

如何正确使用 Multi-Instrument (万用仪)测量 各种互调失真 (IMD、TD+N、DIM)

Rev. 02
2024.2.26

本文的目的是介绍如何正确使用 Multi-Instrument(万用仪)测量各种互调失真 (IMD、DIM、TD+N)。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	3
1.1 失真的分类	3
1.1.1 线性失真	3
1.1.2 非线性失真	3
1.1.2.1 谐波失真	3
1.1.2.2 非谐波失真	3
1.2 概述	3
二、双音互调失真 (IMD)	5
2.1 双音互调失真项	5
2.2 双音信号的合成频率 (或波形重复频率)	6
2.3 如何避免或减小频谱泄漏	6
2.4 如何避免将量化噪声误测为 IMD	7
2.5 SMPTE / DIN IMD (或 MOD IMD)	7
2.5.1 SMPTE IMD 软件自环和硬件自环测试	7
2.5.2 DIN IMD 软件自环和硬件自环测试	9
2.6 CCIF IMD (或 DFD IMD)	12
2.6.1 CCIF2 IMD 软件自环和硬件自环测试	12
2.6.2 CCIF3 IMD 软件自环和硬件自环测试	14
2.7 如何随机化量化噪声	17
2.7.1 微调测试频率	17
2.7.2 为测试信号添加抖动 (Dither)	19
2.8 声卡硬件自环测试例子	20
2.9 用仿真失真信号估计软件测量准确度	20
三、多音总失真及噪声 (TD+N)	23
3.1 多音信号的配置	23
3.2 多音信号的合成频率 (或波形重复频率)	23
3.3 最小频率间距和实际频率分辨率	24
3.4 软件自环和硬件自环测试	24
3.5 用仿真失真信号估计软件测量准确度	26
四、动态互调失真 (DIM) / 瞬态互调失真 (TIM)	28
4.1 DIM 测试信号的配置	29
4.2 DIM 测试信号的合成频率 (或波形重复频率)	31
4.3 软件自环和硬件自环测试	32
4.4 用仿真失真信号估计软件测量准确度	33

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。

有关谐波失真测量的详情请参考“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” (<https://www.virtins.com/doc/Measurement-of-Total-Harmonic-Distortion-and-Its-Related-Parameters-using-Multi-Instrument-ZHCHS.pdf>) 一文。

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。

1.2 概述

本文将介绍非谐波失真的测量，尤其是互调失真的测量。与谐波失真测量采用单频正弦波为测试信号不同，非谐波失真测量采用的是双音或多音信号 (Multi-Tone) 为测试信号。当向一个具有非线性失真的系统注入两个或两个以上的正弦信号时，由于这些信号之间的相互调制会产生出一系列与原信号不具备谐波关系的新的频率成分，这部分失真称为互调失真 IMD (Intermodulation Distortion)。目前有多种互调失真测量技术，本文将介绍双音互调失真 (IMD, 例如: SMPTE/DIN IMD、CCIF2 IMD、CCIF3 IMD)、多音总失真及噪声 (TD+N, Total Distortion Plus Noise) 和动态互调失真 (DIM, Dynamic Intermodulation Distortion)。

测量互调失真时，通常采用信号发生器向被测设备发出超低互调失真的测试信号，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

率分解为各基波功率、各次谐波功率、各次互调频率功率和噪声功率四大部分。如果有直流分量存在，通常滤掉而不用于计算，最后按互调失真的定义公式进行计算。

跟 THD 测量相似，测量互调失真时，也可通过软件自环 (Software Loopback) 来对各测试参数设置的正确性进行验证，以避免因错误设置造成的 FFT 假像和量化噪声频谱的聚集。测量仪器本身的性能可通过硬件自环 (Hardware Loopback) 来验证。关于软件自环和硬件自环的定义及细节请参考“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” (<https://www.virtins.com/doc/Measurement-of-Total-Harmonic-Distortion-and-Its-Related-Parameters-using-Multi-Instrument-ZHCHS.pdf>) 一文。

二、双音互调失真 (IMD)

双音互调失真 (Two-tone Intermodulation Distortion) 测试采用的测试信号含有两个通常无谐波关系的频率分量。常见的双音互调失真测试包括 SMPTE / DIN IMD、CCIF2 IMD、CCIF3 IMD。它们的不同之处在于所采用的双音激励成分和所需分析的互调失真项。这些测量模式的选择可通过右击 Multi-Instrument 中的频谱分析仪窗口中任意一点, 然后选择[频谱分析仪处理]> “参数测量” > “IMD” 来实现。

2.1 双音互调失真项

一个由两个频率 f_L 和 f_H 线性叠加而得的双音信号通过一个非线性系统时, 可产生无穷多个互调失真项, 可表示为: $mf_L \pm nf_H$, 其中 $f_L < f_H$, m 和 n 为正整数, $m+n$ 代表了该互调失真项的阶数。与谐波失真的产生相似, 互调失真的寄次项由设备非线性传递函数的对称部分引起, 而互调失真的偶次项则由非线性传递函数的非对称部分引起。

图 1 显示的是实测的一个系统的输出信号的频谱, 其激励信号为按幅度比 4: 1 线性叠加的 60Hz 和 7000Hz 双音测试信号。由图可见, 输出信号中包含有原来的基波 60Hz 和 7000Hz、它们各自的各次谐波、它们之间的互调失真项以及噪声。当 $f_L \ll f_H$ 时, 多数的 $mf_L \pm nf_H$, 看起来像围绕 nf_H 的边带。

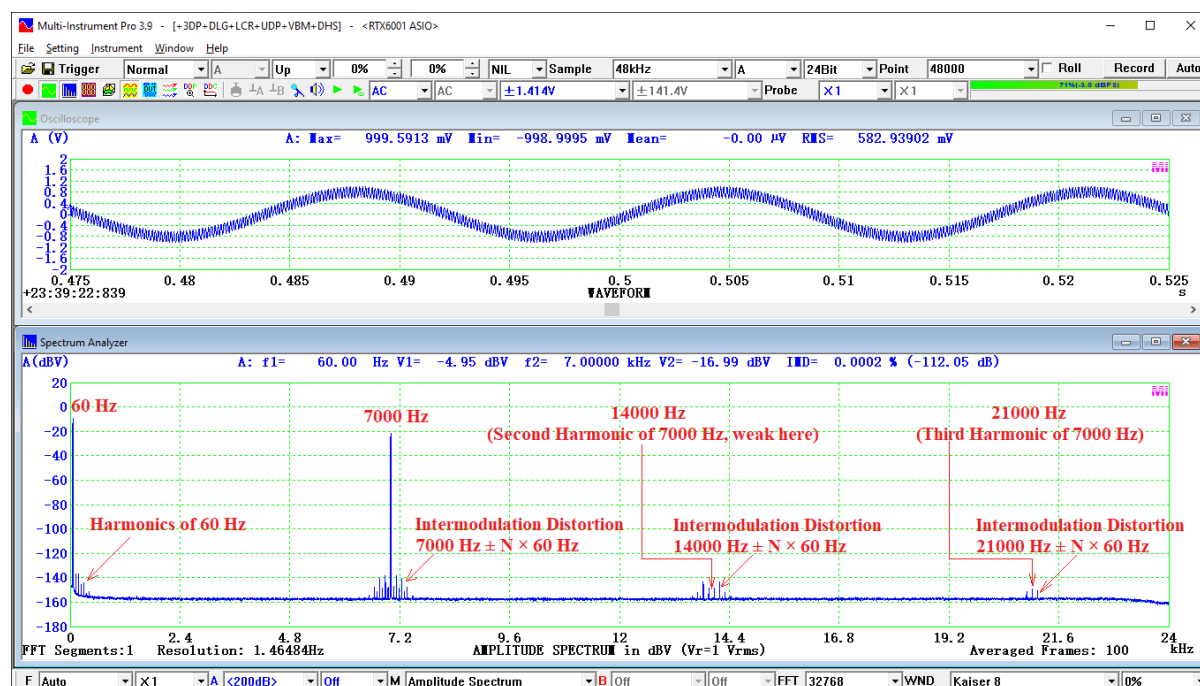


图 1 在幅度比为 4: 1 的 60Hz 和 7000Hz 双音信号激励下, 一个系统的输出信号频谱

2.2 双音信号的合成频率（或波形重复频率）

量化噪声频谱的汇聚或不均匀的分布是由它与信号频率或信号的合成频率（即：在信号不为正弦波时的波形重复频率）的相关引起的。如果双频为 f_L 和 f_H 的双音信号是周期性的，则其合成频率 f 满足下式：

$$\frac{1}{f} = \frac{N_L}{f_L} = \frac{N_H}{f_H}$$

就是说合成信号的周期为 f_L 周期的 N_L 倍且为 f_H 周期的 N_H 倍，其中 N_L 和 N_H 为互质整数（即它们之间的最大公约数为 1）且满足：

$$\frac{N_L}{N_H} = \frac{f_L}{f_H}$$

例如，SMPTE IMD 采用 $f_L=60\text{Hz}$, $f_H=7000\text{Hz}$, 则：

$$\frac{N_L}{N_H} = \frac{f_L}{f_H} = \frac{60}{7000} = \frac{3}{350}$$

故有 $N_L=3$, $N_H=350$, 则： $f=f_L/N_L=60/3=20\text{ Hz}$

同样地：

DIN IMD 采用 $f_L=250\text{Hz}$, $f_H=8000\text{Hz}$, 则 $N_L=1$, $N_H=32$, $f=250\text{ Hz}$

CCIF2 IMD 采用 $f_L=19000\text{Hz}$, $f_H=20000\text{Hz}$, 则 $N_L=19$, $N_H=20$, $f=1000\text{ Hz}$

CCIF3 IMD 采用 $f_L=13000\text{Hz}$, $f_H=14000\text{Hz}$, 则 $N_L=13$, $N_H=14$, $f=1000\text{ Hz}$

2.3 如何避免或减小频谱泄漏

与 THD 测量相似，IMD 测量同样对频谱泄漏非常敏感。为了避免频谱泄漏，一个 FFT 数据段必须包含整数个信号周期，以数学方式表达为：

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

满足上式的采样称为整周期采样。这里的 FFT 点数必须为 2 的幂。SMPTE IMD、DIN IMD、CCIF2 IMD 和 CCIF3 IMD 的测试信号的合成频率分别为 20Hz、250Hz、1000Hz 和 1000Hz。以常用的采样频率 44.1kHz、48kHz、50kHz、96kHz、100kHz、192kHz、200kHz 等来看，几乎无法实现整周期采样。因此频谱泄漏无法避免，必须采用窗函数来抑制它。对于 IMD 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

2.4 如何避免将量化噪声误测为 IMD

当采集一个频率为 f 的周期信号时，量化噪声将汇聚到以采样频率 f_s 和信号频率 f 的最大公约数 f_{gcf} 为基频的基波和谐波频率上。 f_{gcf} 越小，量化噪声越分散，越接近白噪声。当 f_{gcf} 较大时，只需略微改动一下双音的频率，使它们不太相约或不相约，就能最小化其合成频率 f ，从而更有机会最小化 f_{gcf} 。量化噪声对互调失真测量的影响将在后面几节针对不同的 IMD 定义具体分析。

2.5 SMPTE / DIN IMD （或 MOD IMD）

SMPTE/DIN IMD 是最常见的 IMD 测量。SMPTE RP120—1983 标准和 DIN 45403 标准相似。两者都规定采用双正弦测试信号，由一个幅度较大的低频信号和一个幅度为前者的 1/4 的高频信号线性混合。SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers) 定义的是 60Hz 和 7kHz 按幅度比 4:1 混合；而 DIN (Deutsches Institut für Normung) 定义了多种双频率组合，其中最常见的是 250Hz 和 8kHz。此类 IMD 定义为边带功率与高频信号功率之比的开方，以百分比或 dB 表示。传统上，SMPTE / DIN IMD 是通过模拟调幅解调技术来测量的。测得的 IMD 包含了通带内的噪声。若采用 FFT，则可容易地测得各互调失真项。MOD IMD (Modulation IMD) 就采用此法来减小噪声的影响。MOD IMD 计算中所采用的边带为： $f_H - f_L$ 、 $f_H + f_L$ 、 $f_H - 2f_L$ 、 $f_H + 2f_L$ ，其中 f_H 和 f_L 分别为测试信号中的高频频率和低频频率。在 Multi-Instrument 中，其计算公式如下：

$$\text{MOD IMD} = \frac{\sqrt{(V_{f_H-f_L} + V_{f_H+f_L})^2 + (V_{f_H-2f_L} + V_{f_H+2f_L})^2}}{V_{f_H}} \times 100\%$$

其中 V_x 为频率分量 x 的 RMS 幅度。

如果以 dB 表示则： $(\text{MOD IMD})_{\text{dB}} = 20\log_{10}(\text{MOD IMD})$

比如 $\text{MOD IMD} = 0.0001\%$ ，则 $(\text{MOD IMD})_{\text{dB}} = -120 \text{ dB}$ 。

2.5.1 SMPTE IMD 软件自环和硬件自环测试

SMPTE IMD 测试信号可通过 Multi-Instrument 软件的信号发生器的多音合成功能产生，其配置如下：

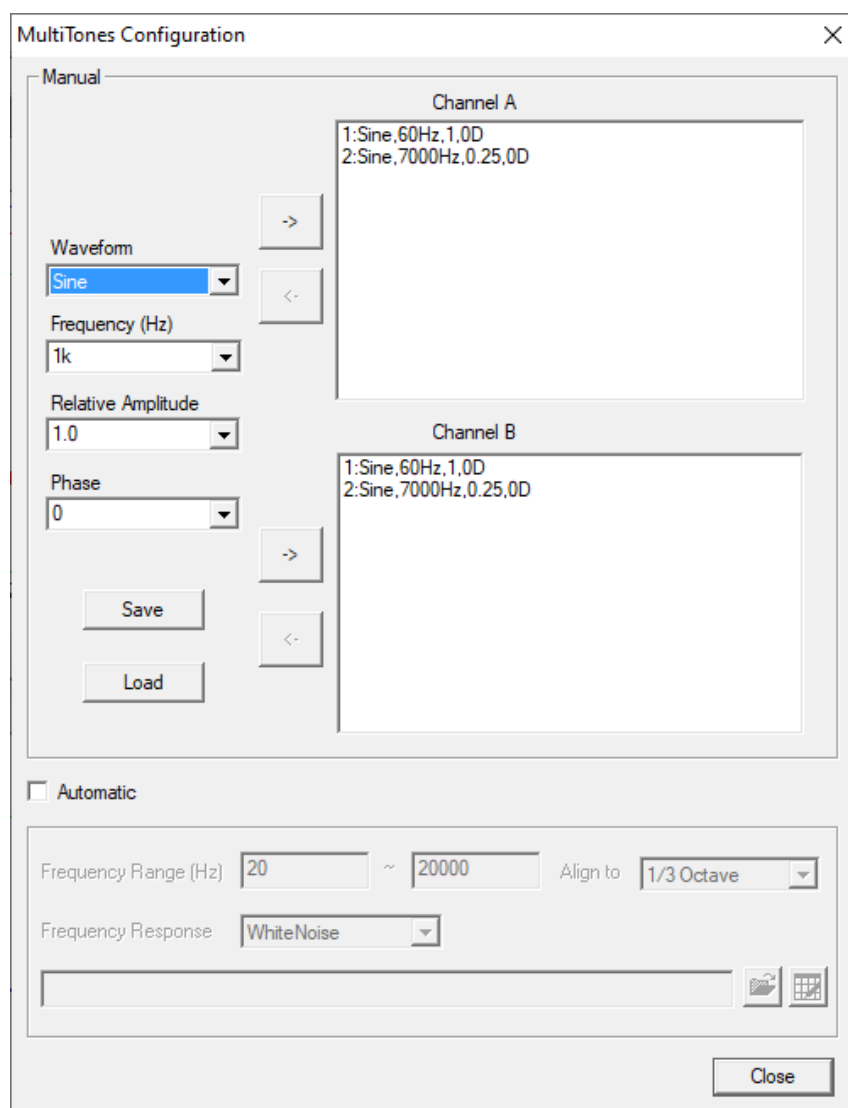


图 2 SMPTE IMD 测试信号的配置

图 3 是 24 位 SMPTE IMD 软件自环测试的结果。理想的测试信号是通过 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] = 60Hz + 7000Hz（幅度比 4: 1），[FFT 点数] = 32768，[采样位数] = 24，[窗函数] = Kaiser 8。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（注意：即使在补零的情况下，Multi-Instrument 也能准确测得 IMD）。SMPTE IMD 计算所采用的边带为：6880Hz、6940Hz、7060Hz 和 7120Hz。测得的 SMPTE IMD 为 0.0000100% (-140.03dB)。如前所述，标准的 SMPTE IMD 测试信号的合成频率为 20Hz，与采样频率 48000Hz 的最大公约数也为 20Hz，因此量化噪声能量将全部聚集到 20Hz 及其谐波频率上。由于 20Hz 的频率间隔很小，所以量化噪声在频率轴上的分散度很高，仅仅有极少部分落入 SMPTE IMD 计算所用的边带里。此测试表明对于任何实际 SMPTE IMD 测量，软件残余的 SMPTE IMD 极小，可忽略不计。

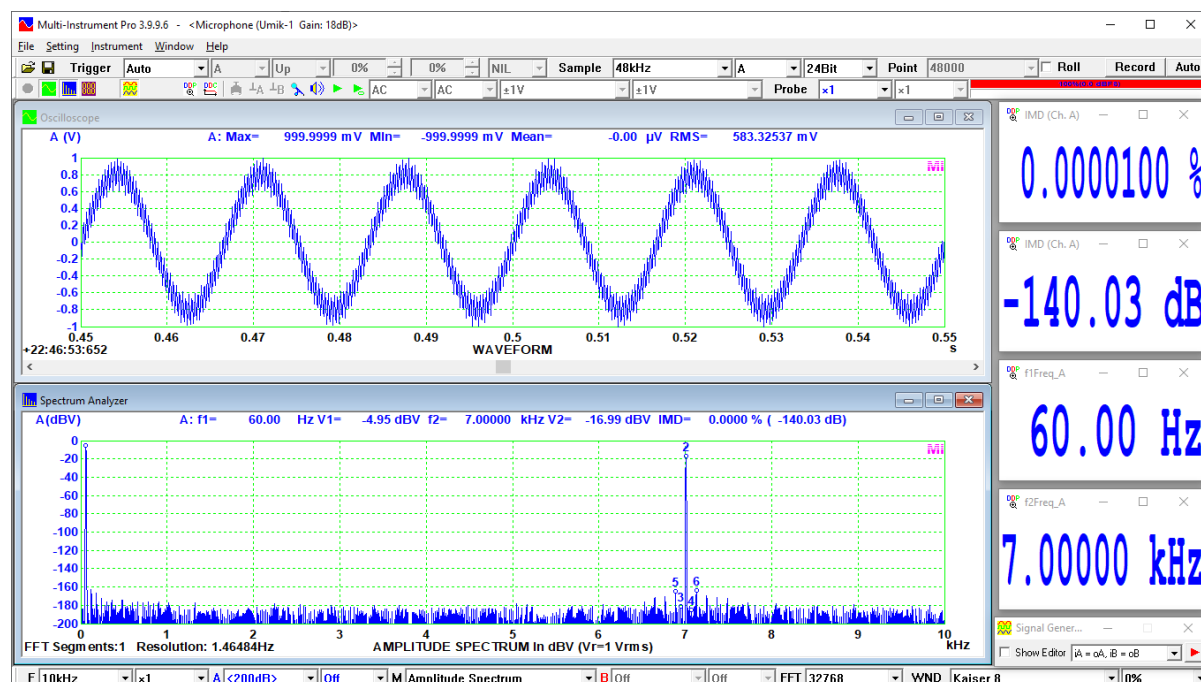


图 3 SMPTE IMD 软件自环测试

图 4 是音频分析仪 RTX6001 的 SMPTE IMD 硬件自环测试结果。测得的 SMPTE IMD 为 0.0002239%(-113.00 dB)

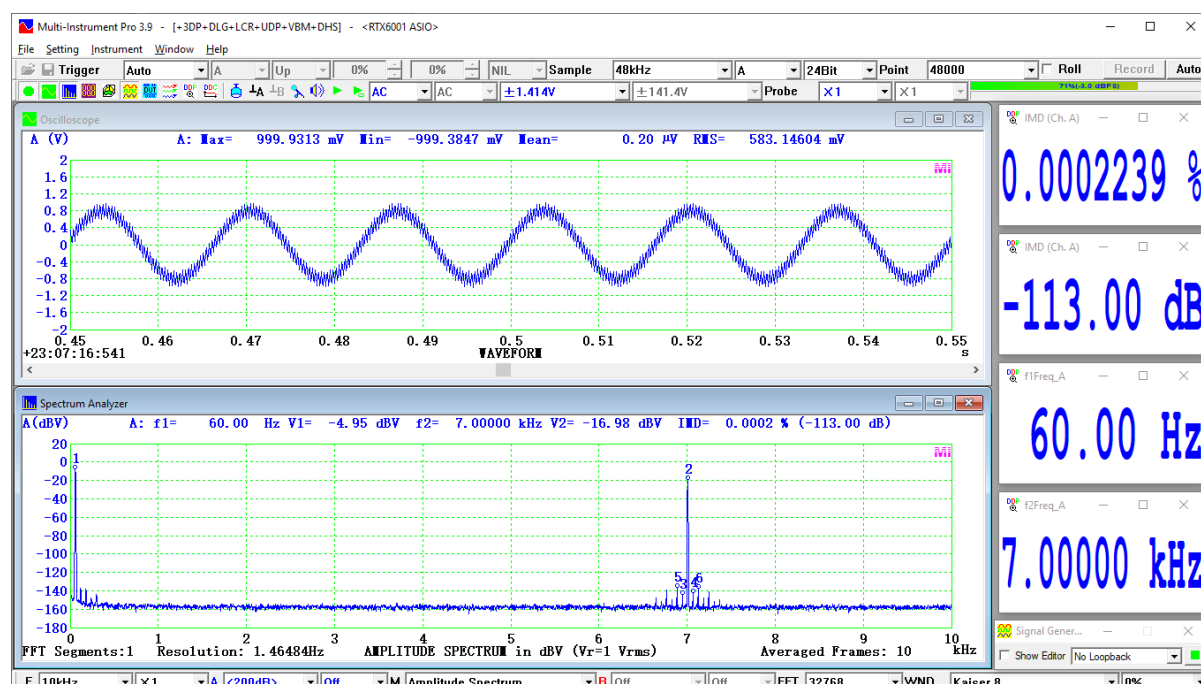


图 4 SMPTE IMD 硬件自环测试 (RTX6001)

2.5.2 DIN IMD 软件自环和硬件自环测试

DIN IMD 测试信号可通过 Multi-Instrument 软件的信号发生器的多音合成功能产生，其配置如下：

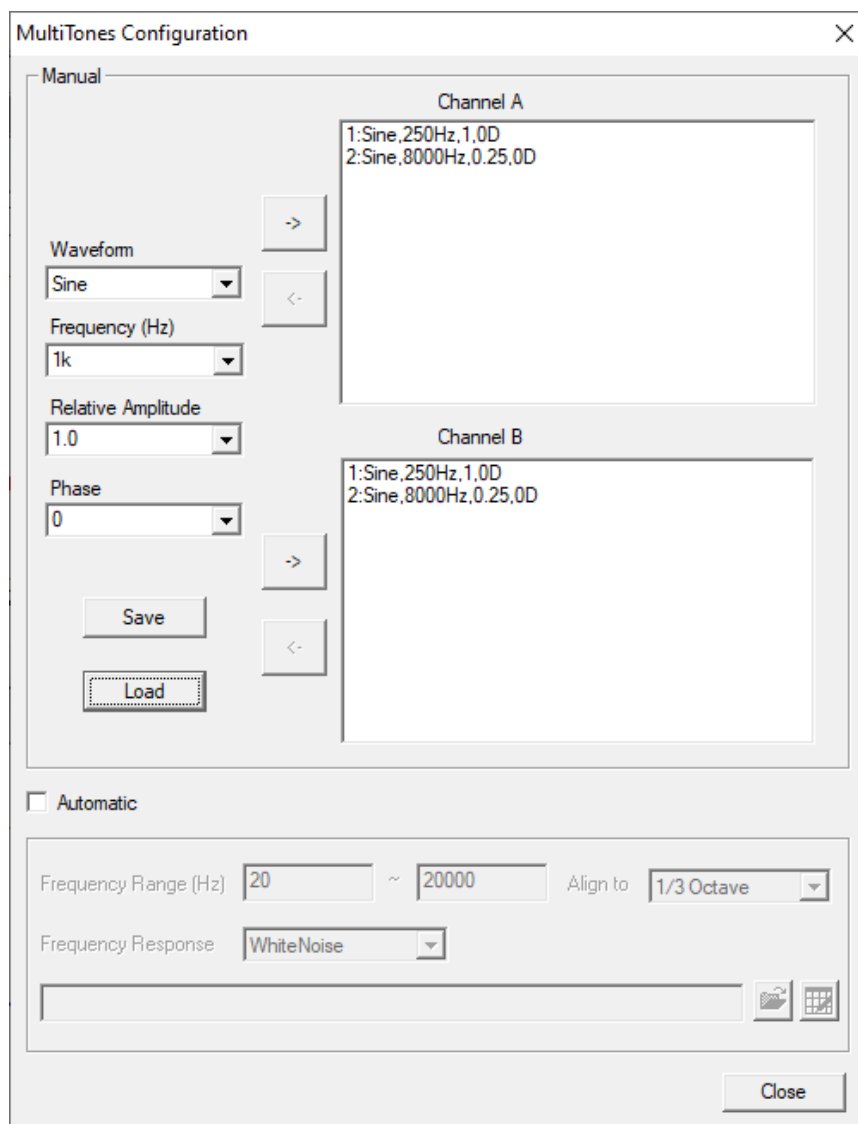


图 5 DIN IMD 测试信号的配置

图 6 是 24 位 DIN IMD 软件自环测试的结果。理想的测试信号是通过 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] = 250Hz +8000Hz（幅度比 4: 1），[FFT 点数] = 32768, [采样位数] = 24, [窗函数] = Kaiser 8。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。DIN IMD 计算所采用的边带为：7500Hz、7750Hz、8250Hz 和 8500Hz。测得的 DIN IMD 为 0.0000105% (-139.59 dB)。如前所述，标准的 DIN IMD 测试信号的合成频率为 250Hz，与采样频率 48000Hz 的最大公约数也为 250Hz，因此量化噪声能量将全部聚集到 250Hz 及其谐波频率上。由于 250Hz 的频率间隔不算太小，所以沿着频率轴可清楚看到间隔为 250Hz 的离散谱峰。有少部分量化噪声能量落入 DIN IMD 计算所用的边带里。尽管如此，此测试表明对于任何实际 DIN IMD 测量，软件残余的 DIN IMD 足够小，而且硬件中的噪声通常足以将 24 位量化噪声随机化，如图 7 所示。

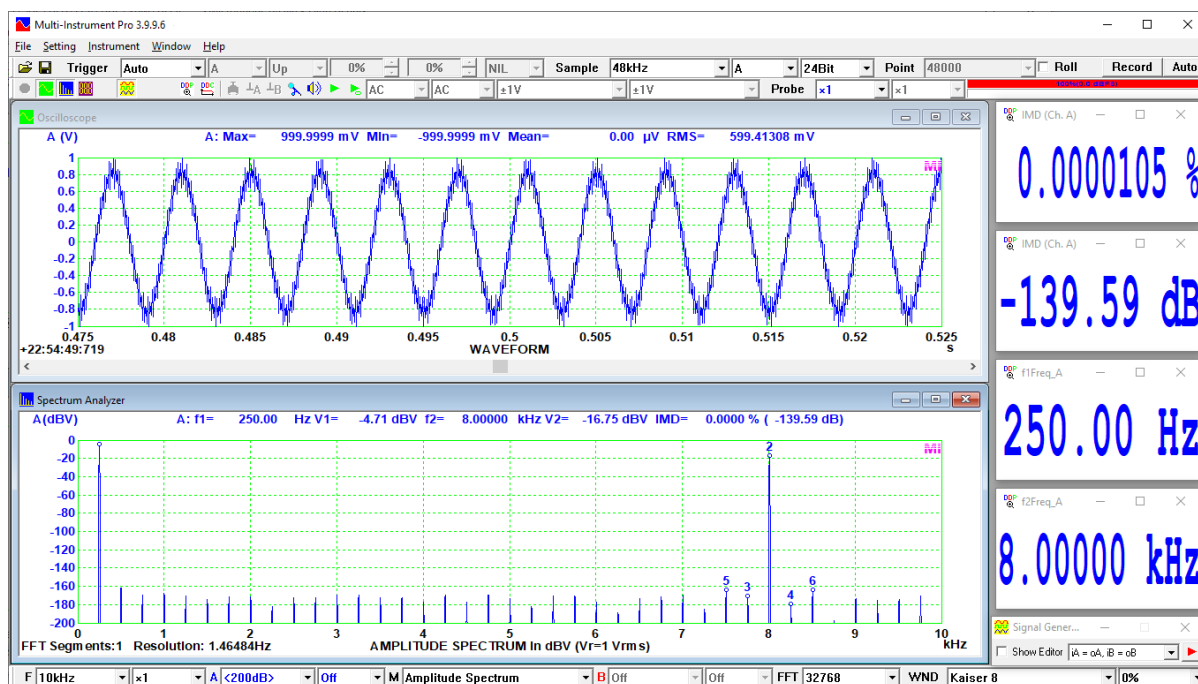


图 6 DIN IMD 软件自环测试

图 7 是音频分析仪 RTX6001 的 DIN IMD 硬件自环测试结果。测得的 DIN IMD 为 0.0002164%(-113.29 dB)。

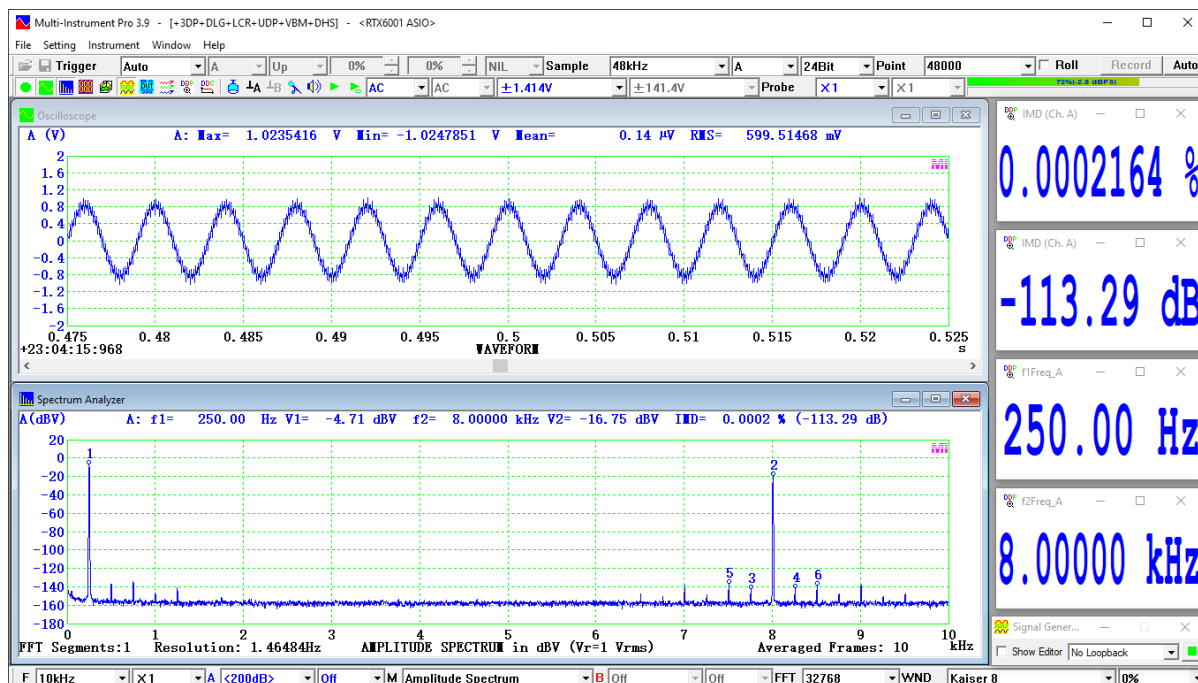


图 7 DIN IMD 硬件自环测试 (RTX6001)

2.6 CCIF IMD (或 DFD IMD)

CCIF IMD, 或称为差频失真 (DFD, Difference Frequency Distortion) 是另外一种常见的 IMD 测量, 在 IEC60118 和 IEC60268 中有描述。它采用两个频率相近的等幅信号线性混合来作为测试信号。此类 IMD 定义为互调失真部分的功率与两个信号源有效值之和的平方之比的开方, 以百分比或 dB 表示。它可进一步细分为两类: CCIF2 IMD 和 CCIF3 IMD。由于所采用的双频的频率较高, 它们合成的波形有较陡的坡度, CCIF IMD 对观察随频率升高而升高的非线性失真非常有用, 例如由上升速率不够导致的失真。由于 CCIF IMD 的很多失真能量都包含在低于或靠近其激励频率的互调失真项中, 它常用于测量有带宽限制的设备的非线性失真。对于这类设备不适合采用高频正弦激励来测量其谐波失真, 因为是谐波频率超过了其带宽。

2.6.1 CCIF2 IMD 软件自环和硬件自环测试

CCIF2 IMD 通常采用的双频组合为 19kHz 和 20kHz, 互调失真部分的功率只考虑 $f_H - f_L$, 即: 只用到了低频的二阶分量, 因此它不适合测量关于零点对称的非线性传递函数的失真。在 Multi-Instrument 中, 其计算公式如下:

$$\text{CCIF2 IMD} = \frac{V_{f_H - f_L}}{V_{f_L} + V_{f_H}} \times 100\%$$

其中 V_x 为频率分量 x 的 RMS 幅度。

如果以 dB 表示则: $(\text{CCIF2 IMD})_{\text{dB}} = 20\log_{10}(\text{CCIF2 IMD})$

比如 $\text{CCIF2 IMD} = 0.0001\%$, 则 $(\text{CCIF2 IMD})_{\text{dB}} = -120 \text{ dB}$ 。

CCIF2 IMD 测试信号可通过 Multi-Instrument 软件的信号发生器的多音合成功能产生, 其配置如下:

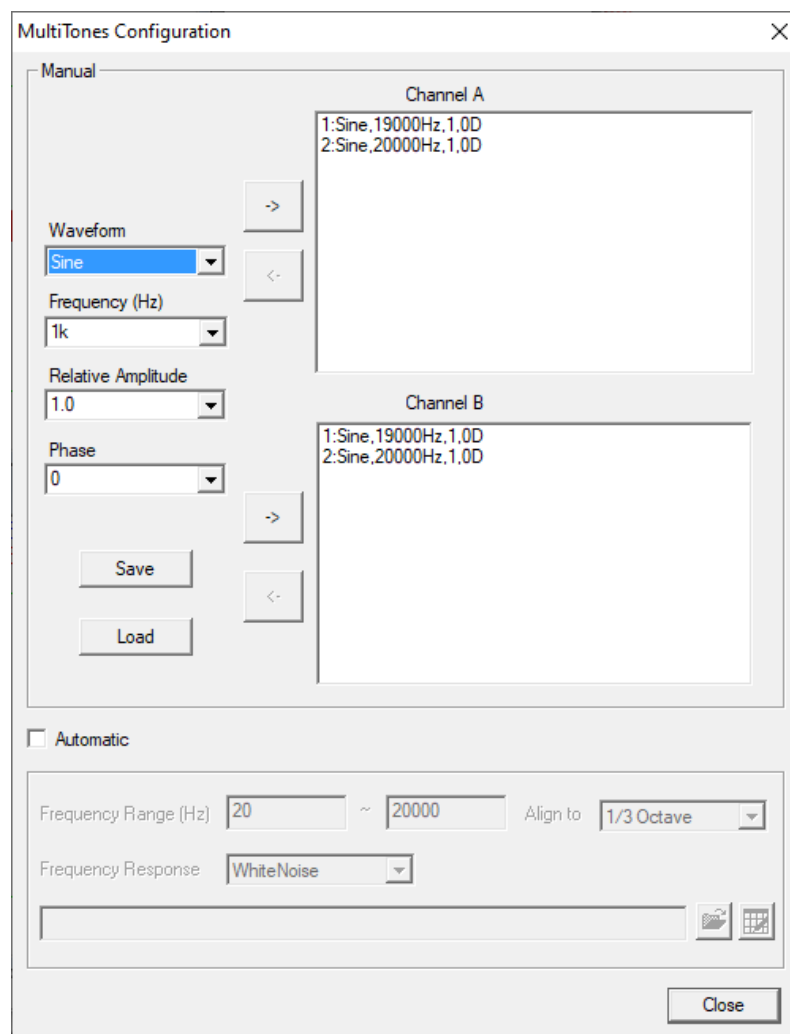


图 8 CCIF2 IMD 测试信号的配置

图 9 是 24 位 CCIF2 IMD 软件自环测试的结果。理想的测试信号是通过 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] = 19000Hz + 20000Hz（幅度比 1: 1），[FFT 点数] = 32768，[采样位数] = 24，[窗函数] = Kaiser 8。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。CCIF2 IMD 计算所采用的互调失真项只有 1000Hz。测得的 CCIF2 IMD 为 0.0000004% (-169.01 dB)。如前所述，标准的 CCIF2 IMD 测试信号的合成频率为 1000Hz，与采样频率 48000Hz 的最大公约数也为 1000Hz，因此量化噪声能量将全部聚集到 1000Hz 及其谐波频率上。由于 1000Hz 的频率间隔较大，所以沿着频率轴可清楚看到间隔为 1000Hz 的离散谱峰。有部分量化噪声能量落入 CCIF2 IMD 的计算所用的边带里。尽管如此，此测试表明对于任何实际 CCIF2 IMD 测量，软件残余的 CCIF2 IMD 足够小，而且硬件中的噪声通常足以将 24 位量化噪声随机化，如图 10 所示。

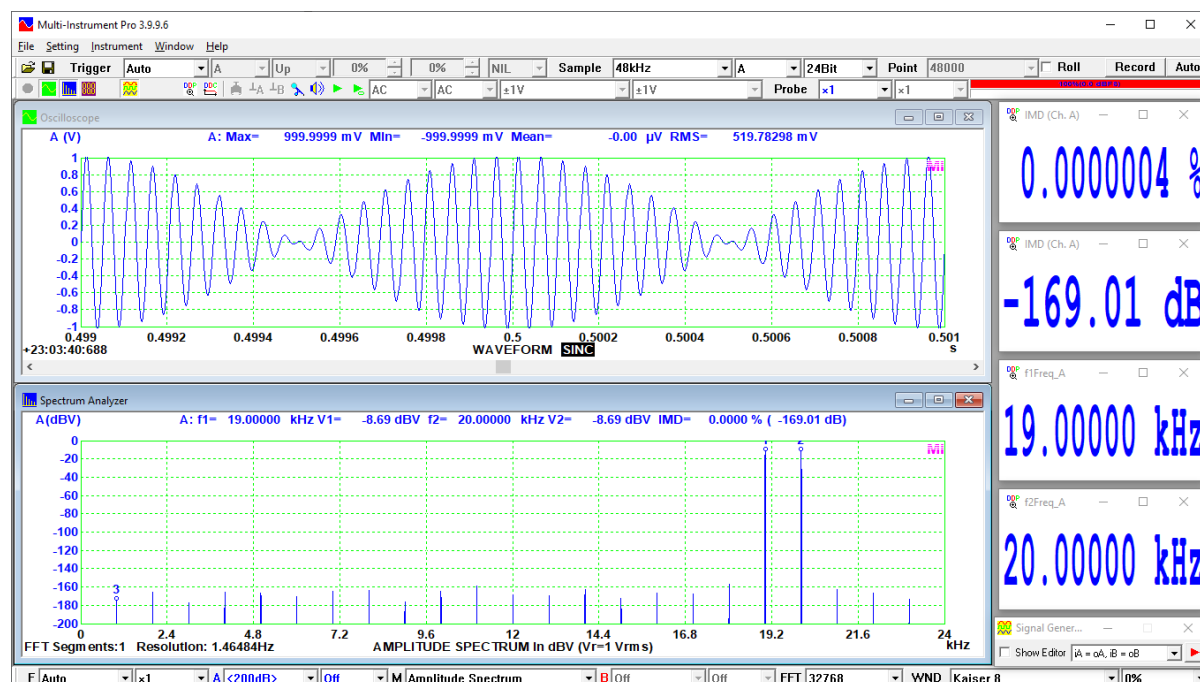


图 9 CCIF2 IMD 软件自环测试

图 10 是音频分析仪 RTX6001 的 CCIF2 IMD 硬件自环测试结果。测得的 CCIF2 IMD 为 0.0000568%(-124.91 dB)。

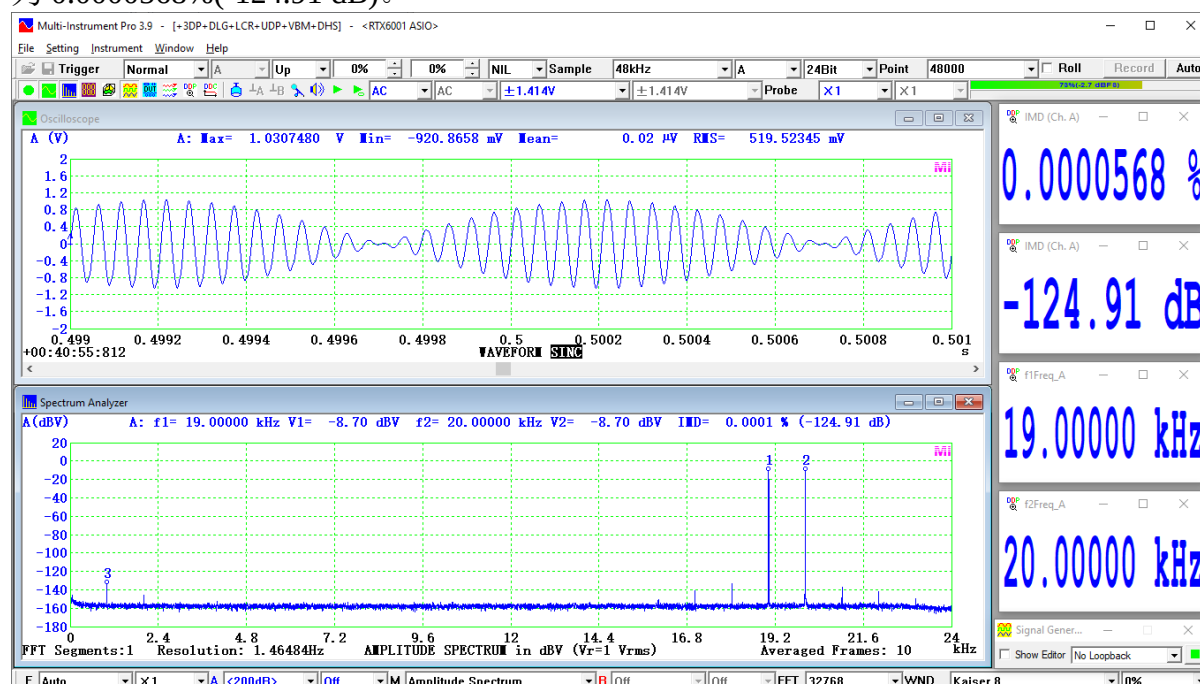


图 10 CCIF2 IMD 硬件自环测试 (RTX6001)

2.6.2 CCIF3 IMD 软件自环和硬件自环测试

CCIF3 IMD 通常采用的双频组合为 13kHz 和 14kHz、14kHz 和 15kHz、或 15kHz 和 16kHz。互调失真部分的功率只考虑 $f_H - f_L$ 、 $2f_L - f_H$ 、 $2f_H - f_L$ ，即：最高用到了第三阶分量。在 Multi-Instrument 中，其计算公式如下：

$$\text{CCIF3 IMD} = \frac{\sqrt{V_{f_H-f_L}^2 + (V_{2f_L-f_H} + V_{2f_H-f_L})^2}}{V_{f_L} + V_{f_H}} \times 100\%$$

其中 V_x 为频率分量 x 的 RMS 幅度。

如果以 dB 表示则: $(\text{CCIF3 IMD})_{\text{dB}} = 20\log_{10}(\text{CCIF3 IMD})$

比如 $\text{CCIF3 IMD} = 0.0001\%$, 则 $(\text{CCIF3 IMD})_{\text{dB}} = -120 \text{ dB}$ 。

CCIF3 IMD 测试信号可通过 Multi-Instrument 软件的信号发生器的多音合成功能产生, 其配置如下:

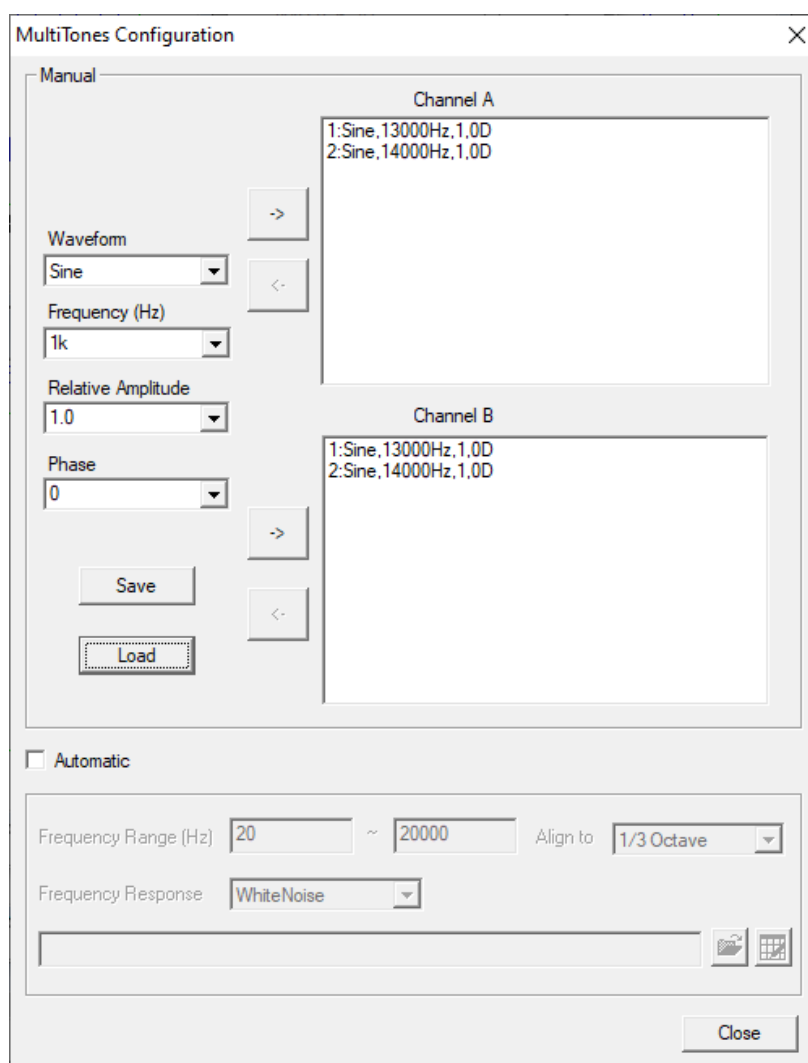


图 11 CCIF3 IMD 测试信号的配置

图 12 是 24 位 CCIF3 IMD 软件自环测试的结果。理想的测试信号是通过 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] = 13000Hz + 14000Hz (幅度比 1: 1), [FFT 点数] = 32768, [采样位数] = 24, [窗函数] = Kaiser 8。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。CCIF3 IMD 计算所采用的互调失真项为 1000Hz、12000Hz、15000Hz。测得的 CCIF3 IMD 为 0.0000028% (-151.17 dB)。如前所述, 标准的 CCIF3 IMD 测试信号的合成频率为 1000Hz, 与采样频率 48000Hz 的最大公约数也为 1000Hz, 因此量化噪声能量将全部聚集到 1000Hz 及其谐波频率上。由于 1000Hz 的频率间隔较大, 所以沿着频率轴可清楚看到间隔为 1000Hz 的离散谱峰。有部分量化噪声能量落入 CCIF3 IMD 计算所用的边带里。尽管如此, 此测试表明对于任何实际 CCIF3 IMD 测量, 软件残余的 CCIF3 IMD 足够小, 而且硬件中的噪声通常足以将 24 位量化噪声随机化, 如图 13 所示。

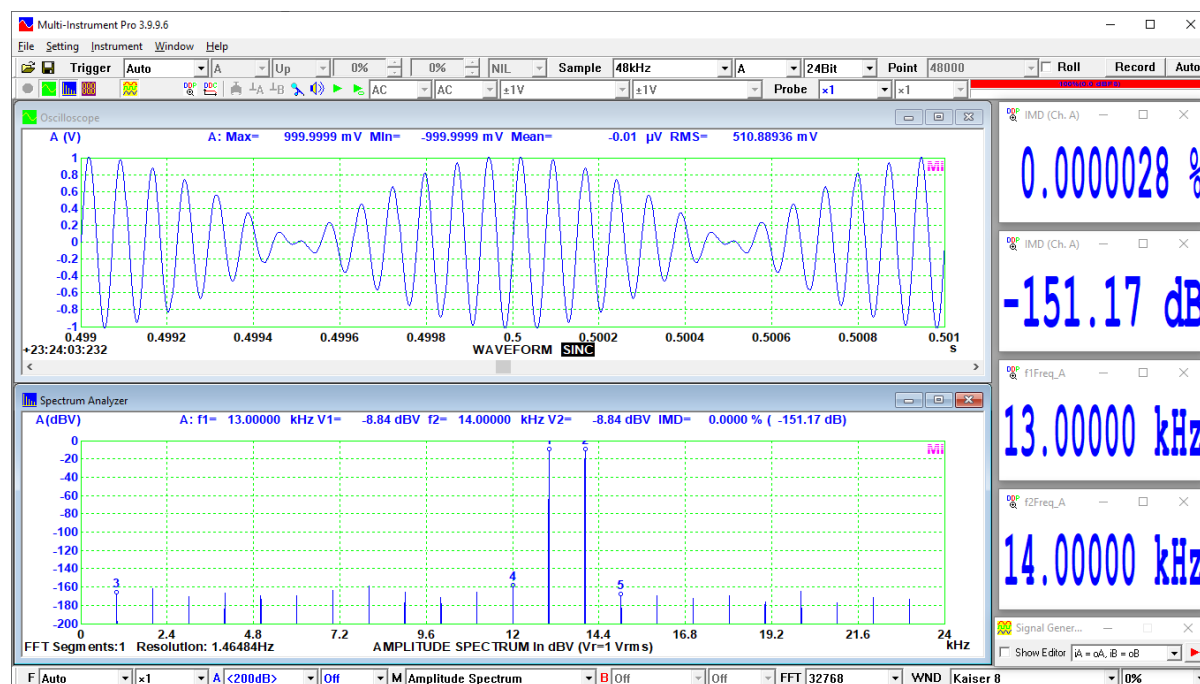


图 12 CCIF3 IMD 软件自环测试

图 13 是音频分析仪 RTX6001 的 CCIF3 IMD 硬件自环测试结果。测得的 CCIF3 IMD 为 0.000086% (-121.31 dB)。

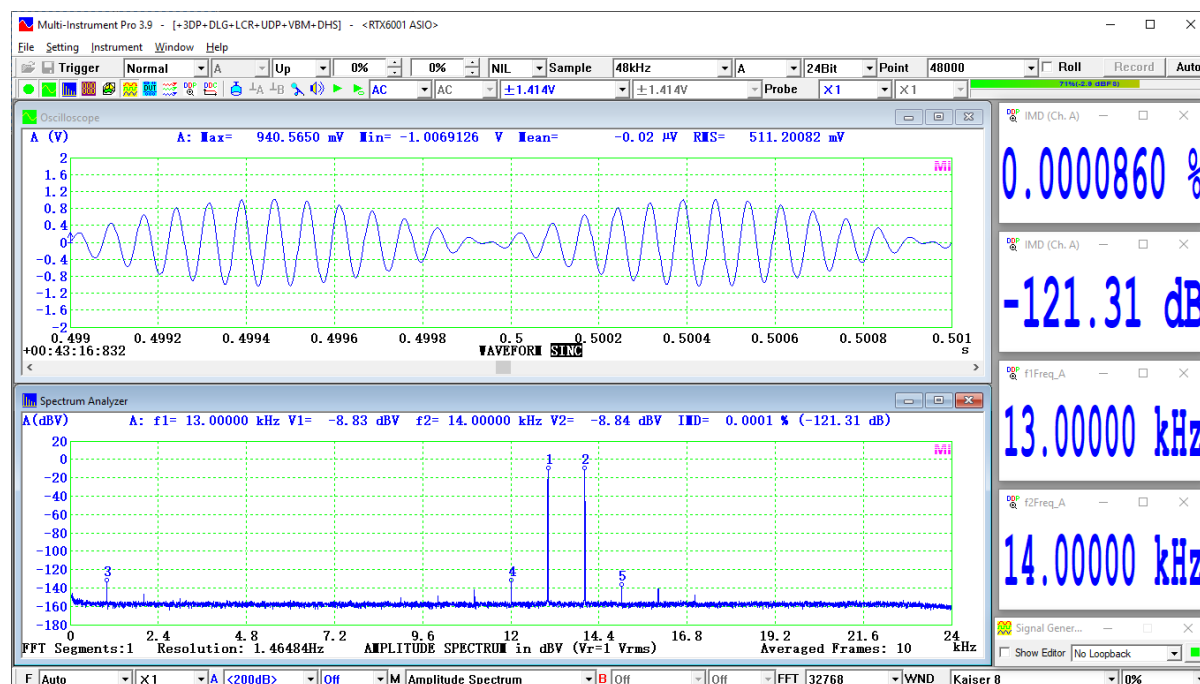


图 13 CCIF3 IMD 硬件自环测试 (RTX6001)

2.7 如何随机化量化噪声

2.7.1 微调测试频率

如前所述，在绝大多数实际测量中，由于 24 位量化噪声与双音合成频率相关而导致的 IMD 测量误差可以忽略不计，因为硬件中存在的噪声通常能添加足够的抖动来随机化量化噪声。但这个结论不一定适用于 16 位或 8 位数据采集的情况。

图 14 是 8 位 DIN IMD 软件自环测试的结果。采用的激励双频为 250Hz 和 8000Hz。测得的 DIN IMD 为 0.3588181% (-48.90 dB)。

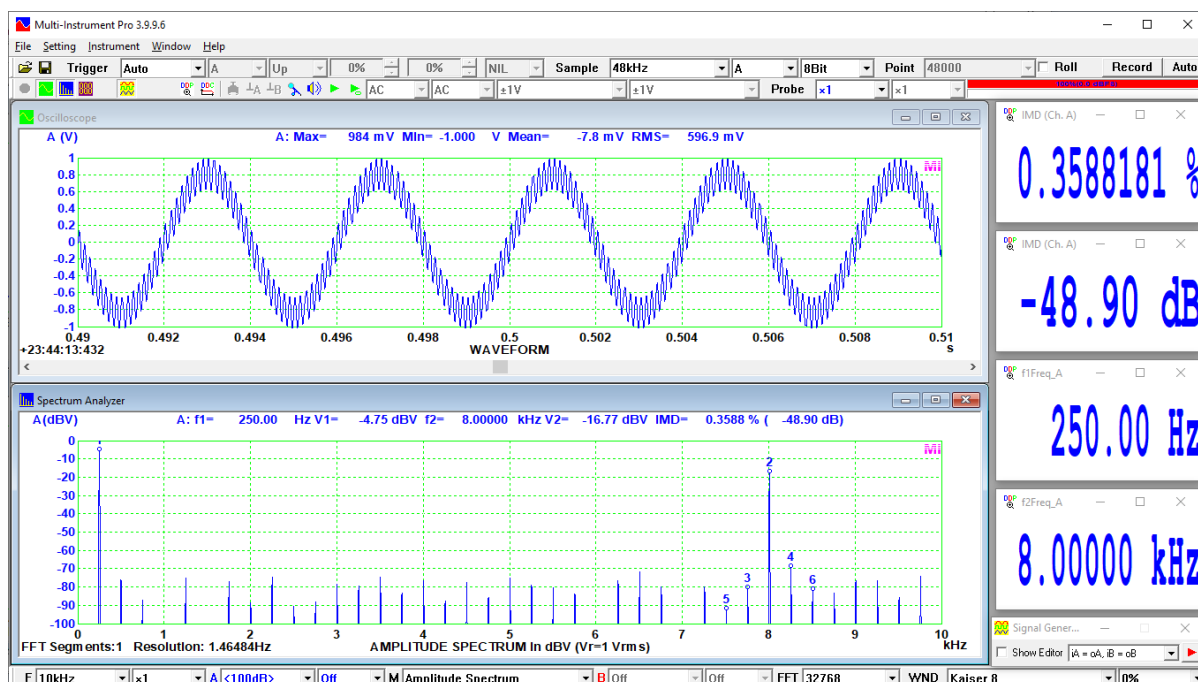


图 14 DIN IMD 软件自环测试 (250Hz 和 8000Hz, 8 位)

如果将激励频率中的 8000Hz 改为 8001Hz, 则这两个频率 250Hz 和 8001Hz 变为互质关系, 其合成频率为 1Hz, 与采样频率 48000Hz 之间的最大公约数 f_{gcf} 也为 1Hz, 这将使量化噪声大大分散, 如图 15 所示。测得的 DIN IMD 为 0.1500046% (-56.48 dB), 比图 14 中的低大约 8dB。

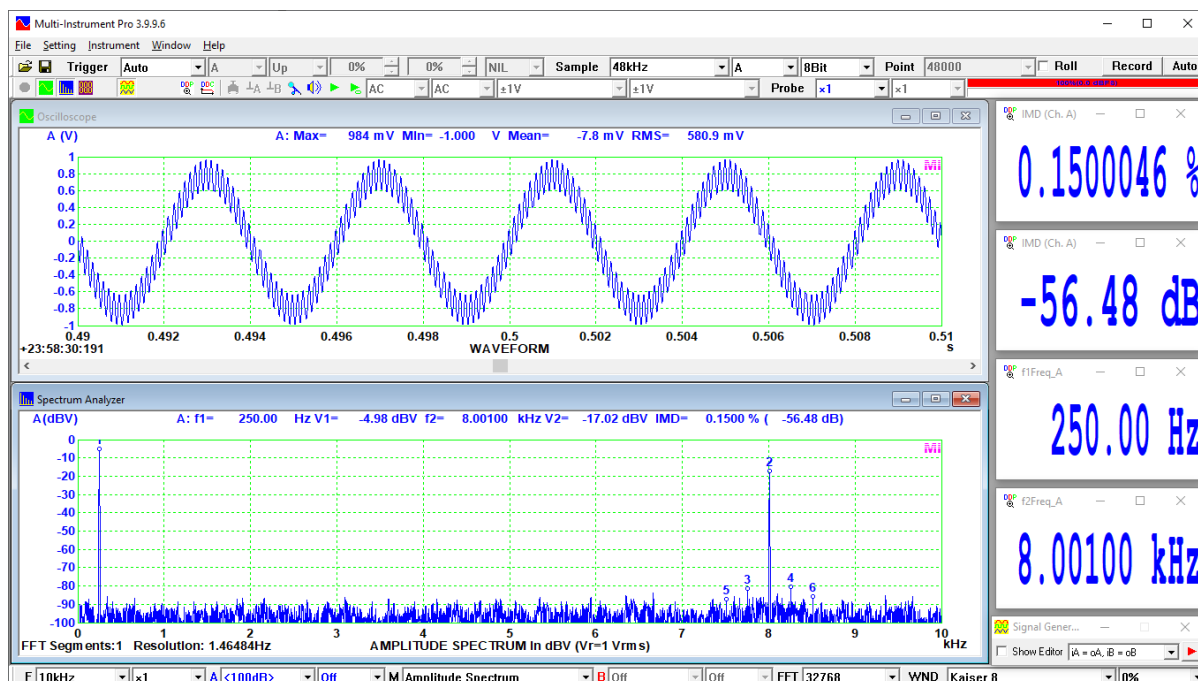


图 15 DIN IMD 软件自环测试 (250Hz 和 8001Hz, 8 位)

2.7.2 为测试信号添加抖动 (Dither)

在双音测试信号中添加幅度为 0.5~1 位的少量的白噪声 (抖动) 可帮助随机化量化噪声, 其配置参见图 16。白噪声的幅度大约为 250Hz 分量的 1/256 (即: 大约 0.5 位)。图 17 是其 8 位 DIN IMD 软件自环测试结果, 测得的 DIN IMD 为 0.1787465% (-54.96 dB), 大约比图 14 的低 6dB。

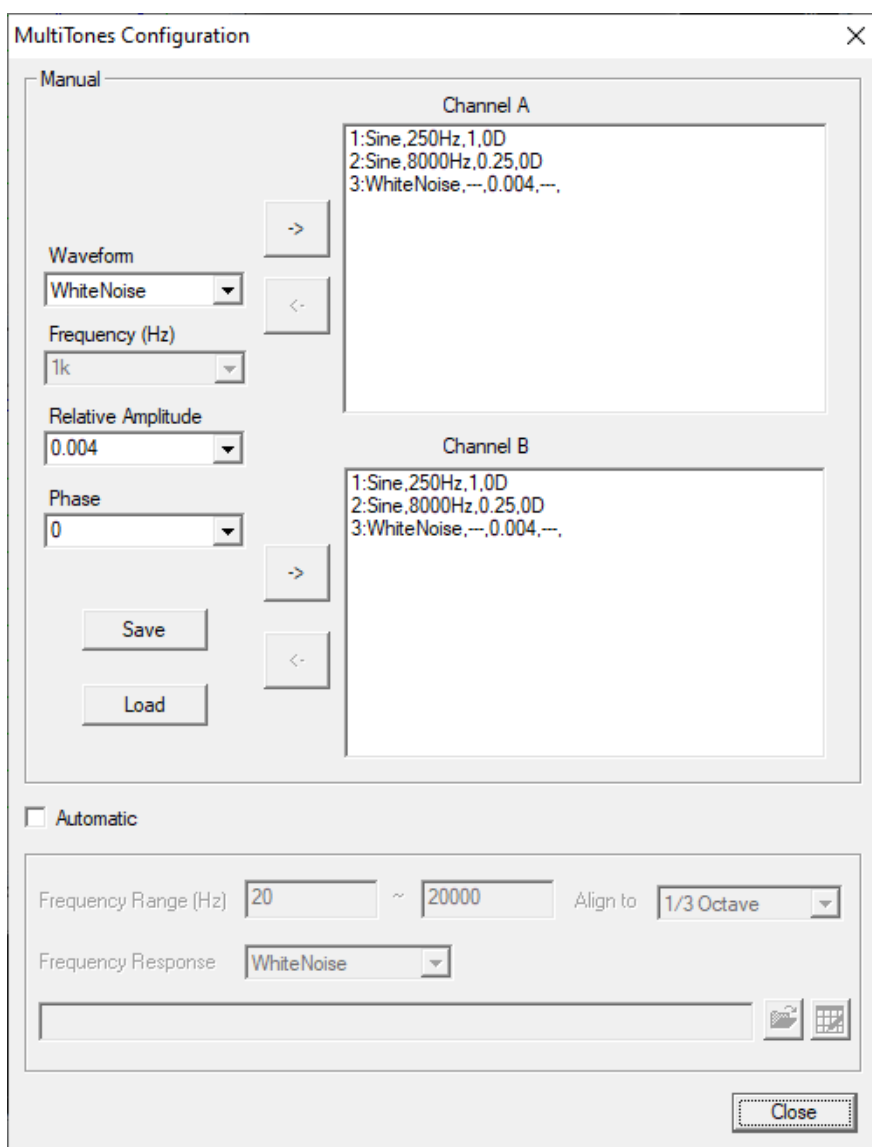


图 16 添加了抖动的 DIN IMD 测试信号的配置

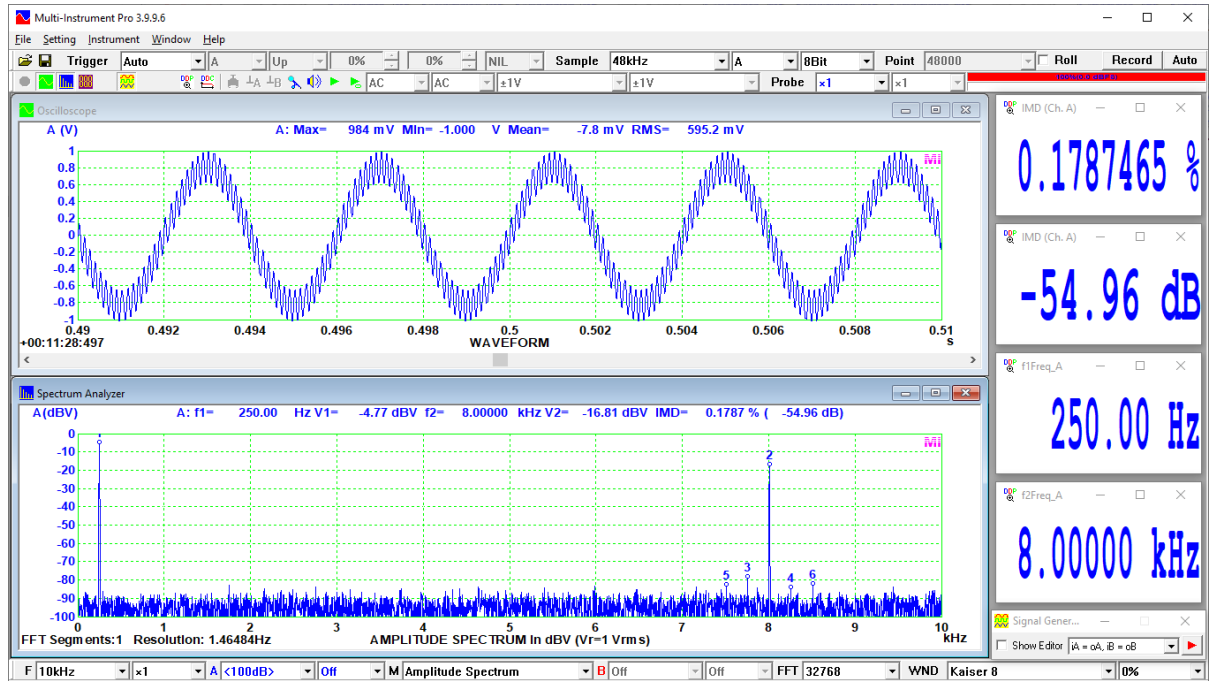


图 17 DIN IMD 软件自环测试（添加了抖动的 250Hz 和 8000Hz, 8 位）

2.8 声卡硬件自环测试例子

专业声卡可作为 IMD 测试设备。它们的性能可通过硬件自环测试来验证。下面是一些声卡的硬件自环测试结果。

(1) Focusrite Scarlett Solo

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

(2) EMU Tracker Pre

https://www.virtins.com/doc/D1004/EMU_Tracker_Pre_Report_D1004.pdf

(3) EMU 0204

https://www.virtins.com/doc/D1007/EMU_0204_Report.pdf

2.9 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 18 是一个包含三个频率 60Hz、7000Hz 和 7060Hz 的多音信号配置，幅度比为 1:0.25:0.0000001。图 19 是其 24 位的软件自环测试结果。测得的 SMPTE IMD 为 0.0000411% (-127.72 dB)，与其理论值 0.0000400% (-127.96 dB) 非常接近，表明软件的测量误差即使在这样低的失真水平下也是可以忽略不计的。

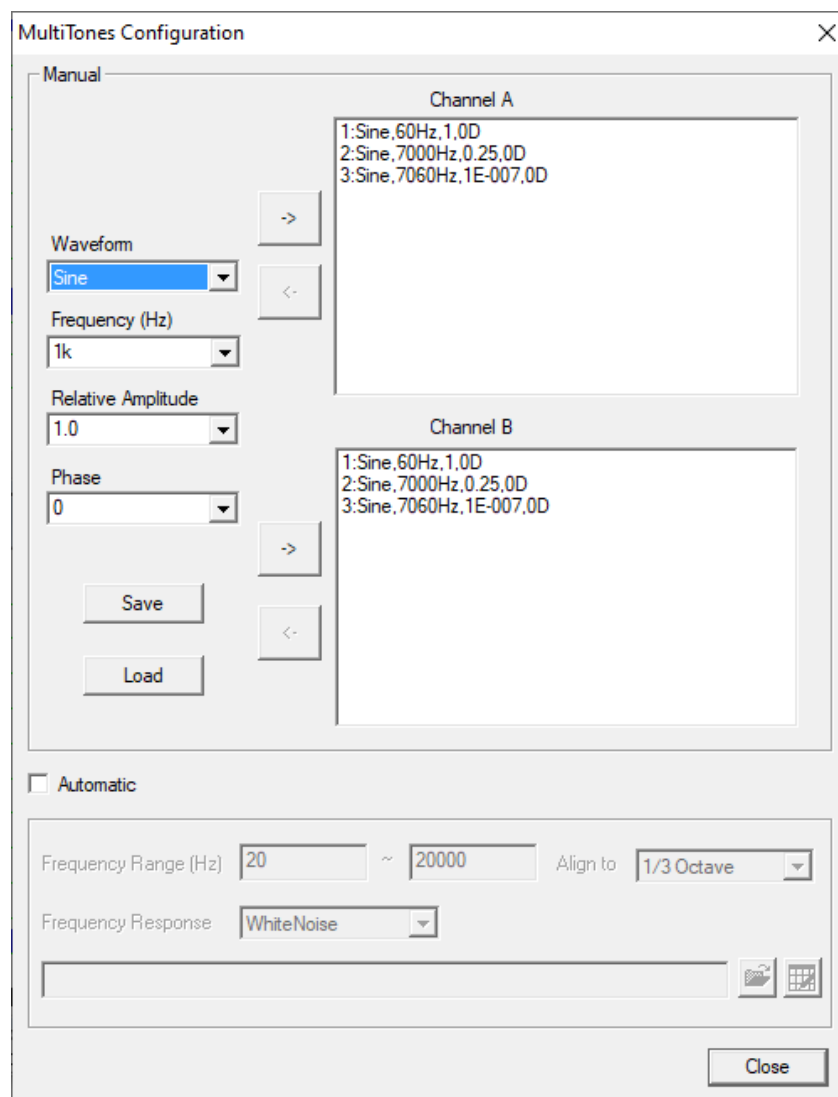


图 18 含 0.00004%失真的 SMPTE IMD 测试信号的配置

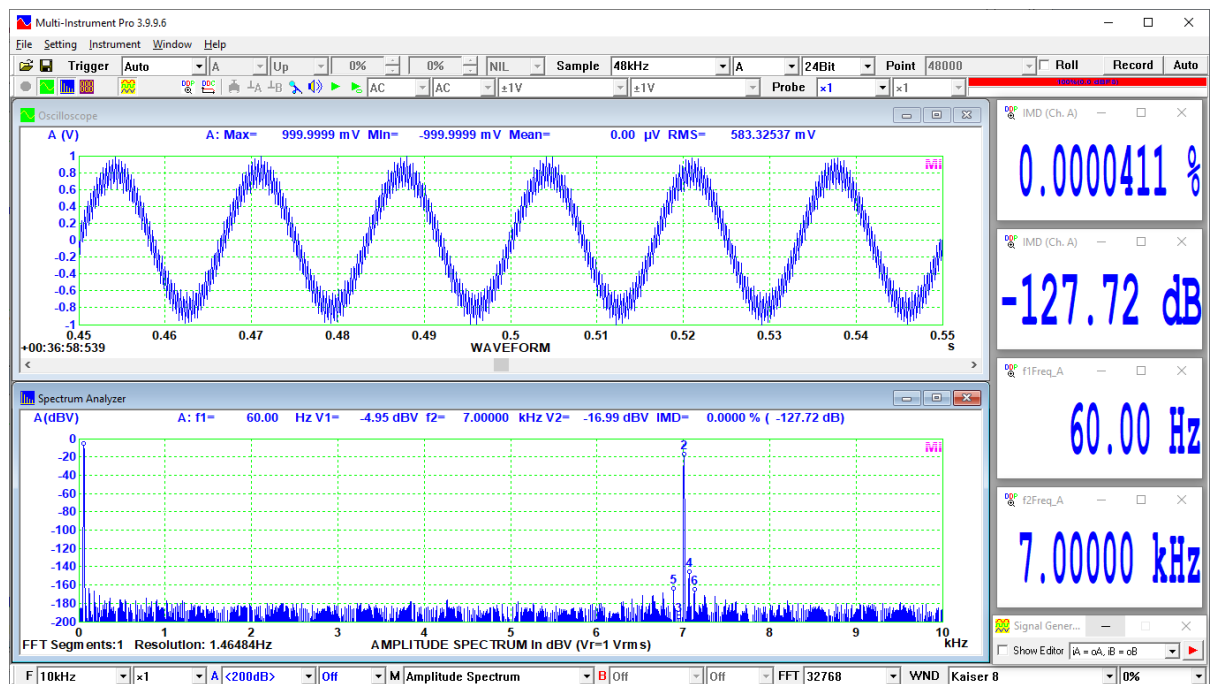


图 19 含 0.00004%失真的 SMPTE IMD 软件自环测试

三、多音总失真及噪声 (TD+N)

非线性失真测量受激励信号的频谱和幅度影响非常大。单音 THD 和双音 IMD 测量常常受到批评的原因是因为其信号成份过于简单，与现实生活中的音乐或语音相差太远。多音信号包含两个以上的频率成份，因而更接近现实生活中的音频信号，常用来作为快速频率响应测量（也可称为线性失真测量）的测试信号。它同时也可以用来作为非线性失真测量的测试信号，能同时激励被测设备的谐波和互调失真。由于基波、谐波以及它们之间的互调失真项随激励频率的数目的增加而迅速增加，区分它们变得极度困难。因此采用了如下方法。

总失真+噪声(TD+N, Total Distortion plus Noise)定义为总失真功率加上噪声功率对所有基波功率之和的比值的开方。换句话说，它是总功率减去总基波功率后与总基波功率的比值的开方，可由百分比或 dB 表示，如下所示。

$$TD + N = \sqrt{\frac{V_{Total}^2 - \sum_{i=1}^M V_i^2}{\sum_{i=1}^M V_i^2}} \times 100\%$$

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

其中 V_{total} 为信号（包括基波、失真和噪声）的 RMS 幅度， V_i 为第 i 个基波的 RMS 幅度， M 为基波的总数。

TD+N 的频率计算范围可通过[频谱分析仪处理]>“参数测量”>“范围(Hz)”来指定，默认值为 20Hz~20kHz。Multi-Instrument 采用其峰值检测功能来自动检测所有的基波频率，因此，“峰值数目”和“死区”必须按照激励信号中的多音配置来正确设定。当测试信号仅含一个激励频率时，TD+N 等于 THD+N。

3.1 多音信号的配置

多音信号中的基波频率必须仔细选择，以使它们看起来不正好落在所产生的谐波和互调失真频率上。激励信号中的基波数目通常应小于 32。这些基频通常应在对数坐标下以等间距方式覆盖整个音频范围。它们的相位也应当仔细选择，以压低整个信号的峰值因数(Crest Factor)，通常可采用随机产生的相位或经过汇总优化后的相位。

3.2 多音信号的合成频率（或波形重复频率）

假定所有的激励频率都是整数且不可相约，则其合成频率为 1Hz，与任何整数采样频率之间的最大公约数 f_{gcf} 也为 1Hz，这足以将量化噪声分散开来。对于各频率成分皆为整数的多音信号，很难达到整周期采样所需的条件，因此必须采用窗函数来抑制频谱泄漏，推荐采用 Kaiser 6~ Kaiser 20、Blackman Harris 7、Cosine Sum 220、Cosine Sum 233、Cosine Sum 246、Cosine Sum 261 等窗函数。在 Multi-Instrument 中，可勾选“无频谱泄漏”选项，来让软件将多音信号各频率成分自动微调到最接近的 FFT BIN 的中心频率上，而这些频率通常都不是整数。在这种情况下应采用矩形窗。

3.3 最小频率间距和实际频率分辨率

频谱分析的实际频率分辨率必须优于相邻两个激励频率之间的最小频率间距才能在频谱上将它们分开。当[记录长度]<[FFT 点数]（即：补零）时，实际频率分辨率等于[采样频率]/[记录长度]；而当[记录长度]≥[FFT 点数]（即：无补零）时，实际频率分辨率等于[采样频率]/[FFT 点数]。在没有频谱泄漏的情况下，最小频率间距只需正好等于实际频率分辨率即可完全分开两个相邻的基频。然而，当采用窗函数来抑制频谱泄漏时，所需的最小频率间距大大增加而且与所用的窗函数有关，通常在 20~40×[实际频率分辨率]之间。例如，Kaiser 8 窗需要大约 20×[实际频率分辨率]。另外，最好还能在最小频率间距之间留下一些空间来容纳失真和噪声，这样就推荐采用 50~100×[实际频率分辨率]来作为 TD+N 的最小频率间距。当需要更快速的检测时，此项要求可适当放宽。

3.4 软件自环和硬件自环测试

这里采用如下的多音配置来进行软件自环和硬件自环测试。

1:Sine,20Hz,1,0D
2:Sine,25Hz,1,0D
3:Sine,32Hz,1,0D
4:Sine,41Hz,1,0D
5:Sine,52Hz,1,0D
6:Sine,66Hz,1,0D
7:Sine,84Hz,1,0D
8:Sine,106Hz,1,0D
9:Sine,134Hz,1,0D
10:Sine,171Hz,1,0D
11:Sine,217Hz,1,0D
12:Sine,275Hz,1,0D
13:Sine,349Hz,1,0D
14:Sine,442Hz,1,0D
15:Sine,561Hz,1,0D
16:Sine,712Hz,1,0D
17:Sine,904Hz,1,0D
18:Sine,1147Hz,1,0D
19:Sine,1456Hz,1,0D
20:Sine,1847Hz,1,0D
21:Sine,2344Hz,1,0D
22:Sine,2975Hz,1,0D
23:Sine,3775Hz,1,0D
24:Sine,4790Hz,1,0D
25:Sine,6078Hz,1,0D
26:Sine,7713Hz,1,0D
27:Sine,9788Hz,1,0D
28:Sine,12420Hz,1,0D
29:Sine,15761Hz,1,0D
30:Sine,20000Hz,1,0D

以上的多音信号包含在 20Hz ~ 20kHz 之间按对数刻度均匀分布的 30 个频率分量。它们的相对幅度为 1，初始相位为 0°。最小频率间距位于频率范围的低端，为 5 Hz。

对此信号进行 TD+N 测量的参数设置如图 20 所示。频率范围设置为 15Hz~20005Hz 以完全将 20Hz 和 20kHz 的基波能量包含进来。峰值检测的“死区”设置为 4Hz（略小于 5 Hz 的最小频率间距），以避免将谱峰裙边上的子谱峰误测为另外的谱峰。“峰值数目”设置为 30 以与前面的多音配置吻合。

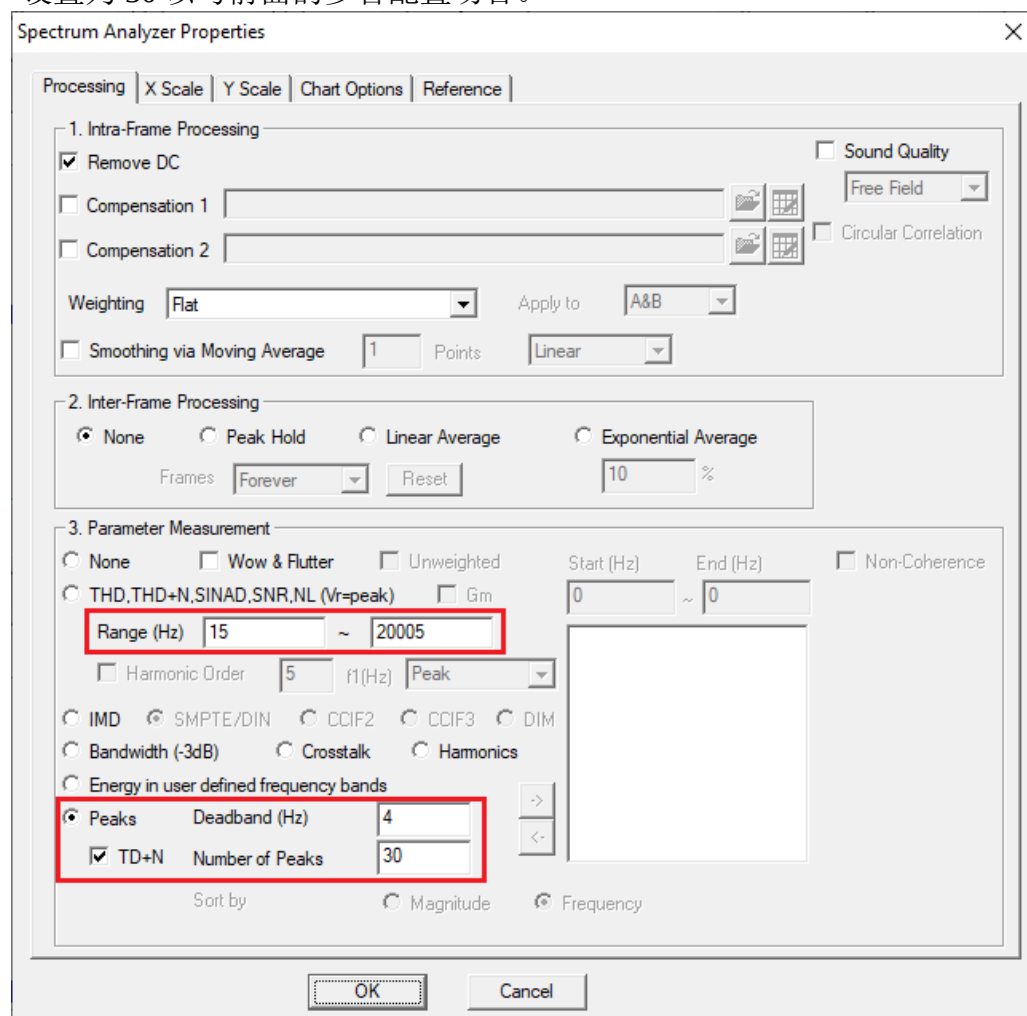


图 20 TD+N 测量参数设置

图 21 是上述多音信号的 24 位 TD+N 的软件自环测试结果。先通过 Multi-Instrument 的信号发生器生成理想的测试信号并保存为一个 20 秒长的 WAV 波形文件。然后通过 [文件]>[打开]来调入该文件分析。测得的 TD+N 为 0.0000188% (-134.53 dB)。这是由数值计算误差和量化噪声造成的。实际频率分辨率为 $48000 / 960000 = 0.05$ Hz，而视在频率分辨率为 $48000 / 1048576 = 0.0457764$ Hz。最小频率间距 5Hz 为实际频率分辨率 0.05Hz 的 100 倍。由于 Kaiser 8 窗需要大约 $20 \times [\text{实际频率分辨率}]$ 来完全分辨出基波，因此大约 80% 的最小频率间距留给了噪声和失真。

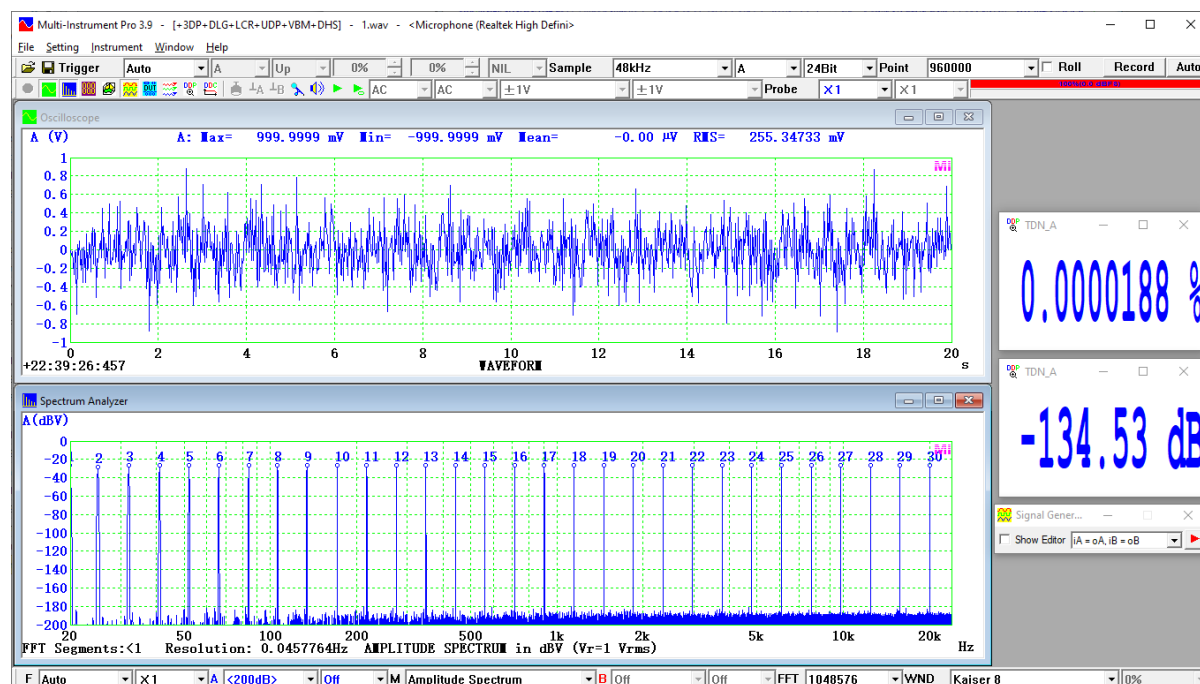


图 21 TD+N 软件自环测试

图 22 是音频分析仪 RTX6001 的 24-位 TD+N 硬件自环测试结果。测得的 TD+N 为 $0.0006747\% (-103.42\text{ dB})$ 。

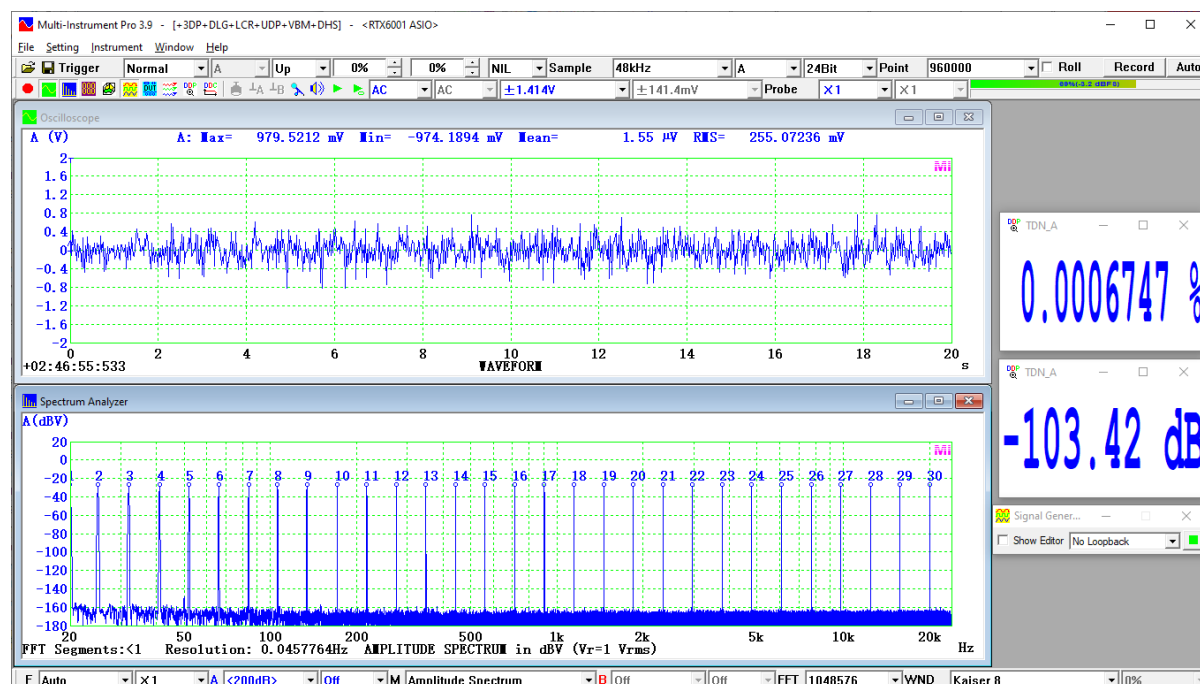


图 22 TD+N 硬件自环测试 (RTX6001)

3.5 用仿真失真信号估计软件测量准确度

图 23 是一个仿真的含有失真的多音信号的 TD+N 测量结果。该信号包含前述的 30 个频率和一个新添加的相对幅度为 0.000005 的 1000 Hz 分量，如下：

31:Sine,1000Hz,5E-006,0D

该信号的 TD+N 的理论值为 $10 \times \log_{10}(0.000005^2 / (30 \times 1^2)) = -120.79 \text{ dB}$ 。而实测值为 -120.49 dB (0.0000945%)，非常接近理论值，表明软件的测量误差即使在这样低的失真水平下也是可以忽略不计的。

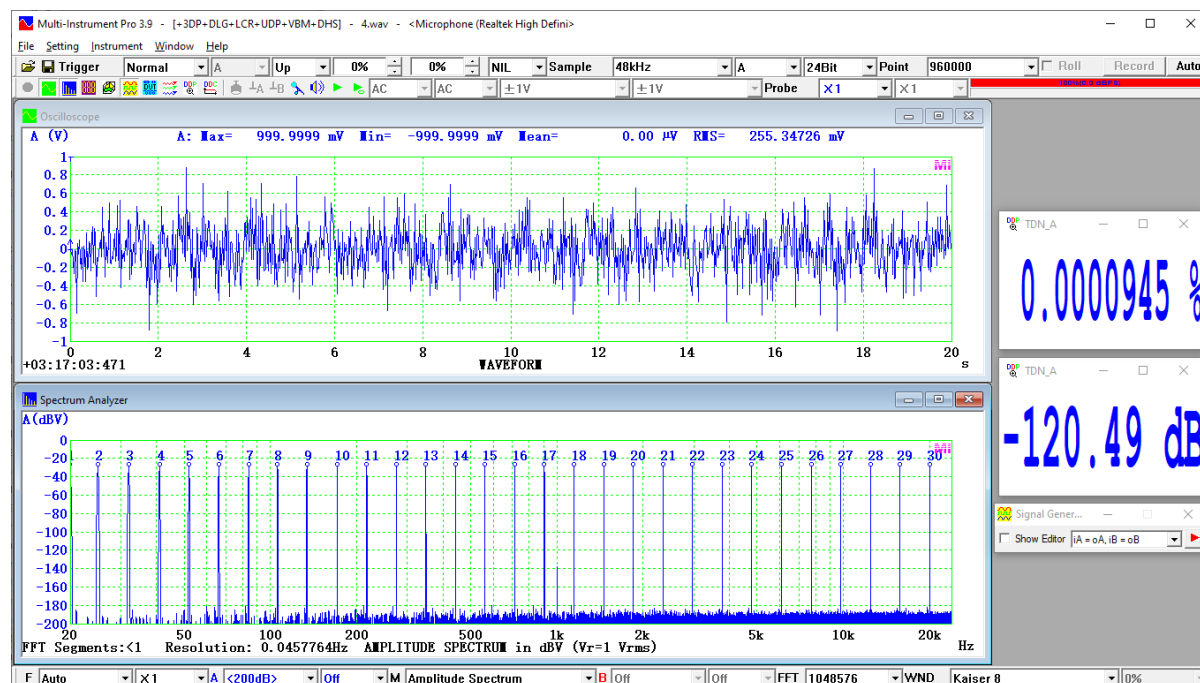


图 23 含-120.79dB 失真的 TD+N 信号的软件自环测试

四、动态互调失真 (DIM) / 瞬态互调失真 (TIM)

非线性失真，尤其是对于功率放大器来说，可分为静态和动态两种。那些由设备固有的非线性造成的失真称为静态失真。虽然在表观上它们的幅度可能因为电路反馈因子随频率的变化而变化，但是在本质上它们并不受频率影响。因此这种幅度变化是与电路反馈因子随频率的变化成正比的。与此不同的是动态失真，它们在本质上会随频率变化而变化，即使在电路反馈因子不随频率变化的情形下也是如此。若再加上受频率影响的电路反馈因子，动态失真受频率的影响将更大。动态失真通常会在高速或高频信号下变差，也就是说它与上升速率或压摆率(Slew Rate)密切相关，因此，动态失真有时也称为压摆率引起的失真(Slewing Induced Distortion, SID)、坡度引起的失真(Slope Induced Distortion, SID)或瞬态互调失真(Transient Intermodulation distortion, TIM)。它由信号的变化率引起，在压摆率受限的情形下变得更加严重。

测量静态和动态失真有多种技术。测量 THD 随频率和幅度变化曲线可为被测设备建立一套完整的性能参数。对于那些有严重带宽限制的设备，则必须采用其它方案。若特别关注静态失真，则可测量 SMPTE/DIN IMD，若特别关注动态失真则应测量 CCIF。在设备带宽允许的情况下，测量 DIM 是一个有效便捷的分析静态和动态失真的办法。DIM 尤其对瞬态情形下产生的失真敏感。按照 IEC 60268-3 规范，DIM 测试信号由一个 3.15kHz 的经过一阶低通滤波的方波与一个 15kHz 的幅度为方波的 1/4 的正弦波线性混合而成。常见的 DIM 测试有两种：DIM30 和 DIM100。DIM30 和 DIM100 的低通截止频率分别为 30kHz 和 100kHz。有九个互调项需要测量，见下表：

互调 ($f_q=3.15\text{ kHz}$, $f_s=15\text{ kHz}$)	频率(kHz)	符号
$5f_q - f_s$	0.75	U1
$f_s - 4f_q$	2.40	U2
$6f_q - f_s$	3.90	U3
$f_s - 3f_q$	5.55	U4
$7f_q - f_s$	7.05	U5
$f_s - 2f_q$	8.70	U6
$8f_q - f_s$	10.20	U7
$f_s - f_q$	11.85	U8
$9f_q - f_s$	13.35	U9

DIM 定义为上面九个互调项的功率与 15kHz 正弦波的功率之比的开方，用百分比或 dB 表示。

$$\text{DIM} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^9 V_i^2}}{V_s} \times 100\%$$

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

其中 V_i 为第 i 个互调项的 RMS 幅度, V_s 为 15kHz 正弦波的 RMS 幅度。

4.1 DIM 测试信号的配置

DIM 测试信号可通过 Multi-Instrument 的信号发生器的多音合成功能生成。最简单的配置是将相对幅度为 1 的 3150Hz 方波与相对幅度为 0.25 的 15kHz 正弦波叠加在一起, 如下所示:

```
1:Rectangle,3150Hz,1,0D
2:Sine,15000Hz,0.25,0D
```

但是上面这种配置需要一个外置的 30kHz (DIM30)或 100kHz(DIM100)的一阶低通滤波器来带限该测试信号。而且, 其中的方波分量包含了无穷多次谐波。如果那些超出 1/2 采样频率的谐波没有被完全滤除, 则可能造成在数模转换 DAC 和模数转换 ADC 过程中出现频率混叠。这两个问题可通过对输出信号进行预滤波来解决。

一个幅度为 1 理想的方波 $x(t)$ 可分解为一系列的正弦波之和, 如下:

$$x(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(2n\pi ft)$$

上式表明, 方波的幅度为其基波幅度的 $\pi/4$ 倍。如果基波幅度为 1, 则方波幅度为 $\pi/4$, DIM 测试信号中的 15 kHz 正弦波的幅度则为 $\pi/4/4=0.196350$ 。因此, 被理想低通滤波的 DIM30 和 DIM100 测试信号可配置如下:

(1) DIM30_SharplyBandLimited

```
1:Sine,3150Hz,1,0D
2:Sine,9450Hz,0.333333,0D
3:Sine,15750Hz,0.2,0D
4:Sine,22050Hz,0.142857,0D
5:Sine,28350Hz,0.111111,0D
6:Sine,15000Hz,0.196350,0D
```

方波信号分量严格带限于 30kHz 理想低通滤波。推荐的输出采样频率为 96kHz 或以上, 模拟带宽为 30 kHz 或以上。

(2) DIM100_SharplyBandLimited

```
1:Sine,3150Hz,1,0D
2:Sine,9450Hz,0.333333,0D
3:Sine,15750Hz,0.2,0D
4:Sine,22050Hz,0.142857,0D
5:Sine,28350Hz,0.111111,0D
6:Sine,34650Hz,0.090909,0D
7:Sine,40950Hz,0.076923,0D
8:Sine,47250Hz,0.066667,0D
9:Sine,53550Hz,0.058824,0D
10:Sine,59850Hz,0.052632,0D
```

11:Sine,66150Hz,0.047619,0D
12:Sine,72450Hz,0.043478,0D
13:Sine,78750Hz,0.04,0D
14:Sine,85050Hz,0.037037,0D
15:Sine,91350Hz,0.034483,0D
16:Sine,15000Hz,0.196350,0D

方波信号分量严格带限于 100kHz 理想低通滤波。推荐的输出采样频率为 192kHz 或以上，模拟带宽为 96 kHz 或以上。

采用理想低通滤波可为测量系统节省部分模拟带宽。如果模拟带宽足够，则可采用被一阶低通滤波的 DIM 测试信号。一阶低通滤波器的增益如下：

$$Gain(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

其中 f 为频率， f_c 为低通滤波的截止频率。被一阶低通滤波的 DIM30 和 DIM100 测试信号可配置如下：

(3) DIM30_SinglePole_LowpassFiltered

1:Sine,3150Hz,0.994533,0D
2:Sine,9450Hz,0.317933,0D
3:Sine,15750Hz,0.177080,0D
4:Sine,22050Hz,0.115109,0D
5:Sine,28350Hz,0.080757,0D
6:Sine,34650Hz,0.059505,0D
7:Sine,40950Hz,0.045460,0D
8:Sine,47250Hz,0.035734,0D
9:Sine,53550Hz,0.028750,0D
10:Sine,59850Hz,0.023585,0D
11:Sine,66150Hz,0.019668,0D
12:Sine,72450Hz,0.016634,0D
13:Sine,78750Hz,0.014240,0D
14:Sine,85050Hz,0.012320,0D
15:Sine,91350Hz,0.010759,0D
16:Sine,15000Hz,0.196350,0D

方波信号分量带限于 30kHz 一阶低通滤波。推荐的输出采样频率为 192kHz 或以上，模拟带宽为 96 kHz 或以上。

(4) DIM100_SinglePole_LowpassFiltered

1:Sine,3150Hz,0.999504,0D
2:Sine,9450Hz,0.331855,0D
3:Sine,15750Hz,0.197565,0D
4:Sine,22050Hz,0.139506,0D
5:Sine,28350Hz,0.106898,0D

6:Sine,34650Hz,0.085899,0D
 7:Sine,40950Hz,0.071186,0D
 8:Sine,47250Hz,0.060277,0D
 9:Sine,53550Hz,0.051856,0D
 10:Sine,59850Hz,0.045161,0D
 11:Sine,66150Hz,0.039716,0D
 12:Sine,72450Hz,0.035209,0D
 13:Sine,78750Hz,0.031425,0D
 14:Sine,85050Hz,0.028213,0D
 15:Sine,91350Hz,0.025459,0D
 16:Sine,97650Hz,0.023079,0D
 17:Sine,103950Hz,0.021009,0D
 18:Sine,110250Hz,0.019195,0D
 19:Sine,116550Hz,0.017599,0D
 20:Sine,122850Hz,0.016187,0D
 21:Sine,129150Hz,0.014932,0D
 22:Sine,135450Hz,0.013813,0D
 23:Sine,141750Hz,0.012810,0D
 24:Sine,148050Hz,0.011909,0D
 25:Sine,154350Hz,0.011097,0D
 26:Sine,160650Hz,0.010362,0D
 27:Sine,166950Hz,0.009695,0D
 28:Sine,173250Hz,0.009089,0D
 29:Sine,179550Hz,0.008536,0D
 30:Sine,185850Hz,0.008031,0D
 31:Sine,15000Hz,0.196350,0D

方波信号分量带限于 100kHz 一阶低通滤波。推荐的输出采样频率为 384kHz 或以上，模拟带宽为 192 kHz 或以上。

4.2 DIM 测试信号的合成频率（或波形重复频率）

3150Hz 方波（或其带限版本）和 15000Hz 正弦波的合成频率为 150Hz。以常用的采样频率 44.1kHz、48kHz、50kHz、96kHz、100kHz、192kHz、200kHz 等，几乎无法实现整周期采样。因此频谱泄漏无法避免，必须采用窗函数来抑制它。对于 DIM 测量，推荐采用 Kaiser 6~ Kaiser 20、Blackman Harris 7、Cosine Sum 220、Cosine Sum 233、Cosine Sum 246、Cosine Sum 261 窗。

4.3 软件自环和硬件自环测试

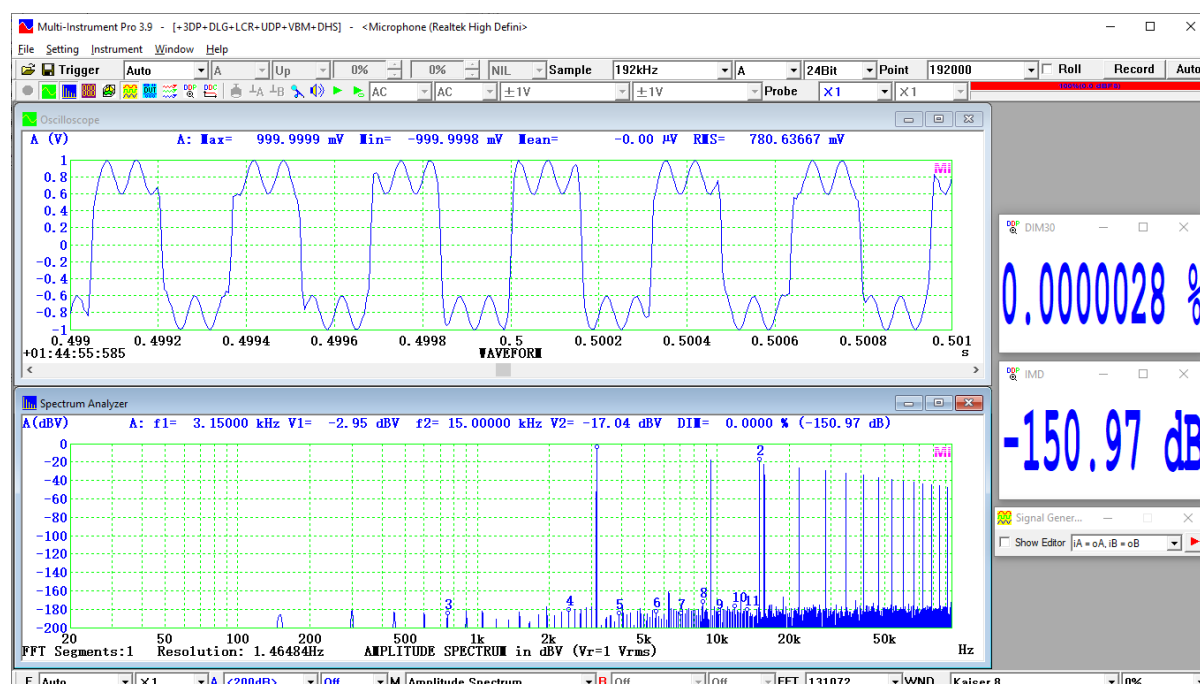


图 24 DIM30 软件自环测试（经一阶低通滤波的 3.15kHz 方波和 15 kHz 正弦波，幅度比 4: 1）

图 24 是经一阶低通滤波的 DIM30 测试信号的 24 位软件自环测试结果。测试信号的合成频率 150Hz 与采样频率 48kHz 的最大公约数 f_{gcf} 为 150Hz。图中可清楚观察到由于量化噪声的汇聚而形成的 150Hz 的基波及其谐波。残余的 DIM 只有 0.0000028% (-150.97 dB)，可忽略不计，而且在实际测量中的硬件噪声通常足以将量化噪声随机化。另一方面，也可以通过改变测试频率，例如将 15000Hz 改为 15001Hz（参见图 25）或在测试信号中添加 0.5~1 位的少量白噪声来随机化量化噪声。

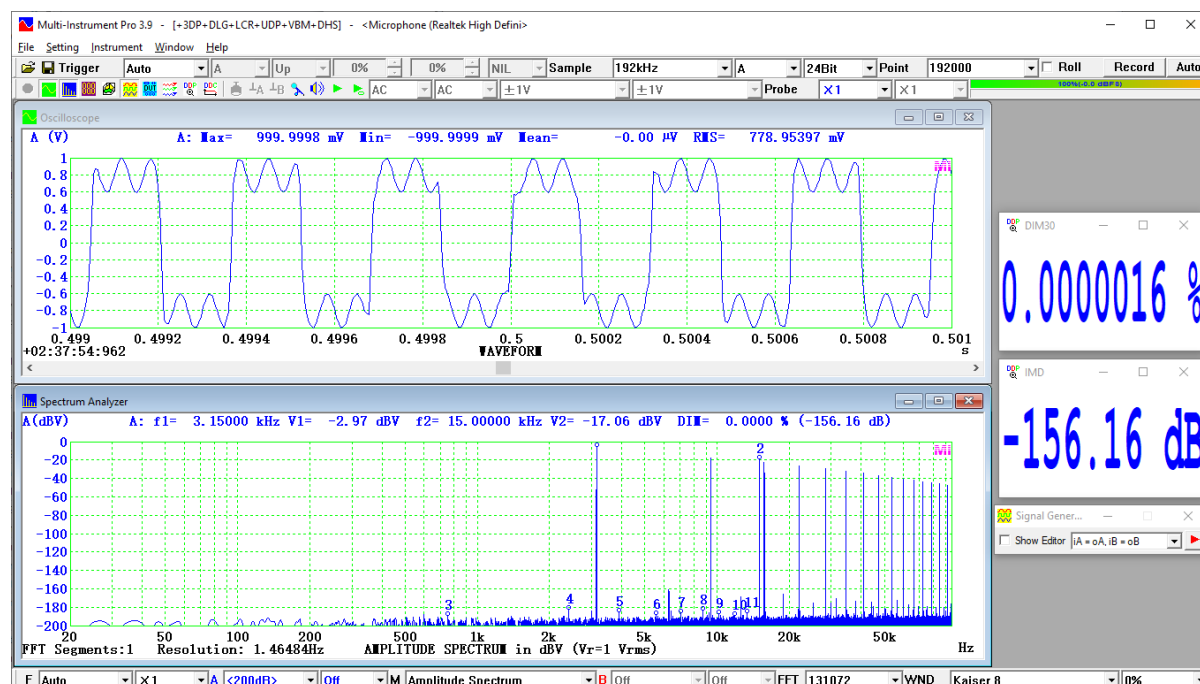


图 25 DIM30 软件自环测试 (经一阶低通滤波的 3.15kHz 方波和 15.001 kHz 正弦波, 幅度比 4: 1)

图 26 是音频分析仪 RTX6001 的 24 位 DIM30 硬件自环测试结果。测得的 DIM30 为 0.0001495% (-116.51 dB)。

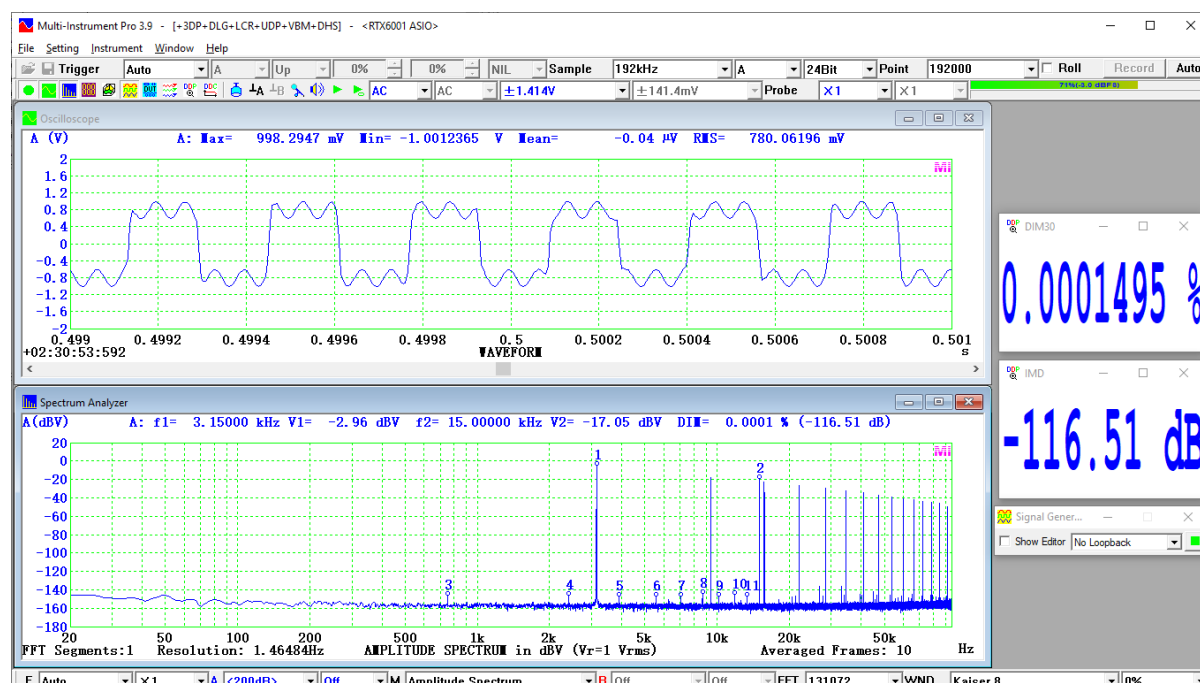


图 26 RTX6001 DIM30 硬件自环测试 (经一阶低通滤波的 3.15kHz 方波和 15 kHz 正弦波, 幅度比 4: 1)

4.4 用仿真失真信号估计软件测量准确度

图 27 是一个仿真的含有失真的 DIM30 测试信号的测量结果。该信号包含前述的 DIM30_SinglePole_LowpassFiltered 测试信号中的 16 个频率和一个新添加的相对幅度为 0.000000019635 的 750Hz 分量, 如下:

17:Sine,750Hz,1.9635E-008,0D

该信号的 DIM30 的理论值为 $1.9635E-008/0.19635 = -0.00001\%$ (-140.00 dB)。而实测值为 -0.0000108% (-139.31 dB), 非常接近理论值, 表明软件的测量误差即使在这样低的失真水平下也是可以忽略不计的。

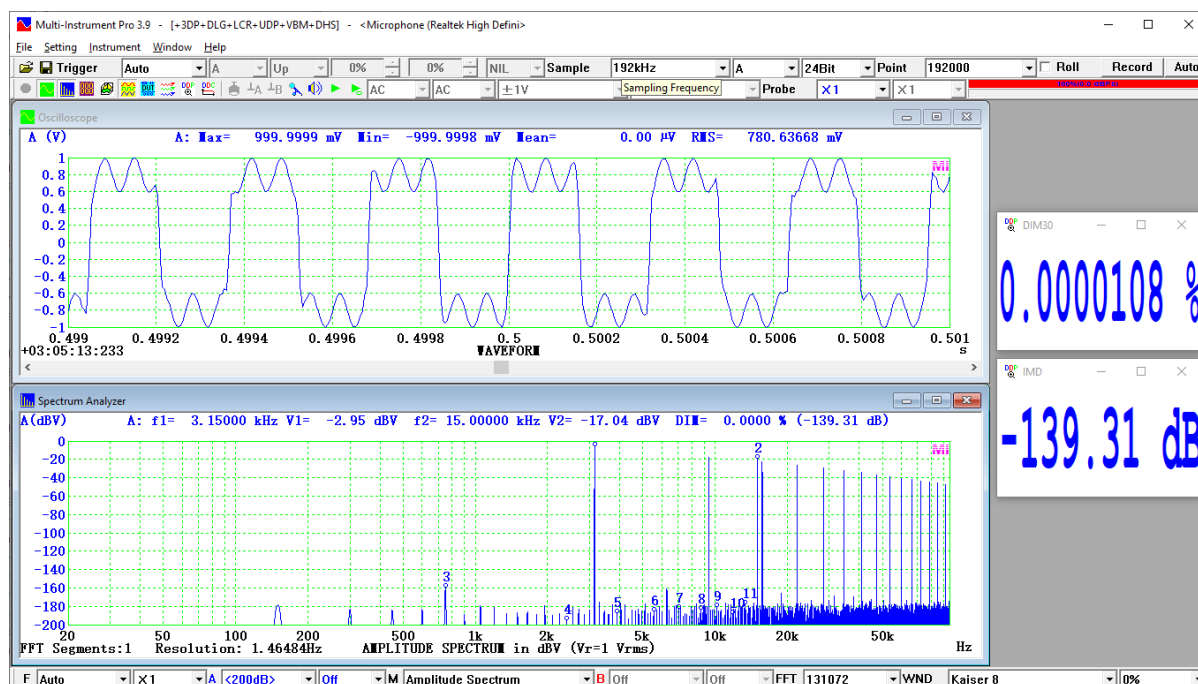


图 27 含 0.00001%失真的 DIM30 测试信号的软件自环测试