

doi: 10.11823/j.issn.1674-5795.2023.02.04

有效值法交流共模抑制比测量不确定度评定

梁志国¹, 冯秀娟²

(1. 航空工业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. 中国计量科学研究院 力学与声学计量科学研究所, 北京 100029)

摘要: 为解决影响工业现场的数据采集系统精度的共模干扰问题, 以波形分析方式研究了交流共模干扰的表现形式, 揭示了其同时含有直流偏移叠加交流波动和本底噪声的典型特征。提出以波形有效值幅度进行干扰强度表征, 并进行共模抑制比的定量表述; 同时使用有效值叠加模型对系统本底噪声的影响予以剔除, 提高了共模抑制比的测量精度。基于该方法与流程讨论了其主要的 uncertainty 来源—信号源误差、数据采集系统增益误差、幅度测量误差、幅度分辨力误差以及测量重复性等。进行了测量 uncertainty 分析和评价, 结合实例给出了通道共模抑制比的 uncertainty 评价结果, 验证了所述方法的实用性与可行性。

关键词: 计量学; 不确定度; 交流共模抑制比; 评价; 校准; 数据采集系统

中图分类号: TB97

文献标志码: A

文章编号: 1674-5795 (2023) 02-0028-07

Uncertainty evaluation of AC common mode rejection ratio measurement by RMS method

LIANG Zhiguo¹, FENG Xiujuan²

(1. National Key Laboratory of Metrology and Calibration Technology,

Changcheng Institute of Metrology & Measurement, Beijing 100095, China;

2. Division of Mechanics and Acoustics, National Institute of Metrology, China, Beijing 100029, China)

Abstract: In order to solve the problem of common mode interference that affects the accuracy of data acquisition system in industrial field, the manifestation of AC common mode interference is studied by means of waveform analysis, and its typical characteristics of DC offset superimposed AC fluctuation and background noise are revealed. It is proposed to characterize the interference intensity by the amplitude of the effective value of the waveform, and quantitatively express the common mode rejection ratio (CMRR). At the same time, the effect of the system background noise is eliminated by using the effective value superposition model, which improves the measurement accuracy of the common mode rejection ratio. Based on this method and process, the main sources of uncertainty, such as signal source error, data acquisition system gain error, amplitude measurement error, amplitude resolution error and measurement repeatability, are discussed. The measurement uncertainty is analyzed and evaluated. Combined with an example, the uncertainty evaluation result of channel CMRR is given, and the practicability and feasibility of the method is verified.

Key words: metrology; uncertainty; AC CMRR; evaluation; calibration; data acquisition system

收稿日期: 2022-12-03; 修回日期: 2023-02-16

基金项目: 国家规范修订计划项目([2021]237号)

引用格式: 梁志国, 冯秀娟. 有效值法交流共模抑制比测量不确定度评定[J]. 计测技术, 2023, 43(2): 28-34.

Citation: LIANG Z G, FENG X J. Uncertainty evaluation of AC common mode rejection ratio measurement by RMS method[J]. Metrology & Measurement Technology, 2023, 43(2):28-34.



0 引言

共模抑制比属于放大器的基本指标^[1-3], 有关研究也是多方面的, 其侧重点可以是模型^[4], 或者是测量方法^[5], 亦或是仿真测试^[6]。另外, 也有称为控制系统共模抑制比的提法^[7-8], 往往表征的是控制系统中测量单元部分的性能, 本质属于测量系统的共模抑制比, 或者直接作为数据采集系统的共模抑制比被提出^[9-10]。

共模抑制比属于数据采集系统最重要的抗干扰指标。实践表明: 在工业现场装备的数据采集系统, 有很大一部分故障是共模干扰造成的, 因而抑制共模干扰的能力是这类测量系统能否适应工业现场的最重要因素。

通常抗干扰参数的测量离散性较大, 其不确定度评定结果较差, 导致不确定度评定文献较少, 以至于对抗干扰指标的测量精度要求降低, 该类特性测量研究偏少, 其受重视程度深受影响。

关于共模干扰的呈现形式, 应该属于何种波形, 并无太多文献阐述, 是直流、交流, 还是噪声? 是平稳、非平稳, 还是尖刺? 并无统一的先验知识。在不同场合, 面对不同干扰源, 体现的形式截然不同。一般认为, 它既可能是直流方式, 也可能是交流方式, 也可以表征为噪声方式, 同时还可能表征为杂波和尖刺等非平稳方式。能够同时恰当表述这些不同信号共性特征的方式, 并具有良好复现性和稳定性的参数, 首推干扰有效值幅度, 可用均方根表述; 其次为干扰波形所覆盖的面积, 可用幅度均值来表述。本文以数据采集系统校准规范和标准所列的共模抑制比的有效值方法为对象^[11-14], 进行测量不确定度评定。其本质过程与通道隔离度不确定度评定类似^[20]。

1 交流共模抑制比测量原理与方法

共模干扰评价的核心问题有两个: 其一为如何表征干扰信号的强度, 是用峰值、有效值, 还是平均值? 其二是如何从干扰信号中剔除本底噪声, 是用功率差方式还是用幅度差方式剔除? 功率差方式使用幅度平方差相减, 而幅度差方式使用幅度直接相减。当本底噪声非常微弱时, 不同剔除方式差异不大, 当本底与干扰信号幅度相近

时, 差异非常大。

本文讨论交流干扰, 故使用有效值幅度表征干扰强度, 用功率差方式剔除本底噪声影响。

接线如图1所示, 数据采集系统被测通道的两个差分输入端用一个1 kΩ电阻 R 连接, 电阻 R 的一端与共模信号发生器的高(H)端连接, 信号源的低(L)端直接连接到数据采集系统的外壳“地”上, 并接到本地的“大地”上。

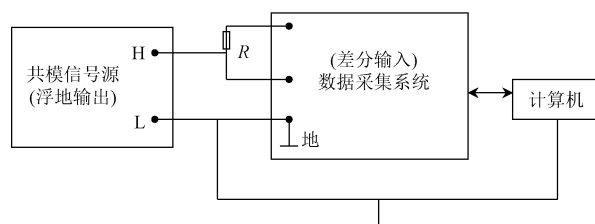


图1 数据采集系统共模特性校准连线图

Fig.1 Wiring diagram for calibration of common mode characteristics of data acquisition system

设置测量通道为最小量程档, 耦合方式为直流, 通道增益为 G , 通道采集序列所含数据个数为 n 。

使共模信号源输出为零, 获得采集数据为 x_{0i} , 其中, $i = 0, \dots, n-1$ 。选定共模信号频率 f 为工频50 Hz, 将共模信号幅度有效值 E_A 由小到大缓慢增加, 直到采集数据与共模信号为零时有较大变化, 获得采集数据 x_{Ai} , ($i = 0, \dots, n-1$)。

按式(1)~(14)计算通道的共模抑制比 $CMRR$ 。

本底偏移 $\bar{x}_0$ 为

$$\bar{x}_0 = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{0i} \quad (1)$$

本底噪声标准偏差 s_0 为

$$s_0 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{0i} - \bar{x}_0)^2 \quad (2)$$

本底噪声交流幅度绝对值 x_{zi} 为

$$x_{zi} = |x_{0i} - \bar{x}_0| \quad (i = 0, \dots, n-1) \quad (3)$$

本底噪声交流幅度绝对值的平均值 $\bar{x}_z$ 为

$$\bar{x}_z = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{zi} \quad (4)$$

本底噪声交流功率值 γ_z 为

$$\gamma_z = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{zi}^2 \quad (5)$$

本底噪声交流幅度方差 s_z^2 为

$$s_z^2 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{zi} - \bar{x}_z)^2 \quad (6)$$

干扰测量序列均值 $\bar{x}_A$ 为

$$\bar{x}_A = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{Ai} \quad (7)$$

干扰测量序列方差 s_A^2 为

$$s_A^2 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{Ai} - \bar{x}_A)^2 \quad (8)$$

剔除本底偏移的干扰测量绝对值 x_{ci} 为

$$x_{ci} = |x_{Ai} - \bar{x}_0| \quad (i = 0, \dots, n-1) \quad (9)$$

干扰均值 $\bar{x}_c$ 为

$$\bar{x}_c = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{ci} \quad (10)$$

干扰方差 s_c^2 为

$$s_c^2 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{ci} - \bar{x}_c)^2 \quad (11)$$

剔除本底偏移的干扰功率值 γ_c 为

$$\gamma_c = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{ci}^2 \quad (12)$$

共模干扰有效值 σ_r 为

$$\sigma_r = \sqrt{|\gamma_c - \gamma_z|} \quad (13)$$

共模抑制比 $CMRR$ 为

$$CMRR = 20 \cdot \lg \frac{G \cdot E_A}{\sigma_r} \quad (14)$$

2 测量不确定度模型

由式 (14) 微分得

$$dCMRR = \frac{20}{\ln(10)} \left(\frac{dG}{G} + \frac{dE_A}{E_A} - \frac{d\sigma_r}{\sigma_r} \right) \quad (15)$$

$$\frac{d\sigma_r}{\sigma_r} = \frac{1}{2} \left(\frac{d\gamma_c}{\gamma_c - \gamma_z} - \frac{d\gamma_z}{\gamma_c - \gamma_z} \right) \quad (16)$$

$$d\gamma_c = 2s_A \cdot ds_A + 2(\bar{x}_A - \bar{x}_0)(d\bar{x}_A - d\bar{x}_0) \quad (17)$$

$$d\gamma_z = 2s_0 \cdot ds_0 - 2\bar{x}_z \cdot d\bar{x}_z \quad (18)$$

取灵敏系数 $c_1 \sim c_7$ 为^[5]

$$c_1 = \frac{20}{G \cdot \ln(10)} \quad (19)$$

$$c_2 = \frac{20}{E_A \cdot \ln(10)} \quad (20)$$

$$c_3 = \frac{20 \cdot s_A}{|\gamma_c - \gamma_z| \cdot \ln(10)} \quad (21)$$

$$c_4 = \frac{20 \cdot (\bar{x}_A - \bar{x}_0)}{|\gamma_c - \gamma_z| \cdot \ln(10)} \quad (22)$$

$$c_5 = \frac{-20 \cdot (\bar{x}_A - \bar{x}_0)}{|\gamma_c - \gamma_z| \cdot \ln(10)} \quad (23)$$

$$c_6 = \frac{-20 \cdot s_0}{|\gamma_c - \gamma_z| \cdot \ln(10)} \quad (24)$$

$$c_7 = \frac{-20 \cdot \bar{x}_z}{|\gamma_c - \gamma_z| \cdot \ln(10)} \quad (25)$$

则式 (15) 可表示为

$$dCMRR = c_1 dG + c_2 dE_A + c_3 ds_A + c_4 d\bar{x}_A + c_5 d\bar{x}_0 + c_6 ds_0 + c_7 d\bar{x}_z \quad (26)$$

由式 (26) 可得共模抑制比 $CMRR$ 测量不确定度的主要来源为: 测量通道增益 G 的不确定度 $u(G)$; 共模激励幅度 E_A 不确定度 $u(E_A)$; 共模干扰测量值的测量不确定度 $u(s_A)$; 测量通道共模干扰测量值均值 $\bar{x}_A$ 的测量不确定度 $u(\bar{x}_A)$; 测量通道本底噪声

均值 $\bar{x}_0$ 的不确定度 $u(\bar{x}_0)$; 测量通道本底噪声标准差 s_0 的不确定度 $u(s_0)$; 测量通道本底噪声幅值均值 $\bar{x}_z$ 的不确定度 $u(\bar{x}_z)$; 共模抑制比 $CMRR$ 测量重复性带来的不确定度 u_A 。假设各不确定度分量互不相关, 可得 $CMRR$ 测量不确定度模型为^[15]

$$u_c = \sqrt{c_1^2 u^2(G) + c_2^2 u^2(E_A) + c_3^2 u^2(s_A) + c_4^2 u^2(\bar{x}_A) + c_5^2 u^2(\bar{x}_0) + c_6^2 u^2(s_0) + c_7^2 u^2(\bar{x}_z) + u_A^2} \quad (27)$$

3 测量数据及处理

选取 FLUKE 9500A 型示波器校准仪作共模激励源, 技术指标分别为^[16]: 幅度范围 1 mV~100 V, 幅度最大允许误差 $\pm 0.006\% \sim \pm 0.003\%$; 频率范围 10 Hz~1 MHz; 频率最大允许误差 $\pm 5.0 \times 10^{-5}$; 总失真度 ≤ -60 dB。

使用 NI USB 6210 型数据采集系统作为被测对象进行共模抑制比实验, 技术指标分别为^[17]: 8

个差分输入通道, ADC 位数 $b = 16$ Bit, 通道最高采样速率 250 kSa/s; 输入量程范围为 $\pm 0.2, \pm 1, \pm 5, \pm 10$ V; 模拟输入最大电压 (信号+共模) 为 ± 10.4 V; $CMRR$ (DC 至 60 Hz) 为 100 dB; 增益最大允许误差为 $\pm 1.35 \times 10^{-4}, \pm 9.5 \times 10^{-5}, \pm 8.5 \times 10^{-5}, \pm 7.5 \times 10^{-5}$; 偏移最大允许误差为 $\pm 2.0 \times 10^{-5}, \pm 2.0 \times 10^{-5}, \pm 2.5 \times 10^{-5}, \pm 4.0 \times 10^{-5}$; 随机噪声标准差为 12, 26, 118, 229 μ V; 幅度最大允许误差 (满度点) 为 $\pm 88 \mu$ V, $\pm 310 \mu$ V, ± 1.41 mV, ± 2.69

mV; 模拟带宽为 122.5 kHz, 存储深度为 $n = 4\,096$ 点数据 FIFO。

选取 NI USB 6210 型数据采集系统的通道 1 为共模干扰激励测量通道, 共模干扰激励信号为峰值幅度 $E_s = 5\text{ V}$, 频率 50 Hz 的正弦交流信号。

设定量程范围为 $\pm 0.2\text{ V}$, 采集速率为 250 kSa/s, 标称增益 $G = 1$, 输入端接电阻 $R = 1\text{ k}\Omega$, 设置存储深度为 $n = 3\,000$ 点。

设定共模干扰电压幅度为 0 时, 启动采集, 获得数据序列曲线 $\{x_{0i}\}$, 如图 2 所示。

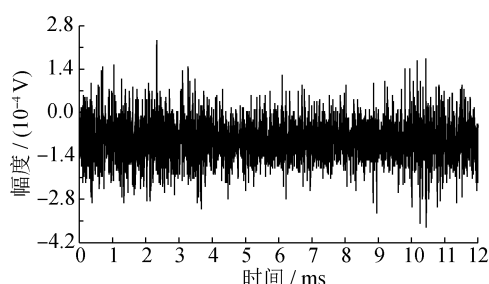


图 2 序列 $\{x_{0i}\}$ 曲线图

Fig.2 Background noise sequence $\{x_{0i}\}$ curve

设定共模干扰电压峰值幅度为 5 V 时, 启动采集, 获得数据序列曲线 $\{x_{Ai}\}$, 如图 3 所示。

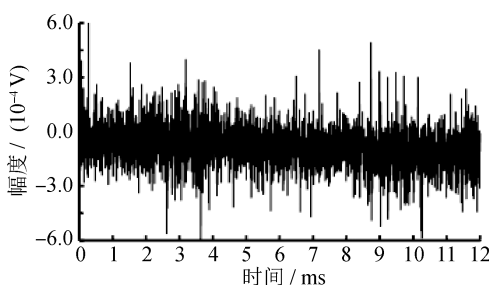


图 3 序列 $\{x_{Ai}\}$ 曲线图

Fig.3 Common mode interference sequence $\{x_{Ai}\}$ curve

执行上述共模抑制比测量, 获得 $CMRR$ 测量结果如表 1 所示。

在式 (27) 所述的不确定度模型中, 增益 G 的不确定度 $u(G)$ 可按如下方式获取: ①当使用自身测量结果获得的增益值 G 计算 $CMRR$ 时, 应对 G 的不确定度进行评定, 具体过程与步骤可参考相应文献^[18-19]; ②当使用说明书提供的增益值 G 计算 $CMRR$ 时, G 属于给定量值, 可同时使用说明书所给的 G 的不确定度进行运算。

表 1 交流共模抑制比测量结果

Tab.1 AC common mode rejection ratio measurement results

序号	$CMRR/\text{dB}$	增益标定值 G
1	91.45	1.001 203 747
2	92.16	1.001 203 747
3	92.60	1.001 203 747
4	91.79	1.001 203 747
5	92.88	1.001 203 747
6	92.14	1.001 203 747
7	91.53	1.001 203 747
8	92.31	1.001 203 747
9	93.32	1.001 203 747
10	92.30	1.001 203 747

由通道增益 $G = 1.001\,2$ 可以计算获得^[18-19] $c_1 = 8.675\,5$ 。由被测 NI USB 6210 数据采集系统的技术文件知其增益最大允许误差为 $\pm 1.35 \times 10^{-4}$, 设其在 $[-1.35 \times 10^{-4}, 1.35 \times 10^{-4}]$ 内服从均匀分布, 则增益不确定度 $u(G)$ 为

$$u(G) = \frac{1.35 \times 10^{-4}}{\sqrt{3}} = 7.794 \times 10^{-5} \quad (28)$$

其自由度 $\nu(G) = \infty$ 。设共模激励信号有效值幅度为

$$E_A = \frac{E_s}{1.414} \quad (29)$$

则 E_A 的不确定度 $u(E_A)$, 可由激励源的技术指标获得。

假设激励幅度 E_A 在其最大允许误差区间 $[-\Delta_1, \Delta_1]$ 内服从均匀分布, 可得幅度不确定度 $u(E_A)$ 为

$$u(E_A) = \frac{\Delta_1}{\sqrt{3}} \quad (30)$$

由激励源的技术说明书可知^[16], 在激励频率 50 Hz, 激励幅度 5 V 时, 最大允许误差 $\pm \Delta_1 = \pm 0.3\text{ mV}$, 则 $u(E_A) = 0.173\,2\text{ mV}$, $c_2 = 2.456\,74\text{ dB/V}$ 。

其自由度 $\nu(E_A) = \infty$ 。

针对共模干扰测量值, 其标准差 s_A 的不确定度 $u(s_A)$, 由实际标准差测量结果 s_A 按式 (31) 计算获得^[15]

$$u(s_A) = \frac{s_A}{\sqrt{2(n-1)}} \quad (31)$$

由图3所示数据可知,存在5 V共模干扰激励时,可获得测量通道测量结果的实验标准差 $s_A = 117.698 \mu\text{V}$,其不确定度 $u(s_A) = 1.519 \mu\text{V}$;均值 $\bar{x}_A = 83.796 \mu\text{V}$;

无共模干扰激励时测量通道的实验标准差测量结果 $s_0 = 69.856 \mu\text{V}$,均值 $\bar{x}_0 = 87.719 \mu\text{V}$ 。

针对数据采集系统测量通道,其本底噪声标准差 s_0 的不确定度 $u(s_0)$ 为

$$u(s_0) = \frac{s_0}{\sqrt{2(n-1)}} \quad (32)$$

则 $u(s_0) = 0.902 \mu\text{V}$,其自由度 $\nu(s_0) = \infty$, $\gamma_z = 4878.1983 \mu\text{V}^2$, $\gamma_c = 13863.650 \mu\text{V}^2$ 。

则有共模干扰的直流部分为 $\bar{x}_A - \bar{x}_0 = -3.923 \mu\text{V}$, $\sigma_r = \sqrt{|\gamma_c - \gamma_z|} = 94.792 \mu\text{V}$ 。则 $u(s_A) = 1.519 \mu\text{V}$, $c_3 = 0.1137732 \text{ dB}/\mu\text{V}$ 。其自由度 $\nu(s_A) = \infty$ 。 $c_4 = -0.003792 \text{ dB}/\mu\text{V}$, $c_5 = 0.003792 \text{ dB}/\mu\text{V}$, $c_6 = 0.06753 \text{ dB}/\mu\text{V}$, $c_7 = 0.05254 \text{ dB}/\mu\text{V}$ 。

共模干扰测量值均值 $\bar{x}_A$ 的测量不确定度 $u(\bar{x}_A)$ 由 $\bar{x}_A$ 的实验标准偏差 $s(\bar{x}_A)$ 和测量分辨力 Δ_2 不确定度 u_{Δ_2} 的最大值给出,其中,

$$s(\bar{x}_A) = \frac{s_A}{\sqrt{n}} \quad (33)$$

则 $s(\bar{x}_A) = 2.149 \mu\text{V}$,其自由度 $\nu(\bar{x}_A) = n - 1 = 2999$ 。

由所选择的数据采集系统A/D位数为 $b = 16$ bit,工作量程为 $\pm 0.2 \text{ V}$,可以确定量化阶梯 $\Delta_2 = 2 \times 0.2/2^b = 6.10 \mu\text{V}$,设量化误差在区间 $[-\Delta_2, \Delta_2]$ 内均匀分布,则量化误差带来的不确定度

$$u_{\Delta_2} = \Delta_2/1.732 = 3.524 \mu\text{V} \quad (34)$$

其自由度 $\nu(\Delta_2) = \infty$ 。

$$u(\bar{x}_A) = \max\{s(\bar{x}_A), u_{\Delta_2}\} \quad (35)$$

则 $u(\bar{x}_A) = 3.524 \mu\text{V}$ 。

测量通道本底噪声导致的不确定度 $u(\bar{x}_0)$ 由 $\bar{x}_0$ 的实验标准偏差 $s(\bar{x}_0)$ 和测量分辨力 Δ_2 不确定度 u_{Δ_2} 的最大值给出,其中,

$$s(\bar{x}_0) = \frac{s_0}{\sqrt{n}} \quad (36)$$

则 $s(\bar{x}_0) = 1.2754 \mu\text{V}$,其自由度 $\nu(\bar{x}_0) = n - 1 = 2999$ 。

$$u(\bar{x}_0) = \max\{s(\bar{x}_0), u_{\Delta_2}\} \quad (37)$$

则 $u(\bar{x}_0) = 3.524 \mu\text{V}$

测量通道本底噪声幅度绝对值 x_z 的不确定度 $u(x_z)$ 由其实验标准差 s_z 给出,则 $u(x_z) = s_z = 43.872 \mu\text{V}$, x_z 均值 $\bar{x}_z$ 的不确定度 $u(\bar{x}_z)$ 为

$$u(\bar{x}_z) = s(\bar{x}_z) = \frac{s_z}{\sqrt{n}} \quad (38)$$

则 $u(\bar{x}_z) = 0.801 \mu\text{V}$ 。

共模抑制比CMRR测量重复性带来的不确定度 u_A 由表1中 $m = 10$ 次实验的实验标准差按式(38)给出

$$u_A = \sqrt{\frac{1}{m} \sum_{j=1}^m (CMRR_j - \bar{C})^2} \quad (39)$$

$\bar{C} = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m CMRR_j = 92.15 \text{ dB}$, $u_A = 0.45 \text{ dB}$,其

自由度 $\nu_A = m - 1 = 9$ 。

4 合成不确定度计算

各不确定度分量评定后列表,如表2所示。

表2 不确定度分量概算表

Tab.2 Estimation table of uncertainty components

序号 <i>i</i>	输入值 X_i	输入值 x_i	标准不确定度 $u(x_i)$	自由度	灵敏系数 c_i	不确定度分量 $c_i u_i(B)$	分布
1	G	1.001 2	7.794×10^{-5}	∞	8.675 5 dB	$6.76 \times 10^{-4} \text{ dB}$	矩形
2	E_A	2.887 V	173.2 μV	∞	2.456 74 dB/V	$4.26 \times 10^{-4} \text{ dB}$	矩形
3	s_A	117.698 μV	1.52 μV	∞	0.113 773 2 dB/ μV	0.011 6 dB	矩形
4	$\bar{x}_A$	83.796 μV	3.524 μV	∞	-0.003 792 dB/ μV	0.013 4 dB	矩形
5	$\bar{x}_0$	87.719 μV	3.524 μV	∞	0.003 792 dB/ μV	0.013 4 dB	矩形
6	s_0	69.856 μV	0.902 μV	∞	0.067 53 dB/ μV	0.061 dB	矩形
7	$\bar{x}_z$	54.352 μV	0.801 μV	∞	0.052 54 dB/ μV	0.042 dB	正态
8	CMRR	-	0.494 dB	9	1	0.494 dB	正态

按式(27)计算共模抑制比 $CMRR$ 合成标准不确定度 $u_c = 0.50$ dB。

由表2可见,重复性所占比重最大,属于主导分量,在本文所述条件下,其它分量的影响可忽略。因此,可判定 u_c 服从正态分布,其有效自由度 $\nu_{\text{eff}}(CMRR)^{[15]}$ 为

$$\nu_{\text{eff}}(CMRR) = \frac{u_c^4}{\sum_{j=1}^7 \frac{c_j^4 u_j^4}{\nu_j}} = 9 \quad (40)$$

5 扩展不确定度

选取置信概率 $p = 95\%$,则由有效自由度 $\nu_{\text{eff}}(CMRR) = 9$,从 t 分布表查得,包含因子 $k = 2.262$,则可得共模抑制比 $CMRR$ 的扩展不确定度 $U(CMRR) = k \times u_c = 1.1$ dB。

6 测量结果

经过上述分析过程,可以获得完整表征方式的共模抑制比 $CMRR_0$ 为

$$CMRR_0 = (92.1 \pm 1.1) \text{ dB} \\ (k = 2.262, p = 95\%) \quad (41)$$

其中,“ $\pm$ ”后面的数值表示扩展不确定度,包含因子为 $k = 2.262$,是置信概率 $p = 95\%$ 时由 t 分布表查得。

7 结论

综上所述,在评价数据采集系统的共模抑制比 $CMRR$ 时,评价结果的影响因素包括共模激励信号不确定度、采集系统通道增益、采样量化分辨率、测量重复性等,均能带来不确定度。

从图2和图3可见,本文所述实验的共模干扰主要以噪声幅度增加方式体现的交流干扰特性,未见明显的直流分量增加趋势。

本文所述测量中,起主导作用的不确定度分量是测量重复性,占绝对优势,这也间接说明抗干扰指标参数测量离散性确实较大,其中原因尚未完全清楚和掌握,应该作为其不确定度中的主要分量,其它分量暂时处于次要地位,可以忽略。共模信号频率为50 Hz,周期为20 ms,目前的实验采样序列仅为12 ms,尚未能将其一个周波的状态采集完整,因而导致离散性较大。这种情况下,在通常的估计中,可以通过测量重复性进行不确定度的基本估计。

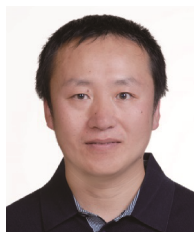
另外,需特别说明的是,本文所述的不确定度评定仅是处理方法之一,若采用其它处理方法,则相应不确定度需要适时另行评定。

参考文献

- [1] SZYNOWSKI J. CMRR analysis of instrumentation amplifiers[J]. Electronics Letters, 1983, 19(14): 547-549.
- [2] SAAB A. 运算放大器共模抑制比的测量方法[J]. 电子产品世界, 2004 (11B): 60-64.
SAAB A. Measuring DC-to-wideband CMRR for op amps [J]. Electronic Engineering & Product World, 2004 (11B): 60-64. (in Chinese)
- [3] 吴丹, 段春阳, 李玉玲. 运算放大器运放环模块测试研究[J]. 电子与封装, 2021 (12): 13-19.
WU D, DUAN C Y, LI Y L. Research on operational amplifier loop module test in operational amplifier[J]. Electronics & Packaging, 2021(12): 13-19. (in Chinese)
- [4] 吴铁峰, 张鹤鸣, 胡辉勇, 等. 一种新的测量放大器的共模抑制比计算模型[J]. 电子器件, 2009, 32 (3): 601-603.
WU T F, ZHANG H M, HU H Y, et al. New calculation model of CMRR based on instrumentation amplifier [J]. Chinese Journal of Electron Devices, 2009, 32(3): 601-603. (in Chinese)
- [5] 唐鸿宾, 申隆英. 测量运算放大器共模抑制比的新方法[J]. 数据采集与处理, 1986 (1): 23-30.
TANG H B, SHEN L Y. A new method for measuring CMRR of operational amplifiers [J]. Journal of Data Acquisition and Processing, 1986(1): 23-30. (in Chinese)
- [6] 黄晓宗, 黄文刚, 刘伦才, 等. 运算放大器共模抑制比的仿真与测试[J]. 微电子学, 2012, 42 (2): 154-158.
HUANG X Z, WANG W G, LIU L C, et al. Simulation and measurement techniques for cmrr of operational amplifiers [J]. Microelectronics, 2012, 42(2): 154-158. (in Chinese)
- [7] 熊菊秀, 金建祥, 徐义亨. 控制系统的共模抑制比和串模抑制比[J]. 电气时代, 2006 (2): 116-119.
XIONG J X, JIN J X, XU Y H. Common mode rejection ratio and series mode rejection ratio of control system [J]. Electric Age, 2006(2): 116-119. (in Chinese)

- [8] 王琦. 分散控制系统抗干扰性能测试方法探讨[J]. 中国电力, 2008, 41(12): 46-49.
WANG Q. Discussion on anti interference performance test method of distributed control system [J]. Electric Power, 2008, 41(12): 46-49. (in Chinese)
- [9] 杨世儒, 李殊骁. 数据采集系统共模抑制比的综合计算[J]. 吉林化工学院学报, 1992, 9(1): 53-60.
YANG S R, LI S Y. Comprehensive calculation of common mode rejection ratio in data acquisition system [J]. Journal of Jilin Institute of Chemical Technology, 1992, 9(1): 53-60. (in Chinese)
- [10] 金建祥, 邹海明, 徐义享. 关于模拟量输入模板CMRR和SMRR指标值的讨论[J]. 自动化仪表, 2004, 25(3): 14-18.
JIN J X, ZOU H M, XU Y X. Discussion on the values of CMRR and SMRR in specification of analog input modules [J]. Process Automation Instrumentation, 2004, 25(3): 14-18. (in Chinese)
- [11] 国家技术监督局. 数据采集系统校准规范: JJF 1048-1995[S]. 北京: 中国计量出版社, 1995.
State Administration For Market Regulation. Calibration specification for data acquisition systems: JJF 1048-1995 [S]. Beijing: China Metrology Publishing House, 1995. (in Chinese)
- [12] 王述杭. 数据采集系统鉴定规范(草案)[S]. 中国空气动力学会测控专业委员会, 1984.
WANG S H. Specification for data acquisition system identification (Draft) [S]. China aerodynamics measurement and control professional committee, 1984. (in Chinese)
- [13] IEEE Instrumentation Society. IEEE standard for digitizing waveform recorders: IEEE Std 1057-2017[S]. 2017. 445 Hoes Lane, Piscataway, NJ 08854 USA.
- [14] International Electrotechnical Commission. Performance characteristics and calibration methods for digital data acquisition systems and relevant software: IEC 62008-2005[S]. Switzerland, 2005.
- [15] 叶德培, 宋振国, 汪贤至. 测量不确定度的表示及评定: GJB 3756-1999[S]. 北京: 中国人民解放军总装备部军标出版发行部, 1999.
YE D P, SONG Z G, WANG X Z. Representation and evaluation of measurement uncertainty: GJB 3756-1999[S]. Beijing: Military Standard Publishing and Distribution Department of the General Equipment Department of the People's Liberation Army of China, 1999. (in Chinese)
- [16] FLUKE International Corporation. FLUKE 9500A Specifications[Z]. FLUKE International Corporation, 2023.
- [17] National Instrument Corporation. USB-6210 Specifications[Z]. National Instruments Corporation, 2022.
- [18] 梁志国. 交流增益的测量不确定度[J]. 计量学报, 2004, 25(2): 162-166.
LIANG Z G. The uncertainty of the measurement of ac gain [J]. Acta Metrologica Sinica, 2004, 25(2): 162-166. (in Chinese)
- [19] 梁志国, 孙璟宇, 曹英杰. 直流增益和直流偏移的不确定度[J]. 计量学报, 2003, 24(3): 225-230.
LIANG Z G, SUN J Y, CAO Y J. The uncertainty of evaluation of dc gain and offset [J]. Acta Metrologica Sinica, 2003, 24(3): 225-230. (in Chinese)
- [20] 梁志国. 数字存储示波器通道隔离度测量不确定度评定[J]. 计测技术, 2011, 31(5): 33-36.
LIANG Z G. The measurement uncertainty evaluation of crosstalk of digital storage oscilloscopes [J]. Metrology & Measurement Technology, 2011, 31(5): 33-36. (in Chinese)

(本文编辑: 郑燕)



第一作者: 梁志国 (1962—), 男, 黑龙江巴彦县人, 研究员, 博士, 博士研究生导师, 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。