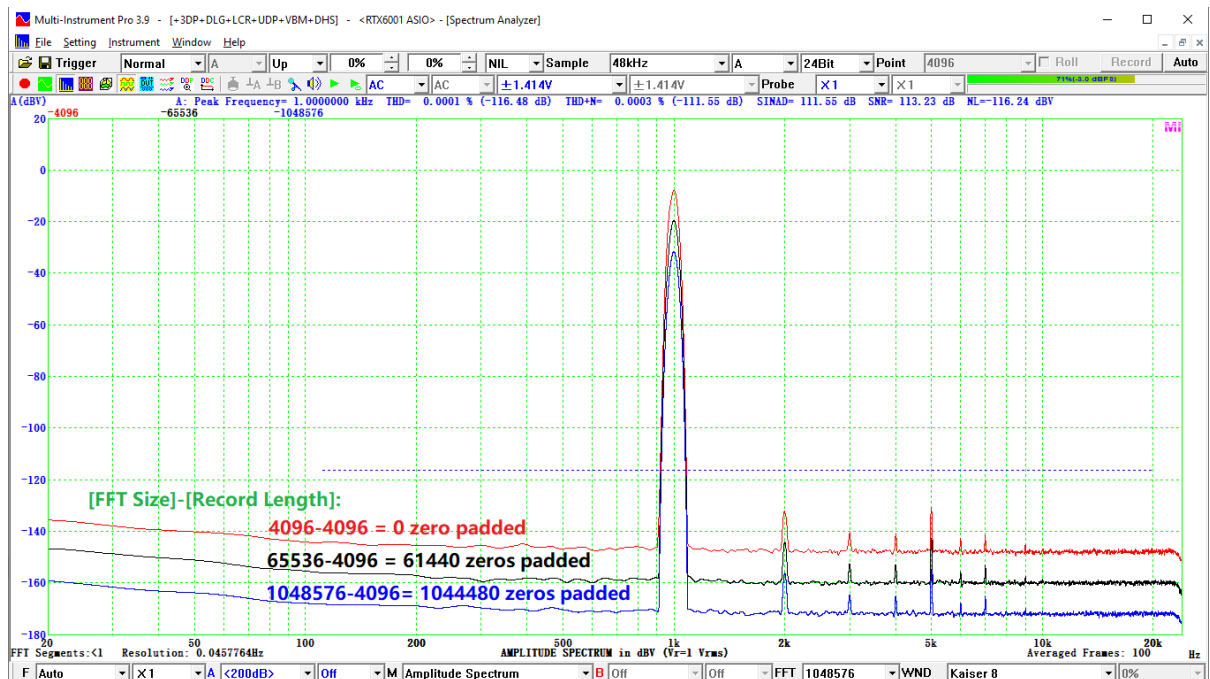


图 44 在固定采样点数下，不同 FFT 点数的谐波失真频谱图对比（有补零）

尽管补零操作改变了原本的频谱图，Multi-Instrument 仍然能正确测量 THD 及其相关参数。如果勾选了“标记谱峰”选项，则频谱图上仍然能显示基波和谐波的正确幅度。单频信号的能量也能在其相应的 DDP 中正确地反映出来。

## 8.4 “除去直流”的影响

在 Multi-Instrument 中，如果勾选了[频谱分析仪处理]>“除去直流”选项，则示波器中的采样数据的时均值（直流分量）将从每个采样数据中减去后才进行 FFT，以在频谱中除去直流分量。此选项在采样数据中存在一个真正的直流分量且它不是兴趣所在时非常有用。但是，由于此时均值是在没有施加任何窗函数的情形下计算出来的，当

在频谱分析仪中施加一个非矩形窗时，即使减去时均值后，仍然可能存在少量直流分量残余，而且在某些情形下，它可能比不勾选“除去直流”选项时更大。图 45 就是这样一个例子。示波器中的采样点数为 4096，时均值为 2.72505 mV。作为对比，采集了同样的 1kHz 测试信号的图 43 的采样点数为 48000，时均值只有 -0.09  $\mu$ V。造成这个差别的原因是图 45 中的示波器包含的信号周期数不为整数，而不完整的那个周期对非零的时均值贡献最大。当采样点数很少时，非零的时均值就更加明显了。在频谱分析中减去此“伪”直流分量将造成在频谱 0Hz 附近形成一个驼峰（参考图 45 中最左端的红色曲线部分）。它是由直流残余与所用的窗函数频谱卷积而成。如果出现这种情况，可尝试弃选“除去直流”选项看有无帮助。无论在何种情况下，Multi-Instrument 都能正确计算 THD 及其相关参数。

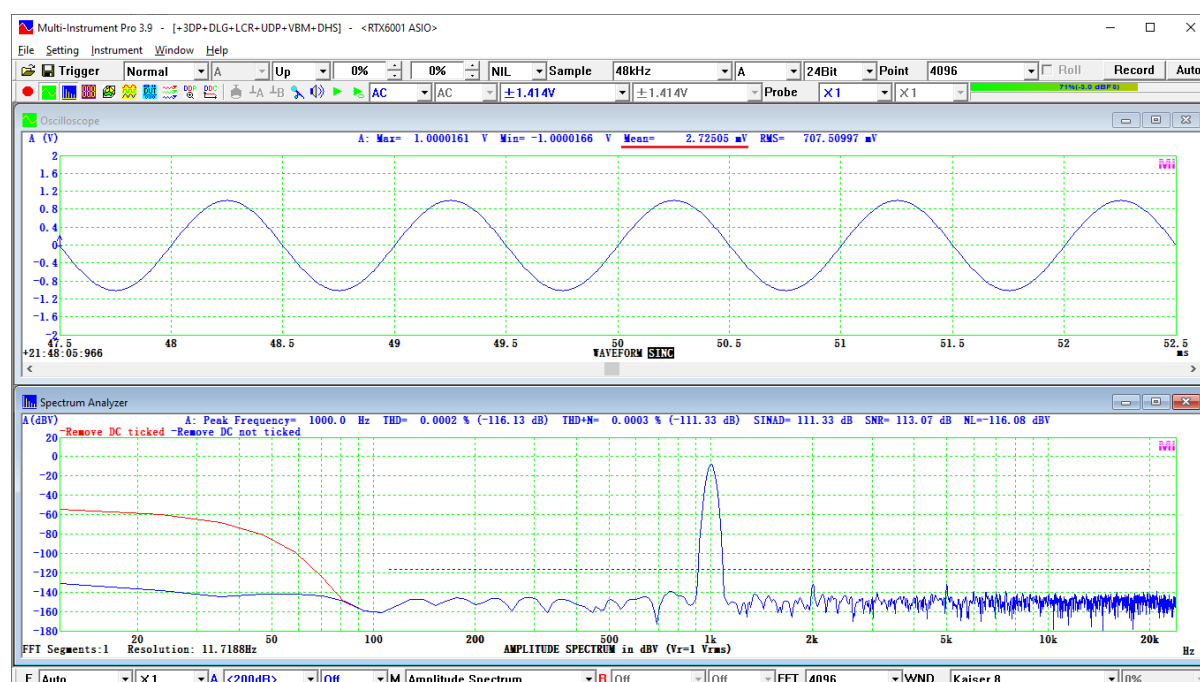


图 45 在勾选[频谱分析仪处理]>“除去直流”选项后有时仍然出现的直流分量

## 九、输入-输出线性度曲线

输出幅度随输入幅度变化曲线可从时域直观反映系统的线性度。它尤其适用于检查限幅器或压缩器，以及 ADC 和 DAC 在低幅度时的非线性情况。在前面的第 6.1.1~6.1.4 节中，采用了输入-输出的李萨茹图来反映输入与输出的传递特性。但是，该法采用的是正弦激励信号的瞬时输入输出值，受现实系统的频率响应限制，可能不会画出一条单值曲线。而本节采用的是正弦激励信号的输入输出幅度值。其测试方法是：输入某一频率的正弦波，然后步进扫幅，从与被测设备底噪水平相当的最低幅度到最高幅度，同时测量输出幅度，并作图。图 46 是通过 Multi-Instrument 的设备检测计划对 RTX6001 进行自环测试得到的。其 X 轴为指定的输出幅度，用 dBFS 表示 (0dBFS@1.414V)，从-130dBFS 到 0dBFS；而其 Y 轴为测得的信号幅度，用 dBV 表示，它是从时域测得的有效值 (DDP: RMS\_A(EU))，代表的是测得的信号总能量包括噪声，这解释了为什么从-115dBFS 到-130dBFS 这段曲线逐渐偏离线性区域而转向水平走向。它说明在信号幅度很小的时候，测得的信号中含有较大比例的噪声。在从-115 dBFS 到 0 dBFS，输入与输出幅度的关系基本上是线性的。

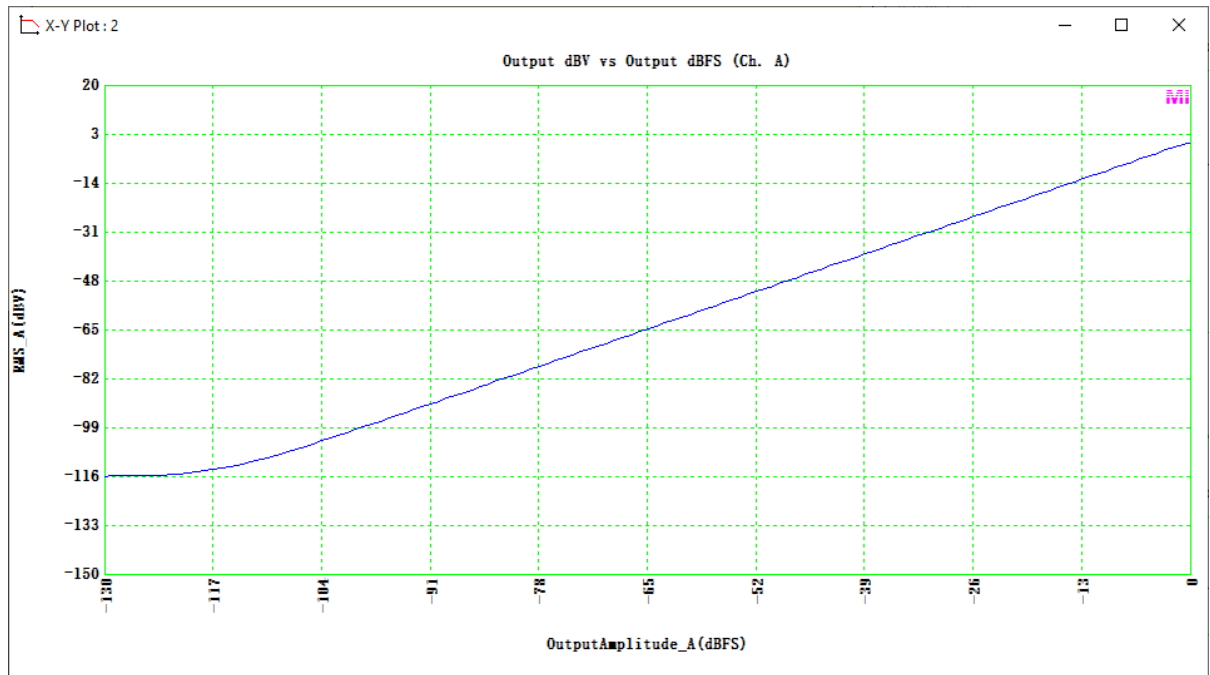


图 46 RTX6001 硬件自环测试：输入-输出线性度图（宽带法）

为了在此线性度测量中消除噪声的影响，输出信号的幅度可以从频域中提取，可采用基波 RMS 幅度值 (DDP: f1RMS\_A(EU))。此法相当于采用窄带滤波器来滤除几乎所有的宽带噪声。如图 47 所示，曲线从-130dBFS 到 0dBFS 几乎都是线性的。

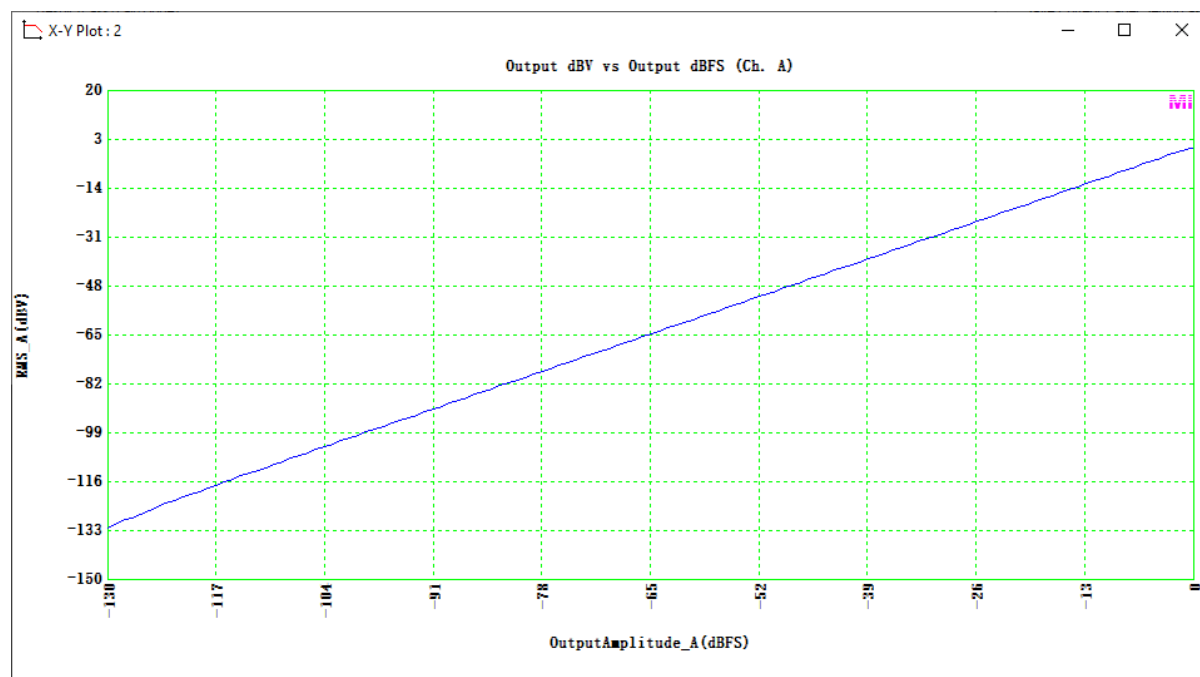


图 47 RTX6001 硬件自环测试：输入-输出线性度图（窄带法）



## 十、典型波形的实测 THD 与解析解对比

一些典型的波形，例如方波、三角波、锯齿波、矩形波的 THD 是可以通过解析法推得的。后面几节将把 Multi-Instrument 的测量结果与解析法的结果对比。信号发生器产生的测试信号通过软件自环的“iA=oA, iB=oB”模式送入示波器和频谱分析仪中分析。采样频率为 48 kHz，信号频率为 100 Hz，THD 计算的频率上限设置为 1/2 的采样频率，即 24kHz，以最大限度地将高次谐波计算在内，因为这些理想信号具有无穷多次谐波。这些对比显示，测量值与解析解完全一致。

### 10.1 方波

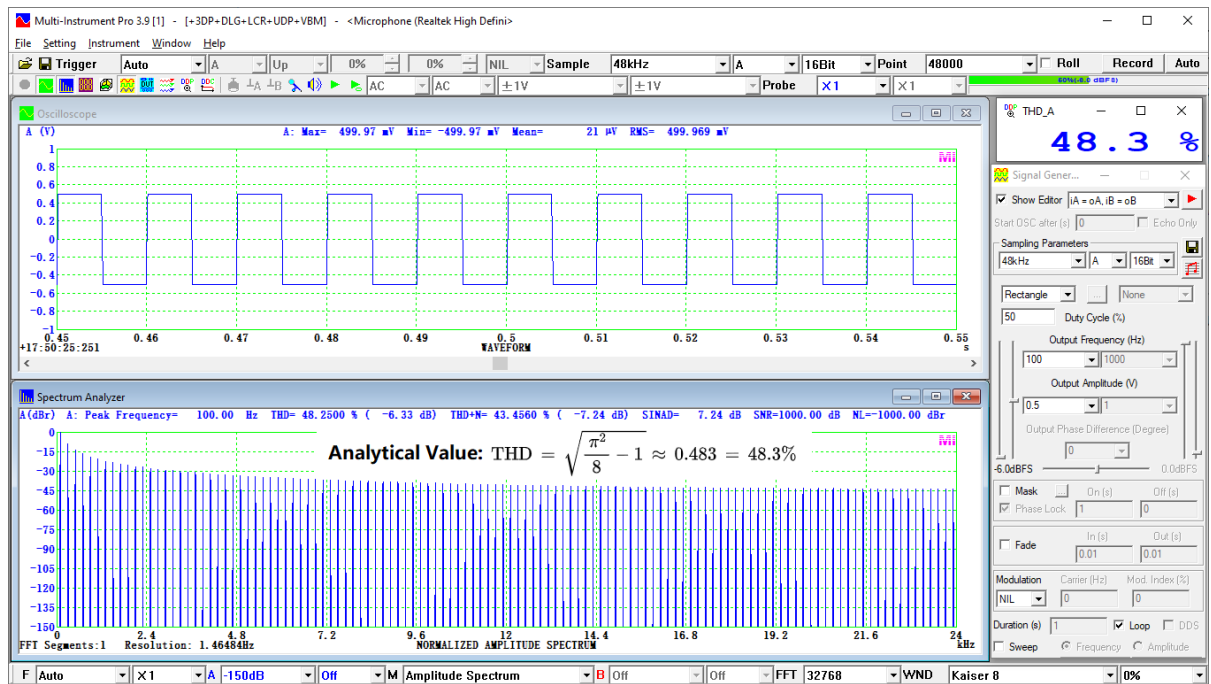


图 48 测得的方波的 THD 及其解析解

## 10.2 三角波

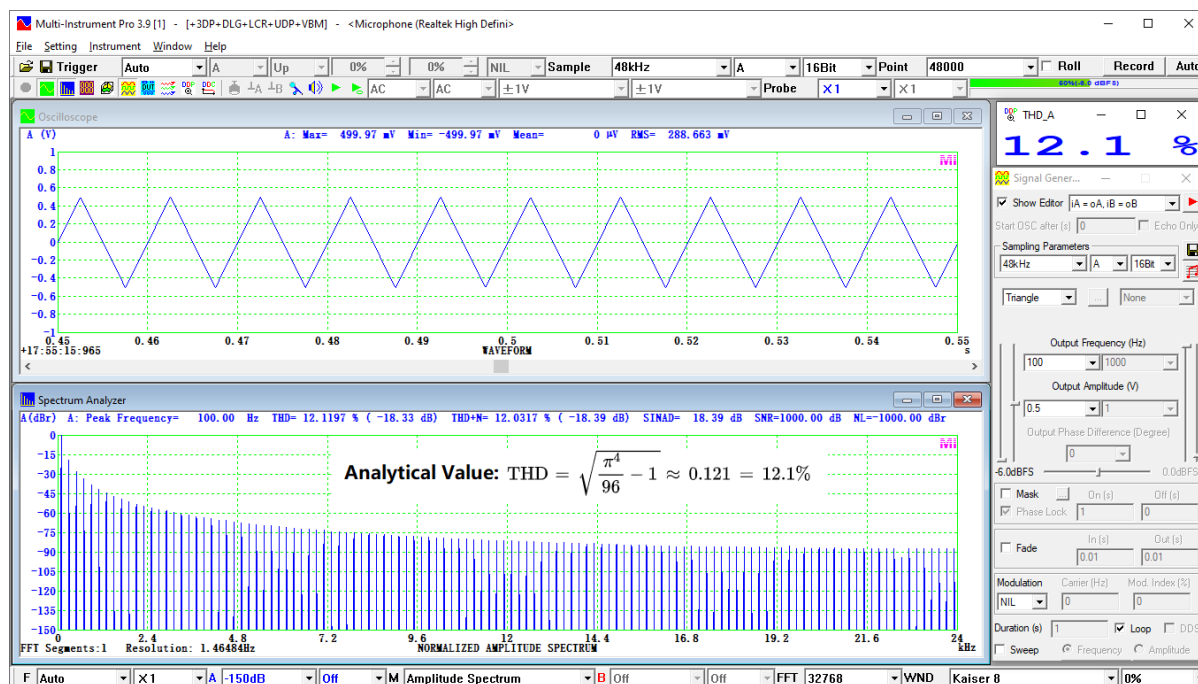


图 49 测得的三角波的 THD 及其解析解

## 10.3 锯齿波



图 50 测得的锯齿波的 THD 及其解析解

## 10.4 矩形波

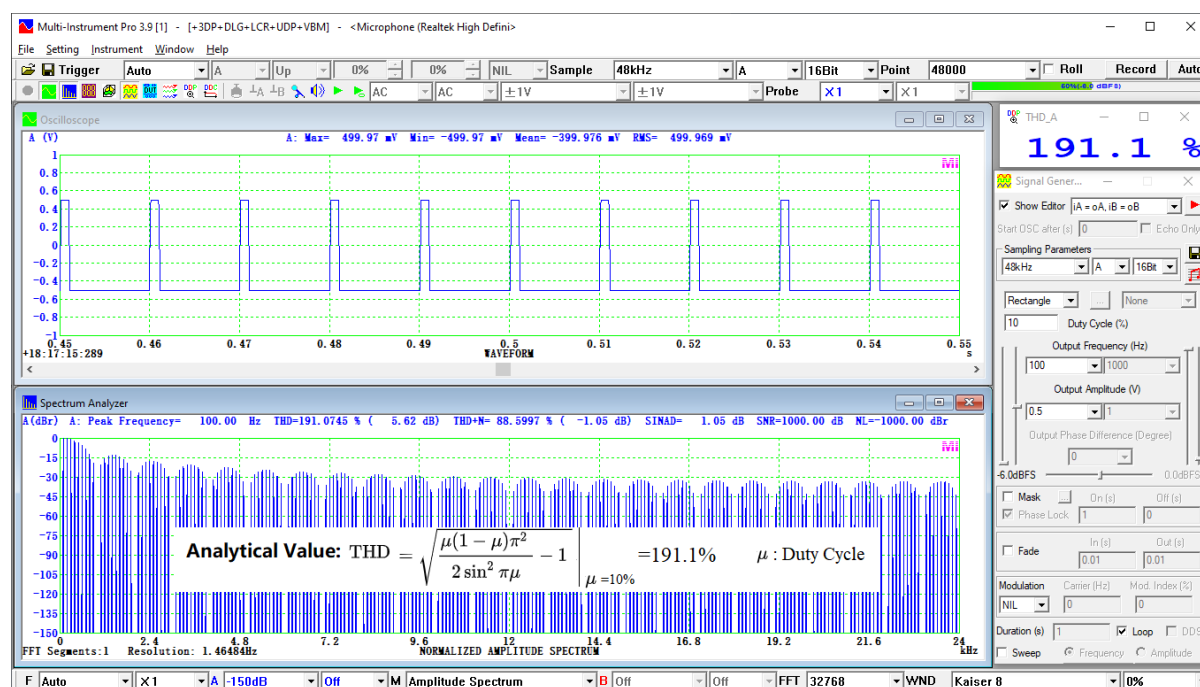


图 51 测得的矩形波（占空比=10%）的 THD 及其解析解

## 十一、总结

非线性失真之总谐波失真 (THD) 测试是最常见的非线性失真测试项目。由于目前的数采系统具有较高的动态范围, 利用数字信号处理技术测量谐波失真的方法大大优于传统的基于模拟滤波器的测量方法。谐波失真测量对精度要求非常高, 尤其在测量放大器的失真方面, 普通 8 位数字示波器所带的谱分析功能远远达不到要求。而 16 位或 24 位的声卡配以适当软件, 例如 Multi-Instrument, 反而在这方面提供了一个性价比极高的选择, 当然更专业的选择则是诸如 RME ADI-2 Pro FS、RTX6001 之类的音频接口。在设置采样和分析参数时, 应注意频谱泄漏和量化噪声对测量带来的负面影响。采用整周期采样或对采样数据加窗可避免或减小频谱泄漏, 而选择合适的采样频率与测试信号频率之比, 尤其是二者互为质数时, 可避免将量化噪声的能量汇聚到谐波失真频率上。软件自环是验证所设置的各项测量参数的正确性以及采用这些参数设置能达到的准确度的重要手段, 而硬件自环是验证所选用的测量仪器硬件的各项指标是否符合要求的重要手段。对谐波失真的残余波形的实时显示可通过具有线性相位的 FIR 数字滤波实现, 可将基波压制 179 分贝以上而几乎不对其他谐波造成任何影响, 其特性远超最高 120 分贝左右压制比且不是完全线性相位的模拟陷波器, 成为是调试放大器的利器。