

文章编号: 1671-7449(2024)02-0139-08

数据采集系统共模抑制比的测量实验研究

梁志国¹, 冯秀娟²

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

2. 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: 介绍了数据采集系统共模抑制比参数的概念、内涵及定义, 并阐述了数据采集系统共模抑制比测量中的5个问题: 1) 共模干扰的非线性问题; 2) 共模干扰表现形式的多样性, 即直流偏移形式, 交流波动形式, 噪声水平变化形式; 3) 本底噪声影响的测量及剔除方式, 即方差(能量)相减方式, 有效值差方式, 绝对值均值差方式; 4) 共模信号端接方式的影响; 5) 直流共模抑制比和交流共模抑制比的差异。以一个典型数据采集系统上的实验结果, 阐述了上述不同条件变化对共模抑制比测量结果的影响, 给出了数据采集系统共模抑制比测量的技术建议。

关键词: 计量学; 共模抑制比; 计量评价; 校准; 数据采集系统

中图分类号: TH701

文献标识码: A

doi: 10. 3969/j. issn. 1671-7449. 2024. 02. 006

引用格式: 梁志国, 冯秀娟. 数据采集系统共模抑制比的测量实验研究[J]. 测试技术学报, 2024, 38(2): 139-146.

LIANG Zhiguo, FENG Xiujuan. On the measurement experiment of common mode rejection ratio of data acquisition systems[J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2024, 38(2): 139-146.

On the Measurement Experiment of Common Mode Rejection Ratio of Data Acquisition Systems

LIANG Zhiguo¹, FENG Xiujuan²

(1. National Key Laboratory of Metrology and Calibration Technology, Changcheng Institute of Metrology and Measurement, Beijing 100095, China;

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

Abstract: This paper introduces the concept, connotation and definition of common mode rejection ratio (CMRR) parameter of data acquisition system (DAS), and expounds on several problems in the measurement of CMRR of DAS: 1) nonlinear transfer problems of common mode interference; 2) Diversity of common mode interference; Namely, DC offset form, AC fluctuation form and noise level change form; 3) Measurement and elimination methods of background noise impact; That is, variance (energy) subtraction method, effective value direct subtraction method, and absolute value mean direct subtraction method; 4) Influence of termination mode of common mode signal; 5) The difference between DC CMRR and AC CMRR. Based on the experimental results of a typical data acquisition system, the influence of the above different conditions on the CMRR measurement results is described, and technical suggestions for CMRR measurement of data acquisition systems are given.

收稿日期: 2023-04-24

基金项目: 国家规范修订计划资助项目([2021]237号)

作者简介: 梁志国(1962—), 男, 博士, 研究员, 博士生导师, 主要从事数字化测量与校准、模式识别、动态校准、精确测量的研究。

E-mail: Lzg304@sina.com。

Key words: metrology; CMRR; measure evaluation; calibration; data acquisition systems

0 引言

对于具有差分输入结构的数据采集系统而言,其抗共模电压范围以及共模抑制比指标是其最重要的抗干扰指标^[1-4]。它的量值是否达到要求,甚至能影响到其本身能否有效应用^[5-8]。但有关其共模抑制比的计量评价,一直存在很多问题,以至于在实际工作中,不同单位、机构、甚至是不同人出具的测量结果,其差异都很大。除了这类抗干扰指标参量自身的离散性一直较大以外,一些细节的处理方式也在很大程度上影响测量结果的出具。

不仅如此,与数据采集系统同属数字化测量仪器的数字多用表也面临同样的问题。目前,有关数字多用表,在我国存在3份权威文件^[9-11],它们分别是两份国家标准和一份计量校准规范。在国家标准里,阐述了3种类型的数字多用表,分别是输出与输入的有效值成正比的有效值响应数字多用表、输出与输入的峰值成正比峰值响应数字多用表、以及输出与输入绝对值的平均值成正比的平均值响应数字多用表。其输出均与输入具有相同的物理量纲,增益为1。

在国家标准文件GB/T 13978—2008《数字多用表》中,有关共模抑制比的定义为“施加于按规定电路连接在一起的规定参考点和两个输入端之间的电压与产生相同输出值在输入端之间所需施加的电压之比”。应用到数据采集系统中,表现为引线接入1 kΩ电阻时,共模干扰直流电压值或交流电压峰值与施加共模干扰电压前后的显示值变化所对应的电压值之比^[9]。

该阐述是以线性系统模型约定数字多用表的共模抑制特性的,即认为干扰造成的测量结果波动量值(可能是峰峰值、有效值、平均值)均与共模干扰量值本身成正比关系,且计算共模抑制比时,也应当是分子分母同为相一致的量值约定,如同为峰值、同为有效值、或同为平均值。但具体如何计算,标准中并未能详细给出,而相应的计量校准规范^[11],也没有给出共模抑制比的校准内容。甚至在专门讨论测试模型和测试技术时^[12,13],都没有被重点提及。

本文后续内容,将主要讨论这些问题,并试

图结合具体实验效果,给出明确的结论,以供实际应用参考、同行讨论与完善。

1 问题的提出

共模抑制比指标的来源并非始于数据采集系统,而是源于差分放大器的技术指标^[14-19]。其内涵是:由于具有抵抗共模信号的电子线路的非对称性,使得共模信号也能产生部分微弱的输出贡献,从而成为了正常测量放大信号的一种干扰。具体情况如图1所示。

差分放大器的差分平衡输入端子A, B与输出端子C, D中,输入端子A(或B)与地(D)之间的等效电阻 $R_{AD}(R_{BD})$ 远大于输入端子A, B之间的等效电阻 R_{AB} ,使得其端子间的共模电压信号 $U_C(t)=U_{BD}(t)$ (或 $U_C(t)=U_{AD}(t)$)很难在C, D两端产生输出。由于放大器的前级需要接入信号源或传感器,它们均存在内阻 R ,使得当共模干扰加到A(或B)、D(地)两端时,由于电路结构的不对称性,导致其对任何一个共模信号的通过都会存在“高”“低”两端的通道电路差异,从而导致非零的共模增益出现,致使在C, D两端产生了输出 $y_c(t)$,从而对正常输出造成了干扰。

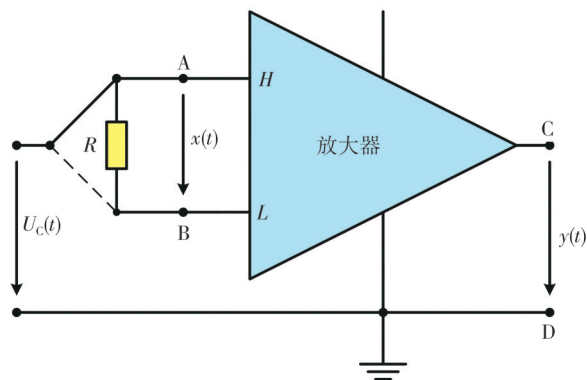


图1 放大器共模特性示意图

Fig. 1 Schematic diagram of amplifier common mode characteristics

正常差分端子A, B之间加载差分信号 $x(t)$,其在输出端子间产生输出 $y(t)$,假设差分放大器对于差模信号和共模电压而言,均是线性时不变系统。则有

$$y_c(t) = G_c \cdot U_c(t), \quad (1)$$

$$y(t) = G_d \cdot x(t), \quad (2)$$

式中: G_d , G_c 分别为放大器的差模增益和共模增益。当差模输出与共模输出相等时,有

$$y_c(t) = y(t), G_c \cdot U_c(t) = G_d \cdot x(t),$$

$$\frac{U_c(t)}{x(t)} = \frac{G_d}{G_c} \quad (3)$$

即,使用能在输出端产生相同幅度输出的共模电压信号与差模电压信号的幅度比,定义共模抑制比,它也是差模增益与共模增益之比。

由于式(3)表征的共模抑制比的数值往往较大,通常采用其对数形式定义共模抑制比为

$$CMRR = 20 \lg \frac{U_c(t)}{x(t)} = 20 \lg \frac{G_d}{G_c} \quad (4)$$

实际上,数据采集系统共模抑制比的界定,完全借鉴和延续了差分放大器共模抑制比的概念、内涵和定义,略有不同的是仅相当于在 C、D 两个输出端之后,外接了 A/D 转换器,将输出信号转化成输出数据而已,其它并未改变,故仍可沿用差分放大器有关共模抑制特性的全部内涵。

目前,在实际计量测试中,针对共模抑制比参数出现的问题主要有:

1) 放大器被认定为纯线性器件,除了差模特性以外,其共模干扰与共模激励也应呈现线性传递关系,如式(1)、式(2)所示。即直流共模电压只产生直流输出,交流共模电压仅产生同频交流共模输出。而实际上的共模干扰输出的表现形式比较复杂,并非完全呈现激励响应的线性关系。首先,共模干扰响应与共模激励并非完全呈线性关系;其次,共模干扰响应与激励并未确认为同频;再次,共模干扰响应与激励并非属于完全同类别,即直流干扰仅产生直流输出,交流干扰仅产生交流输出。无论共模电压激励是直流还是交流,其造成的干扰都同时包含直流偏移、交流波动、随机噪声变化3种方式。

2) 既然共模干扰的响应特性并非与干扰源呈完全线性和同类关系,那么如何表征干扰信号的特征便成为主要问题。

通常,表征直流信号强度仅需要使用幅度参数即可,它同时属于峰值、有效值、平均值;表征正弦交流强度可以使用峰值、有效值、绝对值的平均值幅度(波形面积),不可使用算数平均值幅度。而表征随机噪声强度可以使用有效值幅度、绝对值的平均值幅度,不宜使用算数平均值幅度、峰值幅度。由此可见,在任何情况下都可以使用的有两种方式:绝对值的平均幅度和有效值幅度,两者都可以用来表征共模干扰强度。

3) 当共模干扰为0时,输出端子 C、D 间也存在

有噪声信号及非0直流均值,称为本地噪声和直流偏移。通常,它也是一个均值非0的随机过程。如何将该本底噪声及直流偏移从共模干扰测量序列中剔除,也是共模抑制比测量评价中必须解决的问题。

将本底噪声从共模干扰测量序列中剔除的方法有均值直接相减法、有效值直接相减法和方差相减法(功率相减法)。

本底噪声是否剔除,以及使用何种方式剔除,通常是导致共模抑制比测量结果不一致的主要原因。

4) 由于模拟传感器或信号源内阻 R 的接入,导致针对任何一种共模干扰激励出现时,电子线路不可能完全对称。因而,从端子 A 或端子 B 与“地(D)”之间接入的共模电压产生的干扰输出是有差异的,即两者所获得的共模抑制比是有差异的。它们差异的大小,除了与具体的被测系统相关外,也与接入电阻的阻值密切相关。这也是造成共模抑制比测量结果不一致的原因之一。

本文后续实验将结合一个具体实例,以实验方式对上述不同方式方法给出的共模抑制比测量结果进行定量比较研究,以总结、归纳其特点和不足,为实际计量测试应用提供参考借鉴。

2 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,即是用绝对值的平均值还是有效值;其二为如何从干扰信号中剔除本底噪声,即是用直接均值幅度差方式剔除、还是用直接有效值幅度差方式剔除、或者按功率差方式使用幅度平方差相减剔除。

当本底噪声与共模干扰相比非常微弱时,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。

共模抑制比 CMRR 评定流程为:

接线如图 2 所示,数据采集系统被测通道的两个差分输入端 A、B 用一个 1 kΩ 电阻相连,然后,在电阻的一端 A(或 B)与共模信号发生器的“高”端相连接;信号源的“低”端与数据采集系统的外壳“地”相连,并接到本地的“大地”。

设置测量通道为最小量程档、直流耦合方式、直流偏置为零。选取通道采集数据个数 $n \geq 1000$,选取通道增益 G 。

使共模信号源输出为零,采集数据 $x_{0i}(i=$

$0, \dots, n-1$ 。

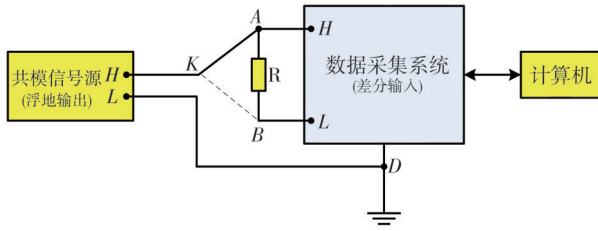


图2 数据采集系统共模特性测量连线图

Fig. 2 Common mode performance measurement diagram of data acquisition system

在选定的共模信号频率 f 上,将共模信号 $U_c(t)$ 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,采集数据 x_{Ai} ($i=0, \dots, n-1$)^[5-6]。

按式(5)~式(17)计算各个参数:

$$\bar{x}_0 = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{0i}, \quad (5)$$

$$s_0 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{0i} - \bar{x}_0)^2, \quad (6)$$

$$x_{zi} = |x_{0i} - \bar{x}_0| \quad (i=0, \dots, n-1), \quad (7)$$

$$\bar{x}_z = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{zi}, \quad (8)$$

$$\gamma_z = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{zi}^2, \quad (9)$$

$$s_z^2 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{zi} - \bar{x}_z)^2, \quad (10)$$

$$\bar{x}_A = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{Ai}, \quad (11)$$

$$s_A^2 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{Ai} - \bar{x}_A)^2, \quad (12)$$

$$x_{ci} = |x_{Ai} - \bar{x}_0| \quad (i=0, \dots, n-1), \quad (13)$$

$$\bar{x}_c = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{ci}, \quad (14)$$

$$s_c^2 = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x_{ci} - \bar{x}_c)^2, \quad (15)$$

$$\gamma_c = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x_{ci}^2, \quad (16)$$

$$\sigma_r = \sqrt{|\gamma_c - \gamma_z|}. \quad (17)$$

按照功率合成思想,以方差方式从干扰序列中剔除本底噪声的影响,则按式(14)计算通道的共模抑制比

$$CMRR_1 = 20 \cdot \lg \frac{G \cdot E_A}{\sigma_r}. \quad (18)$$

按照有效值合成思想,以直接有效值之差方式从干扰序列中剔除本底噪声的影响,则按

式(19)计算通道的共模抑制比

$$CMRR_2 = 20 \cdot \lg \frac{G \cdot E_A}{|\sqrt{\gamma_c} - \sqrt{\gamma_z}|}. \quad (19)$$

当用于直流共模抑制比测量时,共模干扰信号幅度值、平均值和有效值均相同,令其为 E_A ,按照绝对值平均值直接相消思想,从干扰序列中剔除本底噪声的影响,则按式(20)计算通道的共模抑制比

$$CMRR_{dc3} = 20 \cdot \lg \frac{G \cdot E_A}{|\bar{x}_c - \bar{x}_z|}. \quad (20)$$

当用于交流共模抑制比测量时,共模干扰信号幅度有效值为 E_A ,则其峰值为 $E_A \cdot \sqrt{2}$ 、平均值为 $E_A \cdot 2\sqrt{2}/\pi$,按照绝对值平均值直接相消思想,从干扰序列中剔除本底噪声的影响,则按式(21)计算通道的共模抑制比

$$CMRR_{ac3} = 20 \cdot \lg \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot G \cdot E_A}{\pi \cdot |\bar{x}_c - \bar{x}_z|}. \quad (21)$$

3 典型系统测量数据及处理结果

选取FLUKE 9500A型示波器校准仪作共模激励源,其技术指标为^[20]:

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: $\pm 5.0 \times 10^{-5}$ 。

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。其技术指标为^[21]:

8个差分输入通道,ADC位数 $b=16$ b,通道最高采样速率为250 kSa/s;

输入量程范围: ± 0.2 V, ± 1 V, ± 5 V, ± 10 V;

模拟输入最大电压(信号+共模): ± 10.4 V;

CMRR(DC至60 Hz): 100 dB;

增益最大允许误差: $\pm 1.35 \times 10^{-4}$, $\pm 9.5 \times 10^{-5}$, $\pm 8.5 \times 10^{-5}$, $\pm 7.5 \times 10^{-5}$;

偏移最大允许误差: $\pm 2.0 \times 10^{-5}$, $\pm 2.0 \times 10^{-5}$, $\pm 2.5 \times 10^{-5}$, $\pm 4.0 \times 10^{-5}$;

随机噪声标准差: 12 μ V, 26 μ V, 118 μ V, 229 μ V;

幅度最大允许误差(满度点): ± 88 μ V, ± 310 μ V, ± 1.41 mV, ± 2.69 mV;

模拟带宽122.5 kHz,存储深度为 $n=4096$ 点

数据FIFO。

选取NI USB 6210型数据采集系统通道1为共模干扰激励测量通道。量程范围为±0.2 V,采集速率为250 kSa/s,增益 $G=1.001\ 203\ 747^{[22,23]}$,输入端接电阻 $R=1\ \text{k}\Omega$,存储深度为 $n=3\ 000$ 点。

3.1 交流共模抑制比实验

选取共模干扰激励信号 K 为峰值幅度 $E_s=5\ \text{V}$ 频率50 Hz的正弦交流信号,执行上述共模抑制比测量,获得交流 $CMRR$ 测量结果如表1所示。

表1 交流共模抑制比测量结果

Tab 1 AC common mode rejection ratio measurement results

序号	K接A端			K接B端		
	$CMRR_{ac1-A}/\text{dB}$	$CMRR_{ac2-A}/\text{dB}$	$CMRR_{ac3-A}/\text{dB}$	$CMRR_{ac1-B}/\text{dB}$	$CMRR_{ac2-B}/\text{dB}$	$CMRR_{ac3-B}/\text{dB}$
1	91.45	97.37	99.39	99.35	112.01	111.73
2	92.16	97.99	99.50	104.05	121.54	120.23
3	92.60	98.70	100.39	100.28	113.97	114.90
4	91.79	97.71	99.28	101.42	116.42	116.67
5	92.88	99.19	101.10	99.92	113.33	114.58
6	92.14	98.38	100.27	97.68	108.95	110.10
7	91.53	96.85	98.38	99.91	113.43	115.17
8	92.31	98.49	100.24	98.56	110.67	114.41
9	93.32	99.66	101.57	100.73	115.15	117.60
10	92.30	98.21	99.79	99.23	111.80	114.73
均值	92.15	98.26	99.99	100.11	113.73	115.01
标准差	0.49	0.83	0.93	1.74	3.49	2.83

其中, K 接A端点时,获得序列本底噪声测量序列 $\{x_{0i}\}$ 和干扰测量序列 $\{x_{A_i}\}$ 的曲线如图3和图4所示。

K 接B端点时,获得序列本底噪声测量序列 $\{x_{0i}\}$ 和干扰测量序列 $\{x_{A_i}\}$ 的曲线如图5和图6所示。

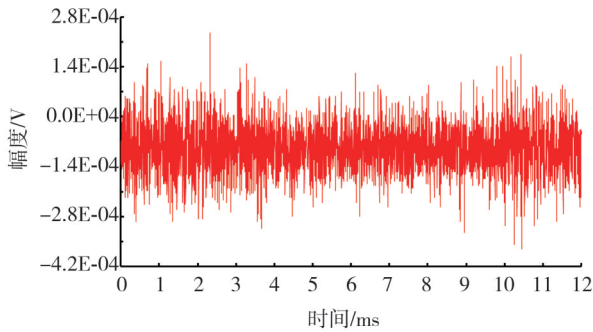


图3 本底噪声序列 $\{x_{0i}\}$ 曲线图(K接A)

Fig. 3 Background noise sequence $\{x_{0i}\}$ curve (K connected to A)

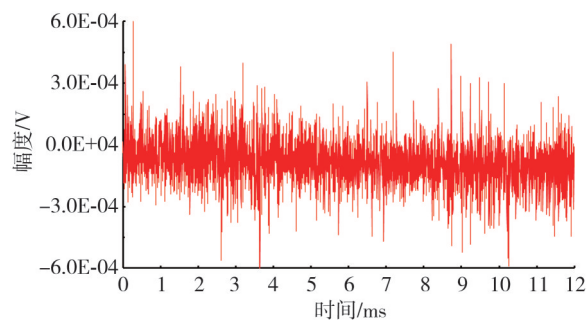


图4 干扰序列 $\{x_{A_i}\}$ 曲线图(K接A)

Fig. 4 Interference sequence $\{x_{A_i}\}$ curve (K connected to A)

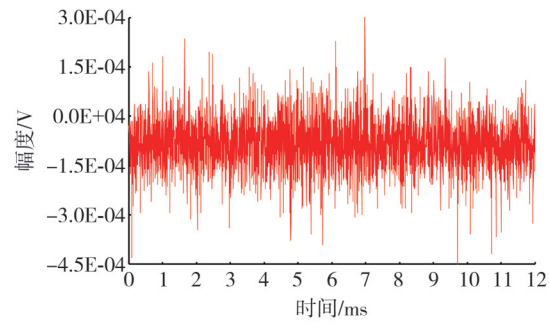


图5 本底噪声序列 $\{x_{0i}\}$ 曲线图(K接B)

Fig. 5 Background noise sequence $\{x_{0i}\}$ curve (K connected to B)

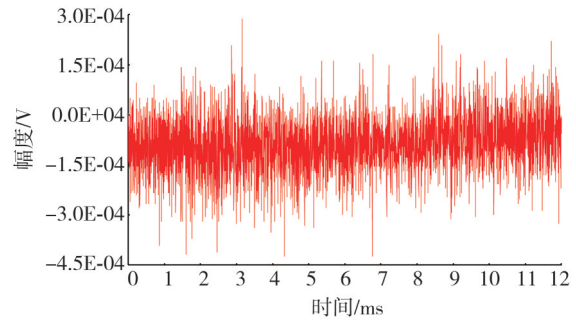


图6 干扰序列 $\{x_{A_i}\}$ 曲线图(K接B)

Fig. 6 Interference sequence $\{x_{A_i}\}$ curve (K connected to B)

3.2 直流共模抑制比实验

选取共模干扰激励信号为幅度 $E_A=5\text{ V}$ 的直

流信号, 执行上述共模抑制比测量, 获得直流 $CMRR$ 测量结果如表 2 所示。

表 2 直流共模抑制比测量结果

Tab 2 DC Common Mode Rejection Ratio Measurement Results

序号	K接A端			K接B端		
	$CMRR_{dc1-A}/\text{dB}$	$CMRR_{dc2-A}/\text{dB}$	$CMRR_{dc3-A}/\text{dB}$	$CMRR_{dc1-B}/\text{dB}$	$CMRR_{dc2-B}/\text{dB}$	$CMRR_{dc3-B}/\text{dB}$
1	105.89	106.74	128.41	114.59	129.75	120.94
2	106.36	107.26	121.00	113.96	128.68	125.14
3	106.09	106.97	121.94	111.58	123.98	121.13
4	105.95	106.79	122.74	112.60	126.23	123.26
5	106.57	107.48	121.95	113.54	127.77	120.31
6	105.86	106.72	124.82	134.38	169.70	121.31
7	106.02	106.87	130.84	114.58	129.56	120.02
8	106.00	106.84	125.45	112.22	124.90	120.36
9	106.34	107.22	122.39	117.09	135.04	123.88
10	106.23	107.10	123.60	118.55	137.76	122.52
均值	106.13	107.00	124.31	116.31	133.34	121.89
标准差	0.23	0.26	3.16	6.70	13.47	1.73

其中, K 接A端点时, 获得序列本底噪声测量序列 $\{x_{0i}\}$ 和干扰测量序列 $\{x_{Ai}\}$ 的曲线如图 7 和图 8 所示。 K 接A端点时, 获得序列本底噪声测量序列 $\{x_{0i}\}$ 和干扰测量序列 $\{x_{Ai}\}$ 的曲线如图 9 和图 10 所示。

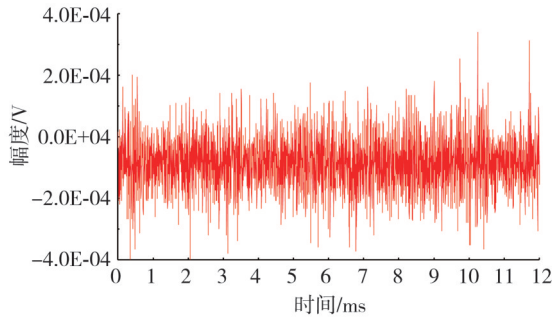


图 7 本底噪声序列 $\{x_{0i}\}$ 曲线图(K 接A)

Fig. 7 Background noise sequence $\{x_{0i}\}$ curve (K connected to A)

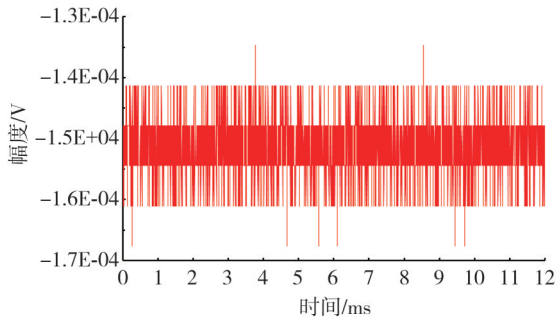


图 8 干扰序列 $\{x_{Ai}\}$ 曲线图(K 接A)

Fig. 8 Interference sequence $\{x_{Ai}\}$ curve (K connected to A)

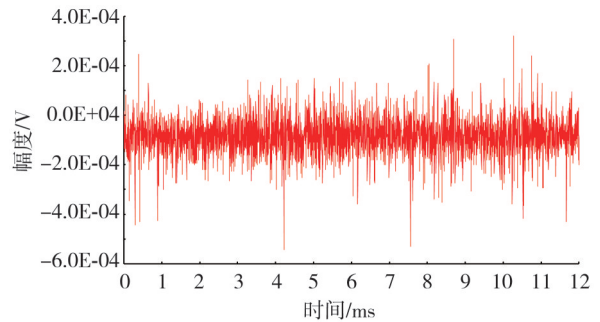


图 9 本底噪声序列 $\{x_{0i}\}$ 曲线图(K 接B)

Fig. 9 Background noise sequence $\{x_{0i}\}$ curve (K connected to B)

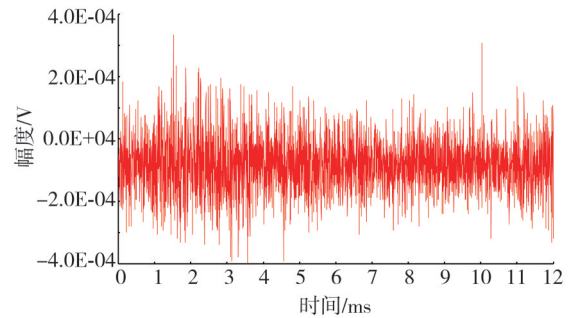


图 10 干扰序列 $\{x_{Ai}\}$ 曲线图(K 接B)

Fig. 10 Interference sequence $\{x_{Ai}\}$ curve (K connected to B)

4 讨论

由图 3、图 5、图 7、图 9 可知, 数据采集系统的本底噪声近似非 0 均值的平稳随机过程, 其幅值特性并不绝对均匀, 随时间变化略有波动, 并存在零星离群点。

由图 4、图 6、图 8、图 10 可知, 无论是交流

共模干扰,还是直流共模干扰,共模干扰的幅值特征与共模激励源之间并未呈现线性因果规律特征。即并非呈现直流产生直流、交流产生同频交流的主体现象,而是同时展现出直流偏移、噪声水平变化等特征。并且,共模干扰测量序列的幅值水平与本底噪声幅值水平的差异并不是很大。因而,不能再简单使用线性系统特性来简单理解、评价、表征共模抑制比参数。

此外,必须将本地噪声的影响从共模干扰测量序列中有效剔除,才能获得相对客观准确的共模抑制比参数。本文所述实验中是否剔除本底噪声,将造成约8~10 dB的结果差异。

由表1、表2可知,共模信号由A端接入和由B端接入,两者获得的共模抑制比差异明显,有约2~26 dB的巨大差异,应该主要受制于电路对称结构间的巨大差异。由此可见,切换A、B两端分别进行共模抑制比测量的必要性。

另外,直流共模抑制比和交流共模抑制比的量值存在明显差异,通常情况下,直流共模抑制比要比交流共模抑制比在数值上高10 dB左右。

此外,针对同样的共模干扰测量结果序列和本底噪声测量序列,上述不同的本底噪声剔除方式仍然可以造成较大的结果差异。针对方差相减、有效值相减和均值相减3种本底噪声剔除方式而言,方差相减方式所获得的共模抑制比量值最小,不确定度也最小,它的结果可以比其它两种方法低约2~20 dB左右,是一种比较保守且稳定可靠的方法,特别是针对交流共模抑制比测量情况。

均值相减法和有效值直接相减法可以获得更“高”的共模抑制比测量结果,但离散性也变大许多,两者相比,并无哪一种方法获得的结果更高的明确结论;但是,本文所述实验表明,均值相减法应该是更加优越,其在获得的共模抑制比量值较高的情况下,测量重复性更加优良,特别是针对直流共模抑制比测量情况。而有效值直接相减法,其测量重复性更差。

因此,在评价数据采集系统的共模抑制比指标参数时,优先使用更加保守和稳定的方差相减法剔除本底噪声;其次,也可以使用均值直接相减法剔除本底噪声;尽量不要采用有效值直接相减法剔除本底噪声。

特别予以说明的是,本文中分别使用均值法和有效值法表征共模干扰造成的量值波动,也是

借鉴了存在峰值、有效值、均值响应的3种数字多用表原理。而没有选择峰值进行表征是由于干扰序列的峰值更加不稳定,较难获得复现性良好的高精度共模抑制比量值。

5 结束语

在评价数据采集系统的共模抑制比指标时,影响评价结果的因素主要涉及到激励信号的幅度、测量仪器的增益、测量误差、测量分辨力及测量重复性等因素。除此以外,模拟传感器内阻的端接电阻量值、共模激励源的端接方式、以及本底噪声的剔除方式等,都会对测量结果产生较大的影响。其中,本底噪声是必须进行剔除的误差分量。

本文所述实验表明,对于交流共模抑制比,按幅度方差方式剔除本底噪声比较理想,而对于直流共模抑制比测量,使用绝对值的平均值直接相差方式剔除本底噪声也可获得合适的结果。

另外,需要强调的是,干扰本身具有足够的复杂多变性,干扰测量本身也是如此。没有任何一个人及一个测量系统能够复现出所有可能的干扰模式与干扰规律。因而,本文所述工作及结论,仅仅是针对所用的数据采集系统,在特定实验条件下所获得的特定现象的处理结果,是否具有普遍性,以及是否具有典型性,还需要更多同仁的探讨、实践、总结和归纳。

参考文献:

- [1] 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 Shiru, LI Shuyao. 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)
- [2] 金建祥,邹海明,徐义亨. 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 Jianxiang, ZOU Haiming, XU Yixiang. 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)
- [3] 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 Juxiu, JIN Jianheng, XU Yiheng. Common mode rejection ratio and series mode rejection ratio of

- control system[J]. *Electric Age*, 2006(2): 116-119. (in Chinese)
- [4] 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 Qi, Discussion on anti interference performance test method of distributed control system[J]. *Electric Power*, 2008, 41(12): 46-49. (in Chinese)
- [5] 数据采集系统校准规范: JJF 1048—1995[S]. 第1版. 北京: 中国计量出版社, 1995.
- [6] 王述杭. 数据采集系统鉴定规范(草案)[S]. 北京: 中国空气动力学学会测控专业委员会, 1984.
- [7] IEEE Std 1057—2017. IEEE standard for digitizing waveform recorders[S]. 2017.
- [8] IEC 62008—2005. Performance characteristics and calibration methods for digital data acquisition systems and relevant software[S]. 2005.
- [9] 数字多用表: GB/T13978—2008[S]. 北京: 中国标准出版社, 2008.
- [10] 手持式数字多用表: GB/T32194—2015[S]. 北京: 中国标准出版社, 2015.
- [11] 数字多用表校准规范: JJF 1587—2016[S]. 北京: 国家质量监督检验检疫总局, 2016.
- [12] 祖静, 申湘南, 张志杰, 等. 当前动态测试技术的若干发展[J]. *测试技术学报*, 1996, 10(2): 1-7.
ZU Jing, SHEN Xiangnan, ZHANG Zhijie, et al. Current developments of dynamic testing and measuring technology[J]. *Journal of Test and Measurement Technology*, 1996, 10(2): 1-7. (in Chinese)
- [13] 张勇, 邱静, 刘冠军. 测试性模型对比及展望[J]. *测试技术学报*, 2011, 25(6): 504-514.
ZHANG Yong, QIU Jing, LIU Guanjun. Comparison and prospect of testability models[J]. *Journal of Test and Measurement Technology*, 2011, 25(6): 504-514. (in Chinese)
- [14] SZYNOWSKI J. CMRR analysis of instrumentation amplifiers[J]. *Electronics Letters*, 1983, 19(14): 547-549.
- [15] 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 Hongbin, SHEN Longying. A new method for measuring CMRR of operational amplifiers[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 1986(1): 23-30. (in Chinese)
- [16] Alfredo S. 运算放大器共模抑制比的测量方法[J]. *电子产品世界*, 2004(22): 60-64.
Alfredo Saab. Measuring DC-to-wideband CMRR for Op amps[J]. *Electronic Engineering & Product World*, 2004(22): 60-64. (in Chinese)
- [17] 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 Tiefeng, ZHANG Heming, HU Huiyong, et al. New calculation model of CMRR based on instrumentation amplifier[J]. *Chinese Journal of Electron Devices*, 2009, 32(3): 601-603. (in Chinese)
- [18] 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 Xiaozong, WANG Wengang, LIU Luncai, et al. Simulation and measurement techniques for CMRR of operational amplifiers[J]. *Microelectronics*, 2012, 42(2): 154-158. (in Chinese)
- [19] 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 Dan, DUAN Chunyang, LI Yuling. Research on operational amplifier loop module test in operational amplifier[J]. *Electronics & Packaging*, 2021(12): 13-19. (in Chinese)
- [20] FLUKE 9500A Specifications [Z]. FLUKE Corporation.
- [21] USB-6210 Specifications [Z]. National Instruments Corporation, 2022.
- [22] 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 Zhiguo. The uncertainty of the measurement of AC gain[J]. *ACTA Metrologica Sinica*, 2004, 25(2): 162-166. (in Chinese)
- [23] 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 Zhiguo, SUN Jingyu, CAO Yingjie. The uncertainty of evaluation of DC gain and offset[J]. *ACTA Metrologica Sinica*, 2003, 24(3): 225-230. (in Chinese)