



中华人民共和国国家标准

GB/T 38888—2020

数据采集软件的性能及校准方法

Performance and calibration methods for data acquisition software

2020-06-02 发布

2020-12-01 实施

国家市场监督管理总局
国家标准化管理委员会 发布

目 次

前言 III

引言 IV

1 范围 1

2 规范性引用文件 1

3 术语和定义、符号和缩略语..... 1

 3.1 术语和定义 1

 3.2 符号和缩略语 2

4 测试软件的通用性能要求 3

 4.1 测试程序和测量不确定度估计 3

 4.2 ADM 的通用要求..... 3

 4.3 参数的描述 4

 4.4 可测量参数的测试方法 6

5 硬件功能校准..... 18

 5.1 总则 18

 5.2 内建校准信息 18

 5.3 硬件调整的一般测量 19

 5.4 自调节硬件 19

6 软件校准方法..... 19

 6.1 总则 19

 6.2 校准应用程序编程接口 (API) 19

 6.3 自校准方法 20

 6.4 外部校准方法 20

7 校准程序..... 20

附录 A (规范性附录) 通过方法 B 进行静态测试的伪代码和数值示例..... 21

附录 B (资料性附录) ADM 特征 34

附录 C (资料性附录) 模块化 DAQ 系统不确定度的计算示例 39



前 言

本标准按照 GB/T 1.1—2009 给出的规则起草。
请注意本文件的某些内容可能涉及专利。本文件的发布机构不承担识别这些专利的责任。
本标准由中国机械工业联合会提出。
本标准由全国电工仪器仪表标准化技术委员会(SAC/TC 104)归口。

本标准起草单位:哈尔滨电工仪表研究所有限公司、国网山东省电力公司电力科学研究院、国网江苏省电力有限公司电力科学研究院、丹东华通测控有限公司、厦门一希智能科技有限公司、国网四川省电力公司计量中心、云南电网有限责任公司计量中心、黑龙江省电工仪器仪表工程技术研究中心有限公司、浙江晨泰科技股份有限公司、国网天津市电力公司电力科学研究院、深圳市江机实业有限公司、深圳市科陆电子科技股份有限公司、许继集团有限公司、深圳市星龙科技股份有限公司、华立科技股份有限公司、国网四川省电力公司电力科学研究院、国电南瑞科技股份有限公司、浙江万胜智能科技股份有限公司、杭州西力智能科技股份有限公司、西安久鑫长物联网科技有限公司。

本标准主要起草人:姜滨、赵斌、陈闻新、王清、韩桂菊、周超、刘海波、林宏松、张翔、沈鑫、高榕徽、郭闯、吕金、段锋、胡青波、王乙童、闫垚锋、黄建钟、曾仕途、赵智辉、王凯、李兆刚、李克、段春芳。



引 言

全自动测量系统已广泛应用在制造业测试、研究及涉及测量的各个领域。测量自动化实现了广泛的数据共享、仪器间通信和远程测量控制。多功能数据采集设备(DAQ)则满足了这些测量需求。DAQ依靠标准的计算机技术,使得测量系统开发人员能够充分利用开放的计算机标准。DAQ进行的测量是准确并可溯源的。要保证测量完整性,不仅需要为测量硬件制定标准,而且还需要为校准硬件的软件制定标准。



库七七 www.k9q9w.com 提供下载

数据采集软件的性能及校准方法

1 范围

本标准规定了数据采集软件的性能特征及校准方法。

本标准涵盖：

- DAQ 制造商提供描述 DAQ 的模数转换模块 (ADM) 性能的最小规范；
- 用来验证最小规范要求的标准试验策略；
- 存储在 DAQ 上的 ADM 所需的最低校准信息；
- DAQ 的 ADM 的外部校准和自校准的最低校准软件要求。

本标准适用于低频信号转换的 DAQ。

示例：应用和设备控制、振动测量、振动诊断、声学、超声波测量、温度测量、压力测量、电力电子测量等方面的低频信号转换。

2 规范性引用文件

下列文件对于本文件的应用是必不可少的。凡是注日期的引用文件，仅注日期的版本适用于本文件。凡是不注日期的引用文件，其最新版本（包括所有的修改单）适用于本文件。

GB/T 27025—2008 检测和校准实验室能力的通用要求 (ISO/IEC 17025:2005, IDT)

ISO/IEC GUIDE 98-3:2008 测量不确定度 第 3 部分：测量不确定度表示指南 (Uncertainty of measurement—Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement)

IEC 60748-4:1997 半导体器件 集成电路 第 4 部分：接口集成电路 (Semiconductor devices—Integrated circuits—Part 4: Interface integrated circuits)

IEC 60748-4-3:2006 半导体器件 集成电路 第 4-3 部分：接口集成电路 模拟/数字转换器 (ADC) 的动力学标准 (Semiconductor devices—Integrated circuits—Part 4-3: Interface integrated circuits—Dynamic criteria for analogue-digital converters (ADC))

3 术语和定义、符号和缩略语

3.1 术语和定义

下列术语和定义适用于本文件。

3.1.1

模数转换模块 analogue to digital module

多功能数据采集设备的模拟输入。

3.1.2

应用程序接口 application program interface

标准化的子程序或函数集合以及程序能调用的参数。用于数据采集设备的应用程序接口允许程序员用来交互和控制设备的操作。

3.1.3

编码转换电平 code transition level

在两个相邻输出编码之间转换点处的 ADM 的输入参数值。

注：作为一个输入值的转换点，这一输入值会导致 50% 的输出编码小于转换的上层编码，50% 大于或等于转换的上层编码。转换电平 $T[k]$ 位于编码 $k-1$ 和编码 k 之间。

3.1.4

数据采集设备 data acquisition device

用于输入或收集数据的设备。

注：多功能 DAQ 依靠个人电脑(商用 PC、工业 PC、紧凑型 PCI、笔记本等)进行控制。这些设备的设计目的为满足测量系统的一般需求，而非用于特定类型的测量。DAQ 通常提供多种测量模式，如模拟输入、模拟输出、数字输入、数字输出和计时器功能。本标准仅涉及 DAQ 的 ADM。

3.1.5

台阶中心值 midstep value

步中心的模拟值。

注：不包括模拟值总范围两端的步。对于步的末端，步中心值为当相邻步转换的模拟值被适当地减小或放大步长的标称值一半时产生的模拟值。

3.1.6

标称台阶中心值 nominal midstep value

由相应的数字输出编码理想地表示并摒除错误的步内的规定模拟值。

3.1.7

额定工作条件 rated operating conditions

在测量期间应满足的一组条件，以确定测量不确定度参数的有效性。

3.1.8

步 step

模拟输入值的小数范围和相应的数字输出值。

3.1.9

步长 step width

对应一步的模拟值范围两端之间差值的绝对值。

3.2 符号和缩略语

3.2.1 缩略语

下列缩略语适用于本文件。

ADM:模数转换模块(analogue to digital module)

API:应用程序接口(application program interface)

CMRR:共模抑制比(common mode rejection ratio)

DAQ:数据采集设备(data acquisition device)

DIFF:差分(differential)

DNL:差分非线性(differential non-linearity)

ENOB:有效比特位数(effective number of bits)

FS:满量程(full scale)

INL:积分非线性(integral non-linearity)

LSB:最低有效位(least significant bit)

NRSE:非参考单端(non-referenced single ended)

PC: 个人电脑(personal computer)
RSE: 参考单端(referenced single ended)
SFDR: 无杂散动态范围(spurious free dynamic range)
SINAD: 信纳比(signal to noise and distortion)

3.2.2 符号

下列符号适用于本文件。

V_{FS} : 满量程电压。
 V_{FSnom} : 标称满刻度电压范围。
 V_{FSR} : 实际满量程电压范围。
 V_Z : 零点电压。
 V_{ZS} : 零刻度电压。

4 测试软件的通用性能要求

4.1 测试程序和测量不确定度估计

提出的一组通用规范, 针对不同制造商生产的 ADM, 可用于比较两个 DAQ 的 ADM。包含一组可以并行比较 ADM 功能的核心信息。

DAQ 应满足它们发布的规范。如果需要验证这些规范, 可通过测试 ADM 的步骤来确认 DAQ 的规范。

DAQ 的 ADM 的测量不确定度应符合 4.2 的规定。

4.2 ADM 的通用要求

描述 ADM 的最小子集基本参数应包括:

- 通道数量;
- 输入类型;
- 满量程输入范围;
- 过电压保护;
- 分辨力;
- 采样率;
- 输入阻抗;
- 最大工作电压;
- 额定工作条件。

可测量的参数应按照以下内容被测试:

- 不确定度的增益分量;
- 偏移;
- 共模抑制比;
- 增益和偏移的温度漂移;
- 积分非线性;
- 差分非线性;
- 噪声;
- 稳定时间;
- 通道切换误差;

- 串扰；
- 模拟输入带宽。

注：本标准不包含中高频部分。中高频的技术要求按 IEC 60748-4-3:2006 处理。

在输入为正弦波信号时，还应测试以下参数：

- 信纳比(SINAD)；
- 有效比特位数(ENOB)；
- 无杂散动态范围(SFDR)；
- 总谐波失真(THD)；
- 信号与非谐波比(SNHR)。

4.3 参数的描述

4.3.1 通道数量

通道数量应为 ADM 支持的能同时或顺序采样的输入信号数。

4.3.2 输入类型

输入类型为输入信号如何能被连接到 ADM。可能的模式包括：

- 参考单端(RSE)。在 RSE 连接中,DAQ 的模拟输入信号应参考于一个可被其他输入信号共享的共同接地。
- 非参考单端(NRSE)。在 NRSE 连接中,DAQ 的模拟输入信号应参考于信号局部接地。局部接地应与测量系统的模拟接地不同。
- 差分(DIFF)。在差分连接中,DAQ 的模拟输入信号应具有自己的参考信号或信号返回路径。带差动输入的 ADM 可将输入阻抗指定为 ADM 的正输入和负输入之间的阻抗。带差动输入的 ADM 还可将输入阻抗指定为正输入和地之间或负输入和地之间的阻抗。

4.3.3 满量程输入范围

满量程输入范围(V_{FSnom})应为通过总步数以恒定的精度进行编码的模拟值的总范围。满量程输入范围应用伏特表示(见 IEC 60748-4:1997 中 2.1.18)。

4.3.4 过电压保护

过电压保护应对 ADM 输入电路保护,以防潜在的损坏电压。DAQ 在上电和关机状态时应显示过电压保护。过电压保护应以伏特表示。

4.3.5 分辨力

分辨力应为模拟输入量等效值能被辨别的程度(见 IEC 60748-4:1997 中 2.2.1)。

数字分辨力用于表示总步数所需的位数(n)(见 IEC 60748-4:1997 中 2.2.2)。

模拟分辨力(Q)为步长的标称值(见 IEC 60748-4:1997 中 2.2.3)。

4.3.6 采样率

采样率应为每单位时间的转换次数。采样率宜以每秒采样数表示。

4.3.7 不确定度的增益分量

不确定度的增益分量应为偏移量调整为零后,转换图中指定增益点处的实际电压和理想转换电压

之间的差值。不确定度的增益分量应以满量程输入范围的百分数表示,并应包括所需的校准时间间隔(见 IEC 60748-4:1997 中 2.2.5.3)。

4.3.8 偏移

偏移应为实际和理想的第一次转换电平之间的差值(见图 B.3)。偏移应以 ADM 测量单位表示,宜包括保证的校准时间间隔(见 IEC 60748-4:1997 中 2.2.5.2)。

注:第一个转换电平为 ADM 输出从 0 变为 1 的转换电平。

4.3.9 共模抑制比(CMRR)

共模抑制比应为在规定电路中,将规定的参考点和 ADM 输入端子连接在一起时,该参考点和 ADM 输入端子之间施加的电压与产生相同输出时 ADM 输入端子之间所需的电压之间的比率。

注:共模抑制比宜以分贝表示,可取决于频率。

4.3.10 输入阻抗

输入阻抗应为 ADM 的信号输入和信号共用线之间的阻抗。输入阻抗应在 ADM 通电、断电和隔离输入限制过载的情况下规定。

4.3.11 增益和偏移的温度漂移

增益的温度漂移应以每摄氏度满量程输入范围的百分数表示。偏移的温度漂移以每摄氏度的 ADM 测量单位表示。

4.3.12 积分非线性(INL)

积分非线性(INL)应为偏移和不确定度的增益分量之间的差已被调整为零后,任何两个相邻步之间转换的实际模拟值与其理想值之间的差值。INL 应描述实际值和模拟量的理想值之间的差值。INL 以 LSB 表示。

4.3.13 差分非线性(DNL)

差分非线性(DNL)应为实际步长与理想值的差值。DNL 以 LSB 表示。

4.3.14 最大工作电压

最大工作电压应为正常使用中宜施加于 ADM 的最高电压。工作电压宜在安全裕度的击穿电压以下。最大工作电压应为实际信号电压和共模电压之和,以伏特表示。

4.3.15 噪声

噪声应为 ADM 输出信号(转换为输入单元)与 ADM 输入信号之间的偏差[不包括由线性时间不变系统响应(增益和相移)和直流电平偏移或采样率偏差引起的偏差],例如,噪声包括随机偏差、固定模式偏差、非线性、时基偏差(采样时间和孔径不确定度的固定偏差,也称为抖动)以及内部数字信号对模拟部分的不良渗透的影响。噪声以 ADM 测量单位表示。

对于直流或极低频输入信号,用 4.4.7 测量方式描述系统噪声时,不包括非线性和时基偏差的影响。

SINAD 和 ENOB 包括非线性和时基偏差的影响。

4.3.16 单通道测量的稳定时间

单通道测量的稳定时间应为 ADM 达到一定精度并保持在精度内的所需时间。稳定时间应以达到

给定精度范围所需的秒表示。ADM 应在单通道上测量步进信号来确定单通道测量的稳定时间。

4.3.17 通道切换误差

通道切换误差应为通道之间切换 ADM 引入的最大幅值偏差。通道切换误差以 FSR 的百分数表示。

4.3.18 信纳比(SINAD)

对于纯正弦波输入,信纳比(SINAD)应为 ADM 输出信号在输入频率处的有效值幅值与 ADM 输出中所有其他信号的有效值幅值之比(见 IEC 60748-4-3:2006 中 3.4)。

注: SINAD 信息宜在输入和采样频率范围内以一系列增益的形式提供。

4.3.19 串扰

串扰应为另一个信道上存在信号而导致的信道中不希望出现的能量,可由感应、传导或非线性等引起。串扰应为一个通道上输出的有效值与另一个通道上输入正弦波的有效值之比。串扰以 dB 表示。

注: 串扰信息宜在两个通道和输入频率范围内以一系列增益的形式提供。

4.3.20 模拟输入带宽

模拟输入带宽应为 ADM 在频率范围内传输信号而无显著衰减的能力测量。模拟输入带宽宜在信号幅值减小到低于通带频率 3 dB 的较低和较高频率点之间测量。模拟输入带宽以 Hz 表示。

4.3.21 有效比特位数(ENOB)

有效比特位数(ENOB)应为内在噪声和非线性而导致 ADM 分辨力的实际极限。ENOB 为 ADM 工作时的理想 ADM 的位数(见 IEC 60748-4-3:2006 中 3.6)。

注: 有效比特位数信息宜在输入和采样频率范围内以一系列增益的形式提供。

4.3.22 无杂散动态范围(SFDR)

对于正弦波信号,无杂散动态范围(SFDR)应为输入频率达到最大持续值时,输出信号的有效值与其他单个频率输出信号的有效值之比。SFDR 以 dB 表示。

4.3.23 总谐波失真(THD)

对于正弦波信号,总谐波失真(THD)应为所有谐波功率的和。THD 以 dBp 表示。

4.3.24 信号与非谐波比(SNHR)

信号与非谐波比(SNHR)应为所有谐波信号功率与总噪声的比值。SNHR 以 dB 表示。

注: 4.3 中输入值指电压信号。

4.4 可测量参数的测试方法

4.4.1 测量编码转换电平

4.4.1.1 总则

编码转换电平的测量可用于确定多个 ADM 参数,例如:ADM 传递函数、不确定度的增益分量、偏移量、INL 和 DNL。

ADM 品质因数随输入和时钟频率变化。它们应以接近预期使用频率的频率表征。当 ADM 用于

测量时间变量时,宜进行动态表征。按 IEC 60748-4-3:2006 中动态表征的测试方法,如果 ADM 用于测量缓慢变化的信号,则通过以下列出的静态测试对 ADM 进行表征是充分和可取的。

4.4.1.2 静态测试(方法 A)

测试中,为测试所有编码转换电平,ADM 采用可变直流输入。

可变直流输入是由可编程源产生的,其精度应至少比测量编码转换电平精度(P)高 2 倍。

可编程源开始施加一个略低于 ADM 第一个转换电平($T[1]$)期望值的输入电平,对 M 个样本进行记录,大于或等于编码 1 的样本数将被计数。如果计数值小于 $M/2$,则输入电平增加 $2P$,不断重复该过程,直到找到第一个转换电平(50%的样本数大于或等于输出编码 1)。后续的编码转换电平通过向被试 ADM 施加连续输入电平进行确定。对于每个编码转换电平,大于编码 k 的编码百分比将被评价,如果编码百分比小于 50%,则输入电平将被提高 $2P$ 。当百分比大于 50%时,该转换电平视作已通过。通过基于最后两个施加的输入电平的记录和百分比的线性插值来计算编码转换电平。用于确定转换电平 $T[k+1]$ 的起始点是 $T[k]$ 的转换电平测量码。

由于噪声不可避免地存在,编码转换电平的位置是一个概率过程。测量结果应具有相关的标准偏差。选择更大的样本数记录长度(M)能减少结果的不确定度。表 1 给出了具有 3σ 置信水平的结果精度,以噪声标准偏差的百分比表示(考虑零均值的高斯),并计算了多个记录长度。

宜选择 $P=1/8$ LSB,可编程源的增量为 $1/4$ LSB。

注意在本测量过程中,开始采集数据之前,应在输入源的变化之间至少等待其稳定时间。

注意确保可编程源的输出阻抗和 ADM 的输入阻抗不会影响测量结果。

表 1 针对不同记录长度的编码转换电平的估计精度

样本记录长度 M	编码转换电平的估计精度 (噪声标准差的百分数表示)
256	23%
1 024	12%
4 096	6%

采用该流程,编码转换检测之间的平均尝试次数约为 $Q/2P$,其中 Q 是 ADM 的分辨力。由于要找到 $2n-1$ 个编码转换电平,并且应在每个增量之后应采用 M 个样本,所以,如果对高分辨力转换器进行测试(n 大),并且/或者噪声有效值与量化步长相比较(大),就可能导致在测试期间的大量样本需求。

4.4.1.3 静态测试(方法 B)

采用在递增的直流偏移电平上叠加小幅值三角波,作为测试信号,并使用直方图程序 2。通过逐步增加偏移电平(C_j)来扫描输入范围(图 1)。分别与转换器范围和转换速率相比,小振幅和小斜率产生准静态试验条件。

获取相同不确定度所需的样本数远低于静态测试(见 4.4.1.2)。此外,校准器直流电平的变化数数量级减少。由于源稳定的总等待时间相应减少,测试持续时间将大幅减少。单个 ADM 测试时间能从几个小时缩短到几分钟。测试程序的复杂性将提高。通过方法 B 进行静态测试的伪代码和数值示例见附录 A。

校准的线性信号(三角波)用于在 ADM 范围内实现均匀的激励条件。通过使用幅值远低于 ADM 满量程的单独信号,放宽了对三角波发生器线性失真的约束。通过在 N_s 步内采用相同小幅值三角波,

但偏移电平 $C_j[j=0,1,\dots,N_s-1]$ (见图 1) 不同的直方图样本, 输入范围被完全激励。

测试流程如图 2 所示。首先, 设置仪器。在每个 N_s 步中, ADM 获得幅值为 A 的小三角波的 M 个样本数的 R 个记录。为了让 M 个均匀分布的相位被采样, 选择采样频率 f_s 和小波频率 f 。采样频率 f_s 和小波频率 f 之间的关系见式(1):

$$f = J \cdot f_s / M \quad \dots\dots\dots (1)$$

式中:

f ——小波频率;

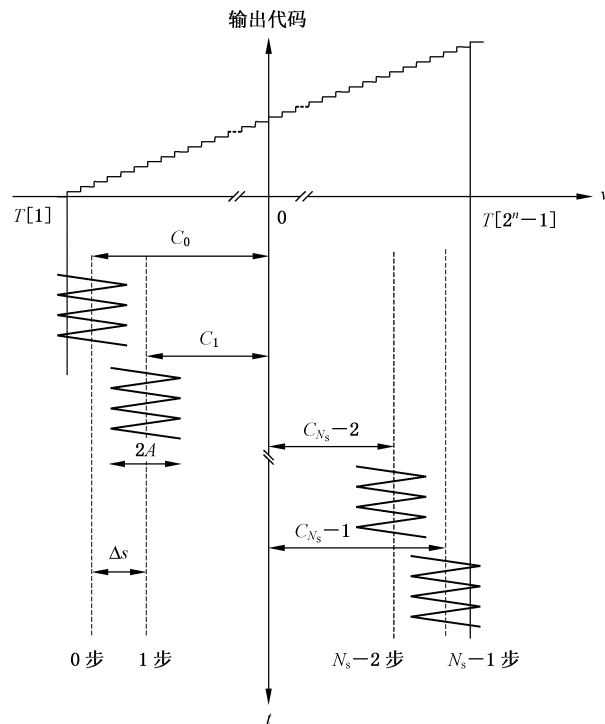
J —— M 的互质整数;

f_s ——采样频率;

M ——样本数。

J 为 M 的互质整数。 M 和 J 没有共同因子(最大公约数为 1), 且按照推荐频率, 在一次记录中有 J 个循环。如果 M 是 2 的幂, 则 J 的任何奇数值满足互质条件。

为了偏移量 C_j 的值连续增加, 数据采集被重复 N_s 次。利用每步中获得的样本, 计算累积直方图 $CH_j[k]$ 。通过对输出编码等于或小于编码 k 的样本数进行计数, 获得累积直方图的第 k 类的值。连续累积直方图的示例在图 3 中针对 5 位 ADM 和具有 4 步的测试中给出。数值示例见附录 A。



说明:

T ——具有转换电压的向量;

C ——偏移量;

N_s ——相同步的步数;

Δs ——每步激励的范围;

A ——小波幅值;

n ——ADM 的位数;

v ——电压;

t ——时间。

图 1 应用于 ADM 的测试信号

对于每步 j , 具有转换电压的向量按式(2)计算:

$$T_j[k] = C_j + A \left(2 \frac{CH_j[k-1]}{R \cdot M} - 1 \right) \dots\dots\dots (2)$$

式中:

T ——具有转换电压的向量;

j ——步数, $j = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$;

k ——编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$;

C ——偏移量;

A ——小波幅值;

CH ——累计直方图;

R ——记录数;

M ——样本数。

在所有步完成之后, N_s 转换电压阵列被组合成单个阵列 ($T[k]$)。每个 N_s 步中都需要超速以及激励信号的不准确性导致一些位在两个连续步中计算得到两个值(图 3)。在这种情况下, 选择距离步极限最远的值用于组合阵列, 由于导数的不连续性, 三角波在波峰附近更加失真。会产生步长指数 $jk[k]$ 的向量, $jk[k]$ 包含获得转换电压 k 的步长指数 j 。最终的转换电压向量按式(3)计算:

$$T[k] = T_{jk[k]}[k] \dots\dots\dots (3)$$

式中:

T ——具有转换电压的向量;

k ——编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$;

j ——步数, $j = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ 。

具有编码位宽度的向量按式(4)计算:

$$W[k] = T[k+1] - T[k] \dots\dots\dots (4)$$

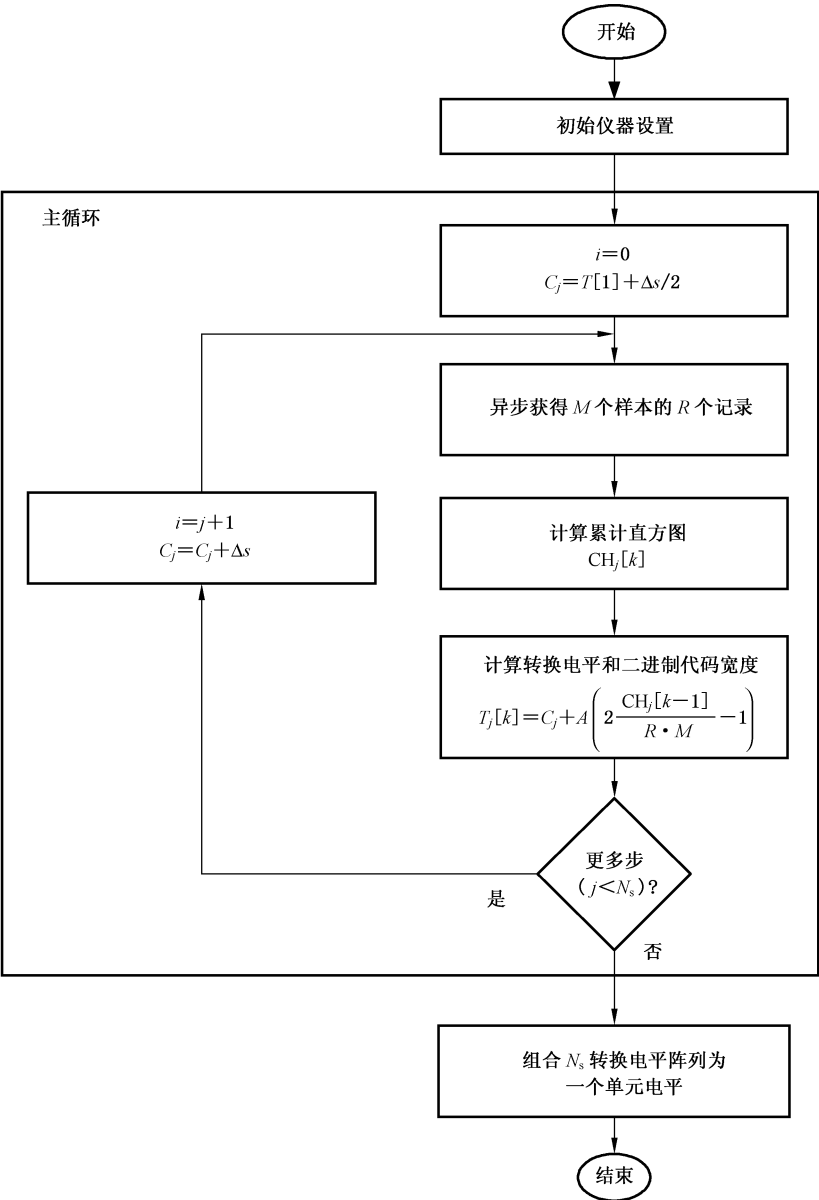
式中:

W ——具有编码位宽度的向量;

k ——编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$;

T ——具有转换电压的向量。





说明：

j ——步数, $j=0,1,\cdots,(N_s-1)$;

N_s ——相同步的步数;

C ——偏移量;

T ——具有转换电压的向量;

Δs ——每步激励的范围;

CH —— 累计直方图;

k ——编码, $k=1,2,\cdots,(2^n-1)$;

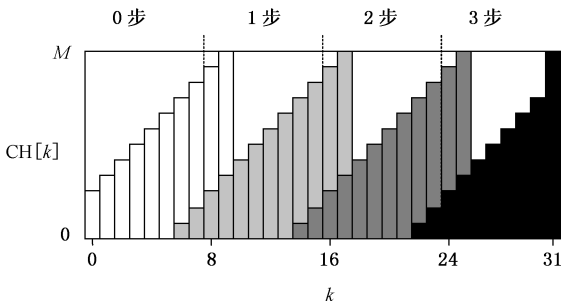
n ——ADM 的位数;

A ——小波幅值;

R ——记录数;

M ——样本数。

图 2 测试程序



说明：
 M —— 样本数；
 CH —— 累计直方图；
 k —— 编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$ ；
 n —— ADM 的位数。

图 3 在 5 位 ADM 和 4 步测试的情况下, 每步中计算的累积直方图用不同灰度色调表示

在测试设计中, 主要参数值应包括：

- 小三角波的幅值 A ；
- 第 j 步中的偏移量 C_j ；
- 每个记录中的样本数 M ；
- 小三角波的频率 f 。

a) 小波幅值(A)

小三角波的幅值 A ：

- 应足够小, 以允许函数发生器的低线性度；
- 应包含一个超速, 以提高准确性并激励第 j 步中的所有编码。

三角形发生器的非线性(NL)为实际和理想三角波之间的最大差值, 归一化为理想三角波的幅值。考虑 n 位 ADM 的分辨力, 当为该误差为最大值 B_i , 三角波幅值 A 的相应边界计算见式(5)：

$$A \leq B_i \cdot Q / NL = A_{\max} \quad \dots\dots\dots (5)$$

式中：

- A ——小波幅值；
- B ——具有编码位宽度的向量；
- i ——变量, $i = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ ；
- Q ——ADM 的分辨力；
- NL ——三角形发生器的非线性；
- A_{\max} ——小波最大幅值。

Q 按式(6)计算：

$$Q = (T[2^n - 1] - T[1]) / (2^n - 1) \quad \dots\dots\dots (6)$$

式中：

- Q ——ADM 的分辨力；
- T ——具有转换电压的向量；
- n ——ADM 的位数。

测试所需的超速转换电压宜按式(7)计算：

$$V_{OD} = \sigma \cdot \left[\sqrt{2\pi - 4\ln(\sqrt{2\pi} \cdot B_i \cdot Q/\sigma)} - \sqrt{2\pi} \right] \dots\dots\dots (7)$$

式中:

V_{OD} ——超速转换电压;

σ ——输入等效噪声的标准偏差;

B ——具有编码位宽度的向量;

i ——变量, $i=0, 1, \dots, (N_s-1)$;

Q ——ADM 的分辨力。

B_i 以最低有效位 (LSB) 表示。小三角波的幅值按式 (8) 计算:

$$A = \min(V'_r/2 + V_{OD} + e_A + r_A/2, A_{\max} - e_A - r_A/2) \dots\dots\dots (8)$$

式中:

A ——小波幅值;

V'_r ——降低的满量程电压, 扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比;

V_{OD} ——超速转换电压;

e_A ——误差;

r_A ——变量;

A_{\max} ——小波最大幅值。

“min”函数中的第二项对应小三角波幅值允许的最大值 A_{\max} , 避免引入大于 B_i 的转换电压的估计误差。变量 e_A 和 r_A 表示函数发生器产生的小三角波幅值的误差和分辨力。由于仪器的分辨力有限, 即使在幅值中存在误差 e_A , 并且其值被 $r_A/2$ 四舍五入, 幅值不会高于 A_{\max} 。第一项对应的是仅一步时使用和在三角波的非线性非常小时使用 ($NL \rightarrow 0, A_{\max} \rightarrow \infty$)。即使在幅值上存在 $-e_A$ 的错误, 或者如果它被 $r_A/2$ 四舍五入, 能保证它也不会低于 $V'_r/2 + V_{OD}$ 。变量 V'_r 减少了 ADM 满量程电压, $V_r = V_{FSR} - Q$, 并扩充已计入 ADM 本身的增益 (E_G) 和偏移 (E_0) 中可能存在的误差。变量 V'_r 按式 (9) 计算:

$$V'_r = V_r + 2 \cdot E_0 + E_G \dots\dots\dots (9)$$

式中:

V'_r ——降低的满量程电压, 扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比;

V_r ——降低的满量程电压;

E_0 ——不确定度的偏移分量;

E_G ——不确定度的增益分量。

即使存在 $\pm E_0$ 的偏移误差和 E_G 的增益误差, 则激励信号的幅值将足以跨越所有转换电压。

b) 偏移 (C_j)

每步激励的电压范围的最大值 Δs_{\max} 按式 (10) 计算:

$$\Delta s_{\max} = 2(A - V_{OD} - e_c - r_c/2) \dots\dots\dots (10)$$

式中:

Δs_{\max} ——每步激励的电压范围的最大值;

V_{OD} ——超速转换电压;

e_c ——由 DC 发生器产生的三角波的偏移值的误差;

r_c ——由 DC 发生器产生的三角波的偏移值的分辨力。

对于相同步, N_s 步数按式 (11) 计算:

$$N_s = \lceil V'_r / \Delta s_{\max} \rceil \dots\dots\dots (11)$$

式中:

N_s ——相同步的步数;

$\lceil x \rceil$ ——大于 x 的最小整数；

V'_r ——降低的满量程电压, 扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比；

Δs_{\max} ——每步激励的电压范围的最大值。

每步激励的范围按式(12)计算：

$$\Delta s = V'_r / N_s \quad \dots\dots\dots (12)$$

式中：

Δs ——每步激励的范围；

V'_r ——降低的满量程电压, 扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比；

N_s ——相同步的步数。

注：由于 N_s 是整数, 被每步激励的 Δs 范围通常小于限值 Δs_{\max} 。

在第 j 步中应用的偏移量 C_j 是激励范围的中点。偏移量 C_j 按式(13)计算：

$$C_j = T[1] + \Delta s / 2 + \Delta s \cdot j \quad \dots\dots\dots (13)$$

式中：

C ——偏移量；

j ——步数, $j = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$ ；

T ——具有转换电压的向量；

Δs ——每步激励的范围。

c) 样本数(M)

样本数 M 应：

——足够低以限制输入和采样频率的不确定度的影响；

——足够高以限制随机噪声的影响。

只要涉及第一个不确定度源, 就应确定 M 的更高边界。 M 的边界取决于三角波的输入频率 f , 采样频率 f_s 及其精度 ϵ_f 和 ϵ_{f_s} 。式(14)设定了这两个频率之间的比率 $\rho = f/f_s$ 的相对误差 ϵ_ρ 的边界。相对误差 ϵ_ρ 按式(14)计算：

$$\epsilon_\rho \leq \frac{1}{2 \cdot D \cdot M} \quad \dots\dots\dots (14)$$

式中：

ϵ_ρ ——相对误差；

D ——信号周期的采集数；

M ——样本数。

由于该测试宜在准静态条件下进行, 采集应在激励信号的一个周期内 ($D=1$) 进行。通过替换式(14)中的直观表达式 ϵ_ρ , 可导出样本数最大值, 见式(15)：

$$M \leq \frac{1}{2} \frac{|1 - \epsilon_{f_s}|}{(\epsilon_{f_s} + \epsilon_f)} \quad \dots\dots\dots (15)$$

式中：

M ——样本数；

ϵ_{f_s} ——采样频率的精度；

ϵ_f ——输入频率的精度。

使用式(16)中的样本值：

$$M = \left\lceil \frac{1}{2} \frac{|1 - \epsilon_{f_s}|}{(\epsilon_{f_s} + \epsilon_f)} \right\rceil \quad \dots\dots\dots (16)$$

式中：

M ——样本数；

ϵ_{f_s} ——采样频率的精度；

ϵ_f ——输入频率的精度；

$\lfloor x \rfloor$ —— x 的整数部分。

激励三角波的频率可按式(17)计算：

$$f = f_s / M \quad \dots\dots\dots (17)$$

式中：

f ——激励三角波的频率；

f_s ——采样频率；

M ——样本数。

只要涉及第二个不确定度源，应从累积直方图导出的转换电平的三个主要噪声因素： σ 、 σ_φ 和激励信号与采样时钟之间的随机相位差。实现转换电平上的给定不确定度边界 B_u 的最小记录数应按式(18)计算：

$$R_{\min} = \left(\frac{K_u}{B_u} \frac{2A}{Q} \right)^2 \left(\frac{\sigma}{2\sqrt{\pi}AM} + \frac{\sigma_\varphi}{\pi\sqrt{\pi}M} + \frac{1}{4M^2} \right) \quad \dots\dots\dots (18)$$

式中：

R_{\min} ——最小记录数；

K_u ——覆盖因子；

B_u ——不确定度边界；

A ——小波幅值；

Q ——ADM 的分辨力；

σ ——加性噪声；

σ_φ ——相位噪声；

M ——样本数。

4.4.2 不确定度的增益分量

按 4.3.7 和 4.4.1 测试不确定度的增益分量。如果仅不确定度的增益分量和偏移将被测量，宜使用方法 A(参见附录 B 中 V_{FSR})。按式(19)计算，计算的数值示例见附录 A：

$$E_G = (T[2^n - 1] - T[1] + Q) - V_{FSR} \quad \dots\dots\dots (19)$$

式中：

E_G ——不确定度的增益分量；

T ——具有转换电压的向量；

n ——ADM 的位数；

V_{FSR} ——实际满量程电压范围。

4.4.3 偏移

按 4.3.8 和 4.4.1 测试偏移。如果仅测量不确定度的增益分量和偏移，宜使用方法 A(参见附录 B 中 V_{FS-})。按式(20)计算，计算的数值示例见附录 A：

$$E_0 = (T[1] - Q/2) - V_{FS-} \quad \dots\dots\dots (20)$$

式中：

E_0 ——不确定度的偏移分量；

T ——具有转换电压的向量；

Q ——ADM 的分辨力；

V_{FS-} ——负满量程电压。

注：对于单极 ADM, $V_{FS-} = 0$ 。

4.4.4 增益和偏移的温度漂移

按 IEC 60748-4:1997 中 IV.3.12 和 IV.3.14 测试增益和偏移的温度漂移,使用 4.4.1 中列出的测试方法。

4.4.5 积分非线性

按 4.3.12 和 4.4.1 测试积分非线性。如果是测试中高分辨力(位数大于 8)的 ADM,宜使用方法 B。按式(21)计算,计算的数值示例见附录 A:

注 1: 如果单个值用于 INL, $INL = \max |INL_k|$ 。

注 2: 式(21)用于在 LSB 中获得 INL。

$$INL[k] = (T_{corr}[k] - T_{ideal}[k])/Q \quad \dots\dots\dots (21)$$

式中:

INL —— 积分非线性;

k —— 编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$;

T_{corr} —— 增益和偏移校正之后的转换电压;

T_{ideal} —— 转换电压的理想值;

Q —— ADM 的分辨率。

校正了不确定度的偏移和增益分量的估计转换电压 $T_{corr}[k]$ 按式(22)计算:

$$T_{corr}[k] = \left(V_{FS-} + \frac{Q}{2} \right) + \frac{T[k] - T[1]}{T[2^n - 1] - T[1]} (V_{FSR} - Q) \quad \dots\dots\dots (22)$$

式中:

T_{corr} —— 增益和偏移校正之后的转换电压;

k —— 编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$;

V_{FS-} —— 负满量程电压;

Q —— ADM 的分辨率;

T —— 具有转换电压的向量;

V_{FSR} —— 实际满量程电压范围。

转换电压的理想值 $T_{ideal}[k]$ 按式(23)计算:

$$T_{ideal}[k] = V_{FS-} + Q/2 + Q \cdot (k - 1) \quad \dots\dots\dots (23)$$

式中:

T_{ideal} —— 转换电压的理想值;

k —— 编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$;

V_{FS-} —— 负满量程电压;

Q —— ADM 的分辨率。

对于单极 AMD 的 $V_{FS-} = 0$ 。

当 k 为 1 时,式(23)可化简为式(24), T_{corr} 按式(24)计算:

$$T_{corr}[1] = V_{FS-} + Q/2 + T_{corr}[2^n - 1] = V_{FS-} + V_{FSR} - Q/2 \quad \dots\dots\dots (24)$$

式中:

T_{corr} —— 增益和偏移校正之后的转换电压;

V_{FS-} —— 负满量程电压;

Q —— ADM 的分辨率;

n ——ADM 的位数；
 V_{FSR} ——实际满量程电压范围。

4.4.6 差分非线性

按 4.3.12 和 4.4.1 规定测试差分非线性。如果中等或高分辨力 ADM 被测试(位数大于 8),宜使用方法 B。计算的数值示例见附录 A。

注 1: 如果单个值用于 DNL, $\text{DNL} = \max | \text{DNL}_k |$ 。

注 2: 式(25)用于在 LSB 中获得 DNL。

差分非线性 $\text{DNL}[k]$ 按式(25)计算:

$$\text{DNL}[k] = (W[k] - Q)/Q \quad \dots\dots\dots (25)$$

式中:

DNL ——差分非线性;

k ——编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$;

W ——具有编码位宽度的向量;

Q ——ADM 的分辨率。

4.4.7 噪声

4.4.7.1 目的

测量一个 ADM 的噪声, 见 4.3.15。

4.4.7.2 电路图

用于 ADM 噪声测量的测试方案如图 4 所示。

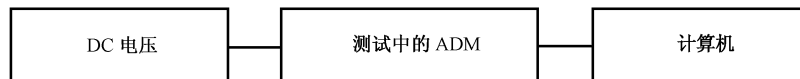


图 4 用于 ADM 噪声测量的测试方案

4.4.7.3 电路描述和要求

输入电压发生器应提供低噪声直流信号。直流电压应能设置为 ADM 满量程范围内的任何指定值。

4.4.7.4 测量程序

被测量的 ADM 的温度被设定为指定值。

输入端子以及其他端子按规定连接。其他附加网络按指定连接。

除非另有规定, 否则应进行调整以最大限度地减少偏移和 ADM 的不确定度的增益分量。

选择一系列 ADM 编码进行测试。直流输入电压应设置为被测试的 ADM 编码范围内的第一个指定值。测量每个直流输入电压的 M 个样本 (x_{1j} 和 x_{2j} , 其中 $j = 1, 2, \dots, M$) 中的两个记录, 并存储所得到的输出编码的记录用于后续分析。对每个剩余的指定 DC 值重复此操作, 指定值跨越所选择的 ADM 编码。

每个编码结果读数的标准差按式(26)计算:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{2M} \sum_{j=1}^M (x_{1j} - x_{2j})^2}$$

.....(26)

式中：

σ ——标准差；

M ——样本数；

j ——步数， $j=0,1,\cdots,(N_s-1)$ ；

x ——样本。

连续记录中同一位置出现的固定模式偏差将通过减法消除。

施加的直流输入电压的最大标准偏差代表噪声。

4.4.8 信纳比(SINAD)、有效比特位数(ENOB)、无杂散动态范围(SFDR)

按 IEC 60748-4-3:2006 中 5.1.3 的规定测量信纳比、有效比特位数和无杂散动态范围。

按 IEC 60748-4-3:2006 中 5.1.1.3 规定的电路、峰-峰值应接近但不超过 ADM 所规定的满量程输入的正弦输入信号。按 IEC 60748-4-3:2006 规定的测试方法，存储所得到的输出编码的记录，并且对这些记录应用傅里叶变换来分析 ADM 输出频谱。

SINAD、ENOB 和 SFDR 的参数计算如下：

- 输出信号的有效值：根据输入信号频率下 ADM 输出的幅值确定。分量从记录的傅里叶变换获得。
- 噪声的有效值(包括谐波失真)：除了 DC 项和输入频率之外，根据输出的所有项的平方和的根确定。分量从记录的傅里叶变换获得。
- 其他最大单独分量的有效值：除了输入信号的基波之外的最大分量的有效值。分量从记录的傅里叶变换获得。
- 信纳比的值(单位：dB)： $SINAD=20lg(\text{输出信号的有效值}/\text{噪声的有效值})$ 给出。
- 有效比特位数： $ENOB=(\text{信纳比}-1.76)/6.02$ 。
- 无杂散动态范围(单位：dB)： $SFDR=20lg(\text{输出信号的有效值}/\text{单独其他噪声的最大有效值})$ 。

注 1：输出编码结果的相同记录和傅里叶变换的结果将被用于计算本条款中提到的所有参数。

注 2：为了提高测试精度，获取多个测试记录，计算相应的傅里叶变换并对与傅里叶变换的每个分量对应的值进行平均，以获得平均傅里叶变换。

4.4.9 模拟输入带宽

按 IEC 60748-4-3:2006 中 5.1.3 的规定计算模拟输入带宽。为了确定模拟输入带宽，定位测量信号幅值比通带频率低 3 dB 的点。这一点代表模拟输入带宽。

4.4.10 通道切换误差

确定 ADM 的通道切换误差，提供输入电平接近但不超过 ADM 的最大和最小输入电平的源。通道切换误差测试按下列测试步骤进行：

- a) 将低于 ADM 的正满量程输入约 10%的信号连接到 ADM 的一个通道；
- b) 将高于 ADM 负满量程输入约 10%的信号连接到 ADM 的第二个通道；
- c) 给 ADM 编程以便从第一个通道在理想的采样率上获取多个数据点，这些数据点的平均值表示 ADM 测量接近正满量程信号而不受切换影响时的返回值；
- d) 给 ADM 编程以便从第二个通道在理想的采样率上获取多个数据点，这些数据点的平均值表示 ADM 测量接近负满量程信号而不受切换影响时的返回值；

- e) 给 ADM 编程使得两个通道切换,在理想的采样率上获取多个数据点,这将强制 ADM 在两个差别很大的输入值之间切换,显露由切换引起的误差,通过每个通道获取平均数据;
- f) c)步和 d)步中的单通道值与 e)步的值之间的差表示由开关引起的误差,两个数字的模数的较大值表示在选定的采样频率下的最坏情况的通道切换误差;
- g) 通道切换误差随 ADM 输入范围和采样频率而变化,对于不同的采样频率和输入范围,可重复列出测试步。

4.4.11 单通道测量的稳定时间偏差

单通道测量的稳定时间偏差测试按 IEC 60748-4-3:2006 中 5.1.6 执行。

4.4.12 测量不确定度估计

DAQ 测量所产生的标准不确定度是组合标准不确定度。由 DAQ 所产生的测量不确定度是使用 ISO/IEC GUIDE 98-3:2008(GUM)中给出的规则来计算的。一般做法是使用扩展的不确定度来定义测量结果可能落入的区间。推荐的覆盖因子“*k*”为 2。一般性示例参见附录 C。

通过将不确定度的增益分量和偏移(以及适用它们的温度漂移)、积分非线性的最大值和噪声的有效值进行组合,来计算直流或极低频输入信号的测量不确定度。由于这些不确定度因素可根据不同的测量模式或随着时间的推移而变化,DAQ 制造商宜以一种易于理解的格式提供这些规格,如表 2 所示。

表 2 DAQ 测量不确定度估计的 ADM 参数规范示例

标称范围 V		不确定度的 增益分量 %FSR	偏移 μV	INL(LSB)	噪声 (以 μV 表示 的有效值)	增益的温度 漂移 %FSR/℃	偏移的温度 漂移 μV/℃
正 FS	负 FS						
5	—5	0.022 8	48.0	1	22.9	0.000 7	10.0
1	—1	0.022 8	12.8	1	4.6	0.000 7	5.0
0.1	—0.1	0.042 8	4.8	1	0.7	0.001 2	2.0
注：要比较的标准和用于比较的方法的不确定度包含在“不确定度的增益分量”“偏移”和“INL”列中。							

注：在直流或极低频输入信号下,测量不确定度估计的一般性示例参见附录 C。

5 硬件功能校准

5.1 总则

ADM 应支持调整其测量精度和存储校准信息的方法。这些特性应确保 ADM 可进行校准以保持精度。

5.2 内建校准信息

为了保持校准的完整性,ADM 及其相关的应用编程接口(API)或软件驱动程序宜在外部校准期间存储基本校准信息,这些信息被电子密封锁定,包括:

- 校准常数——这些常数用于调整 ADM 的测量精度;
- 校准日期——通过校准设备执行的最后一次外部校准的日期;

- 校准计数——通过校准设备在装置外部校准的次数；
- 密码——支持通过一个 API 而不是通过电位器等手动装置进行校准的 ADM, 需要提供校准常数的保护, 密码保护可防止篡改校准常数, 该密码保护称为“电子密封”；
- 校准温度——在进行外部校准时的 ADM 温度, 校准温度以摄氏度表示。

如果 ADM 支持自我校准或内部校准, 则还可存储以下信息：

- 校准日期——ADM 执行自校准的日期；
- 校准计数——设备自校准次数；
- 校准温度——执行自校准时的 ADM 温度, 校准温度以摄氏度表示。

5.3 硬件调整的一般测量

ADM 应有一种方法来调整其测量值, 以补偿时间和环境对测量精度的影响。可在 ADM 上进行调整, 也可在 ADM 软件中进行调整。无论在何处进行调整, 为了降低测量的不确定度, ADM 可支持某些硬件功能。硬件校准可包括：

- 温度传感器——温度传感器监测 ADM 经历的温度变化。测量系统开发人员能根据需要利用校准 API 读取温度并自动校准 ADM。校准 API 在外部校准和自校准中也使用温度传感器, 用来确定 ADM 的温度。
- 内建信号基准——在自校准期间使用信号基准以便计入环境变化调整 ADM 的测量值。

5.4 自调节硬件

为了补偿环境影响并保持测量精度, ADM 可进行自校准。自校准不需要与 ADM 的任何外部连接。相反, ADM 包含调整其自身测量所需的所有硬件。

与自校准有关的硬件包括：

- 信号基准；
- 地基准；
- 温度传感器。

在自校准期间, 通过 ADM 测量地基准或信号基准。ADM 调整自己的测量值, 计入被测值和基准的实际值之间的差异。通过外部校准确定内建基准并使其可追溯。

6 软件校准方法

6.1 总则

ADM 应写入软件来验证和调整其测量能力。为了提供一个合格的接口去实现验证和调整, ADM 制造商应提供一个 API。如果适用, 校准 API 应支持 ADM 的外部校准和自校准。

6.2 校准应用程序编程接口(API)

校准 API 用于更新校准常数、校准日期等的软件接口。应提供 API, 以供测量系统开发人员对 ADM 进行实际验证和调整。

校准 API 可支持以下功能：

- 外部校准 ADM；
- 自校准 ADM；
- 验证 ADM 完成的测量；
- 从 ADM 中检索校准日期, 在适用的情况下, 包括检索外部校准日期和自校准日期；
- 从 ADM 中检索校准计数, 在适用的情况下, 包括检索外部校准计数和自校准计数；

- 从 ADM 中检索校准温度,在适用的情况下,包括检索外部校准温度和内部校准温度;
- 更改 ADM 的校准密码。

6.3 自校准方法

自校准为测量 ADM 的自带基准,应按基准来校正 ADM 的测量值。自校准不影响可追溯性,不需要密码来执行自校准。

如果 ADM 支持自校准,校准 API 应提供一种简单方法用来执行自校准。测量系统开发人员应编写校准 API 自校准 ADM 的软件。自校准软件可包括:

- 一个单独功能,即一步调整插件式测量系统的所有测量模式、范围和通道;
- 一组功能,即可独立调整每个范围、模式或通道。

当进行自校准时,校准计数、日期、温度等自校准信息将被自动更新。

6.4 外部校准方法

外部校准应按外部基准调整 ADM 的测量值,这种类型的调整提高了测量精度并确保测量的可追溯性。外部校准应确保 ADM 的可追溯性,密码保护应“电子密封”校准信息。

为了执行外部校准,测量系统开发人员应使用校准 API 来编写调整软件。测量系统开发人员应使用 ADM 的校准程序作为编写调整软件的指南。外部校准应:

- a) 要求测量系统开发人员在更改任何校准信息之前输入密码或以某种方式取消对 ADM 的保护;
- b) 依据外部的可溯源标准器更新内建基准;
- c) 更新 ADM 使用的校准常数;
- d) 在调整程序结束时自动更新 ADM 的外部校准日期;
- e) 在调整程序结束时自动更新 ADM 的外部校准计数;
- f) 在调整程序结束时自动更新 ADM 的外部校准温度。

7 校准程序

ADM 应配备详细的校准程序,用以解释说明外部校准程序。校准程序应提供有关如何验证 ADM 规范以及在必要的情况下如何调整 ADM 的测量能力的信息。

校准程序应符合 GB/T 27025—2008 中的相关要求。

附录 A

(规范性附录)

通过方法 B 进行静态测试的伪代码和数值示例

A.1 通过方法 B(见 4.4.1.3)进行静态测试的“初始仪器设置块”的伪代码

```

FS = 1 //满量程电压 (V)
N = 12 //位数
Q = 2 * FS / (2^N - 1) //理想的编码位长度 (V)
Vr = FS - Q //降低满量程电压 (V)
T1 = -Vr / 2 //双极型第一次转换电压
ADC (V)

s = 1e-3 //输入设备噪声 (V)
Bi = 0.1 //最大允许错误 (LSB)
VOD = s * (sqrt(2 * pi) - 4 * ln(sqrt(2 * pi) * Bi * Q / s)) - sqrt(2 * pi) //过电压 (V)
NL = 0.001 //三角波非线性
Amax = Bi * Q / NL //最大三角波幅值
Dsmax = 2 * (Amax - VOD) //最大步长 (V)
Ns = floor(Vr / Dsmax) //步数
Ds = Vr / Ns //步长
A = Ds / 2 + VOD //三角波幅值
ef = 25e-6 //三角波频率相对误差
efs = 25e-6 //采样频率相对误差
M = floor(0.5 * (1 - ef) / (ef + efs)) //样本数
fs = 1e6 //样本频率 (Hz)
f = fs / M //三角波频率
Ku = 2 //覆盖因子 (95%置信水平)
Bu = 0.1 //最大允许不确定度 (LSB)
sj = 1e-4 //相位噪声 (rad)
R = (Ku * 2 * A / Q / Bu / M)^2 * (M * s / 2 / sqrt(pi) + M * sj / pi / sqrt(pi) + 0.25) //记录数
TSLCal = 0.1 //校准器的输出稳定时间 (s)
TSLWG = 0.1 //波形发生器的输出稳定时间 (s)
For k = 0 to 2^N - 1 //对于每个输出编码
CH[k] = 0 //初始化累积直方图
Next
WGAddress = 20 //波形发生器的 GPIB 地址
CalAddress = 21 //校准器的 GPIB 地址
Write(WGAddress, 'Function', 'TRI') //设置波形发生器的功能
Write(WGAddress, 'Amplitude', A) //设置三角波幅值

```

A.2 通过方法 B(见 4.4.1.3)进行静态测试的“主循环”的伪代码

```

Write(WGAddress, 'Output', 'ON')           //打开波形发生器的输出
Wait(TSLWG)                                //等待校准器的输出解决
Write(CalAddress, 'Output', 'ON')           //打开校准器的输出
For j = 0 to Ns-1                           //对于每一步
    C = T1 + Ds/2 + j * Ds
    Write(CalAddress, 'Offset', C)           //设置三角波偏移
    Wait(TSLCal)                             //等待校准器的输出解决
    For r = 0 to R-1                         //对于每一条记录
        k = Acquire(M)                      //获取样本 M
        For i = 0 to M-1                   //对于每一个样本
            CH[j, k[i]] = CH[j, k[i]] + 1   //计算累计直方图
        Next
    Next
    T[j, k] = C + A * (2 * CH[j, k+1] / R / M - 1) //计算转换电压
Next
Write(WGAddress, 'Output', 'OFF')           //关闭波形发生器输出
Write(CalAddress, 'Output', 'OFF')          //关闭校准器的输出

```

A.3 通过方法 B(见 4.4.1.3)进行静态测试中“将 N_s 转换电平组合并为单个块”的伪代码

```

//在每个 j 步确定第一个和最后一个激励编码。
For j = 0 to Ns-1
    For k = 0 to 2^N-1
        If CH[j, k] <> 0 then
            FirstCode[j] = k
            Exit for
        End if
    Next
    For k = 2^N-1 to 0 step -1
        If CH[j, k] <> 0 then
            LastCode[j] = k
            Exit for
        End if
    Next
Next
//确定从每步中删除的编码。使用一步中激励的最后一个编码和下一步中激励的第一个编码之间的平均值。
For j = 0 to Ns-1-1
    Average = floor((LastCode[j] + FirstCode[j+1]) / 2)
    LastCode[j] = Average

```

```

    FirstCode[j+1] = Average+1
Next
FirstCode[0] = 0
LastCode[Ns-1] = 2^N-1
//根据前一循环中确定使用的第一个和最后一个编码,从包含计算的转换电压的部分向量每步中,
构建包含转换电压的最终向量。
For j = 0 to Ns-1
    For k = FirstCode[j] to LastCode[j]
        Tfinal[k] = T[j,k]
    Next
Next
Next
//计算编码位宽度。
For k = 1 to 2^N-2
    W[k] = Tfinal[k+1]-Tfinal[k]
Next

```

A.4 通过方法 B(见 4.4.1.3)计算静态测试的测试条件的数值示例

测试条件为:

- 双极 ADM 非过零;
- 位数, $n=5$;
- $V_{\text{FSR}}=20\text{ V}$, $V_{\text{FS-}}=-10\text{ V}$, $V_{\text{FS+}}=10\text{ V}$;
- 步数, $N_s=4$;
- 每一步中获得的样本数, $M=10\ 000$ 。

计算方法为:

a) 降低满量程电压

对于非过零 5 位(n)和 20 V 满量程(V_{FSR})的双极 DAQ,理想编码位宽度按式(A.1)计算:

$$Q = V_{\text{FSR}} / (2^n - 1) = 20\text{ V} / (2^5 - 1) = 0.645\text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.1})$$

式中:

Q ——ADM 的分辨力;

V_{FSR} ——实际满量程电压范围;

n ——ADM 的位数。

降低的满量程电压按式(A.2)计算:

$$V_r = V_{\text{FSR}} - Q = 20\text{ V} - 0.645\text{ V} = 19.355\text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.2})$$

式中:

V_r ——降低的满量程电压;

V_{FSR} ——实际满量程电压范围;

Q ——ADM 的分辨力。

b) 最大激励信号幅值

例如,如果由三角波非线性引起的最大允许误差是 $0.007\text{ LSB}(B_i)$,则最大三角波幅值 A_{max} 应是非线性度 $0.17\%(NL)$, A_{max} 按式(A.3)计算:

$$A_{\max} = B_i \cdot Q / NL = 0.007 \times 0.645 \text{ V} / 0.0017 = 2.657 \text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.3})$$

式中:

A_{\max} ——小波最大幅值;

B_i ——实际满量程电压范围;

Q ——ADM 的分辨力;

NL ——三角形发生器的非线性。

c) 超速转换

如果相加噪声作为 $0.1 \text{ V}(\sigma)$ 的标准偏差,那么所需的超速转换电压按式(A.4)计算:

$$\begin{aligned} V_{\text{OD}} &= \sigma \cdot \left[\sqrt{2\pi - 4\ln(\sqrt{2\pi} \cdot B_i \cdot Q / \sigma)} - \sqrt{2\pi} \right] \\ &= 0.1 \text{ V} \times \left[\sqrt{2\pi - 4\ln(\sqrt{2\pi} \times 0.007 \times 0.645 / 0.1)} - \sqrt{2\pi} \right] \\ &= 0.137 \text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.4}) \end{aligned}$$

式中:

V_{OD} ——超速转换电压;

σ ——标准差;

B_i ——实际满量程电压范围;

Q ——ADM 的分辨力;

π ——3.141 592 6。

d) 降低的满量程电压,扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比

降低的满量程电压,扩大在 $0.01 \text{ V}(E_G)$ 的 ADM 不确定度的增益分量和 $0.01 \text{ V}(E_0)$ 的 ADM 偏移中的占比,按式(A.5)计算:

$$V'_r = V_r + E_G + 2 \cdot E_0 = 19.355 \text{ V} + 0.01 \text{ V} + 2 \times 0.01 \text{ V} = 19.385 \text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.5})$$

式中:

V'_r ——降低的满量程电压,扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比;

V_r ——降低的满量程电压;

E_G ——不确定度的增益分量;

E_0 ——不确定度的偏移分量。

e) 激励信号幅值

使用最大幅值不确定度为 $5.92 \text{ mV}(e_A)$ 、分辨力为 $0.1 \text{ mV}(r_A)$ 的函数发生器,产生的激励信号幅值按式(A.6)计算:

$$\begin{aligned} A &= \min(V'_r / 2 + V_{\text{OD}} + e_A + r_A / 2, A_{\max} - e_A - r_A / 2) \\ &= \min(19.385 \text{ V} / 2 + 0.137 \text{ V} + 5.92 \text{ mV} + 0.1 \text{ mV} / 2, 2.657 \text{ V} - 5.92 \text{ mV} - 0.1 \text{ mV} / 2) \\ &= 2.657 \text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.6}) \end{aligned}$$

式中:

A ——小波幅值;

V'_r ——降低的满量程电压,扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比;

V_{OD} ——超速转换电压;

e_A ——最大幅值不确定度;

r_A ——分辨力;

A_{\max} ——小波最大幅值。

幅值不确定度的值是从规格表中获得的,其规格为 $1.92 \text{ mV} + \text{输出的 } 0.4\%$ 。输出值为 10 V 。计算 A 后,如果需要,可以计算出一个新的误差值。

f) 步数和偏移电压

使用最大不确定度为 $84 \mu\text{V}(e_c)$ 、分辨力为 $1 \mu\text{V}(r_c)$ 的直流电压发生器,产生的激励信号幅值按式(A.7)计算:

$$\Delta s_{\max} = 2(2.657 \text{ V} - 0.137 \text{ V} - 84 \mu\text{V} - \mu\text{V}/2) = 5.04 \text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.7})$$

式中:

Δs_{\max} ——激励信号幅值。

所需步数按式(A.8)计算:

$$N_s = \lceil V'_r / \Delta s_{\max} \rceil = \lceil 19.385 \text{ V} / 5.040 \text{ V} \rceil = 4 \quad \dots\dots\dots (\text{A.8})$$

式中:

N_s ——步数;

V'_r ——降低的满量程电压,扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比;

Δs_{\max} ——激励信号幅值。

每步中被激励的确切范围按式(A.9)计算:

$$\Delta s = V'_r / N_s = 19.385 \text{ V} / 4 = 4.846 \text{ V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.9})$$

式中:

Δs ——每步中被激励的幅值范围;

V'_r ——降低的满量程电压,扩大在 ADM 不确定度的增益分量和偏移中的占比;

N_s ——步数。

在第 j 步中应用的偏移量 C_j 按式(A.10)计算:

$$C_j = (19.385/2) \times (1 - 4 + 2j)/4 \quad \dots\dots\dots (\text{A.10})$$

式中:

C ——偏移量;

j ——步数, $j=0, 1, \dots, (N_s-1)$ 。

g) 样本数

激励信号(ϵ_f)和时钟(ϵ_{f_s})的相对频率不确定度值为 25×10^{-6} ,一次能获取的最大样本数按式(A.11)计算:

$$M = \left\lfloor \frac{1}{2} \frac{|1 - \epsilon_{f_s}|}{(\epsilon_{f_s} + \epsilon_f)} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{1}{2} \frac{|1 - 25 \times 10^{-6}|}{(25 \times 10^{-6} + 25 \times 10^{-6})} \right\rfloor = 9\,999 \quad \dots\dots\dots (\text{A.11})$$

式中:

M ——样本数;

ϵ_{f_s} ——采样频率的精度;

ϵ_f ——输入频率的精度。

h) 激励信号频率

100 kHz 的采样频率 f_s 的激励信号频率按式(A.12)计算:

$$f = f_s / M = 100 \text{ kHz} / 9\,999 = 10.001 \text{ Hz} \quad \dots\dots\dots (\text{A.12})$$

式中:

f ——激励信号频率;

f_s ——采样频率;

M ——样本数。

i) 记录数

对于在 0.01 LSB 的转换电平上的不确定度边界 B_u ,一个覆盖因子为 3.29 的 K_u ,对应 99.9% 的概率以及对于 $1 \text{ mV}(\sigma_\varphi)$ 的相位噪声标准偏差,要获取的最小记录数按式(A.13)计算:

$$R_{\min} = \left(\frac{K_u}{B_u} \frac{2A}{Q} \right)^2 \left(\frac{\sigma}{2\sqrt{\pi}AM} + \frac{\sigma_\varphi}{\pi\sqrt{\pi}M} + \frac{1}{4M^2} \right) = \left(\frac{3.29}{0.01} \frac{2 \times 2.657}{0.645} \right)^2 \\ \times \left(\frac{0.1}{2\sqrt{\pi} \times 2.657 \times 9\,999} + \frac{1}{\pi\sqrt{\pi} \times 9\,999} + \frac{1}{4 \times 9\,999^2} \right) = 7.946 \dots\dots (A.13)$$

式中：

R_{\min} ——最小记录数；

K_u ——覆盖因子；

A ——小波幅值；

B_u ——不确定度边界；

Q ——ADM 的分辨力。

使用的记录数按式(A.14)计算：

$$R = \lceil R_{\min} \rceil = \lceil 7.946 \rceil = 8 \dots\dots\dots (A.14)$$

式中：

R ——记录数；

R_{\min} ——最小记录数。

计算结果见表 A.1。

表 A.1 导出小三角波的幅值(A)和偏移(C_f)、每个记录的样本数(M)和记录数(R)

降低的满量程电压	
V_r (V)	19.355
最大激励信号幅值(对于非线性三角波)	
B_i (LSB)	0.007
NL	0.001 7
A_{\max} (V)	2.657
超速转换	
s (V)	0.1
V_{OD} (V)	0.137
降低的满量程电压, 扩大在 DAQ 不确定度的增益分量和偏移中的占比	
E_G (V)	0.01
E_0 (V)	0.01
V'_r (V)	19.385
激励信号幅值	
r_A (V)	0.000 1
e_A (V)	0.005 92
A (V)	2.657
步数和偏移电压	
r_C (V)	0.000 001
e_C (V)	0.000 084
Δs_{\max} (V)	5.040

表 A.1 (续)

N_s	4,000
$\Delta s(V)$	4,846
$C_0(V)$	-7,269
$C_1(V)$	-2,423
$C_2(V)$	2,423
$C_3(V)$	7,269
样本数	
ϵ_f	25×10^{-6}
ϵ_{fs}	25×10^{-6}
M	9 999,000
激励信号频率	
$f_s(\text{Hz})$	100 000
$f(\text{Hz})$	10,001
记录数	
K_u	3,29
$B_u(\text{LSB})$	0,01
$\sigma\theta(\text{rad})$	0,001
R_{\min}	7,946
R	8

按 4.4.1.3 要求计算得到的直方图测试结果和相应转换电压如表 A.2 所示。

表 A.2 直方图测试结果和用方法 B 在 4 步中测试的 5 位 ADM 的相应转换电压

编码	直方图				累积直方图				转换电压(V)				
	$H_0[k]$	$H_1[k]$	$H_2[k]$	$H_3[k]$	$CH_0[k]$	$CH_1[k]$	$CH_2[k]$	$CH_3[k]$	$T_0[k]$	$T_1[k]$	$T_2[k]$	$T_3[k]$	$T[k]$
0	0	0	0	1 885	0	0	0	1 885					
1	0	0	0	923	0	0	0	2 808				−9.680 5	−9.680 5
2	0	0	0	928	0	0	0	3 736				−9.034 4	−9.034 4
3	0	0	0	932	0	0	0	4 668				−8.384 8	−8.384 8
4	0	0	0	904	0	0	0	5 572				−7.732 4	−7.732 4
5	0	0	0	927	0	0	0	6 499				−7.099 6	−7.099 6
6	0	0	274	932	0	0	274	7 431				−6.450 7	−6.450 7
7	0	0	913	916	0	0	1 187	8 347			−5.808 2	−5.798 3	−5.798 3
8	0	0	942	919	0	0	2 129	9 266			−5.169 1	−5.157 1	−5.157 1
9	0	0	906	727	0	0	3 035	9 993			−4.509 7	−4.513 8	−4.509 7
10	0	0	920	7	0	0	3 955	10 000			−3.875 5	−4.004 9	−3.875 5
11	0	0	943	0	0	0	4 898	10 000			−3.231 5		−3.231 5
12	0	0	909	0	0	0	5 807	10 000			−2.571 4		−2.571 4
13	0	0	931	0	0	0	6 738	10 000			−1.935 1		−1.935 1
14	0	511	910	0	0	511	7 648	10 000			−1.283 4		−1.283 4
15	0	922	923	0	0	1 433	8 571	10 000		−0.642 3	−0.646 4		−0.646 4
16	0	935	924	0	0	2 368	9 495	10 000		0.003 1	−0.000 3		0.003 1
17	0	900	505	0	0	3 268	10 000	10 000		0.657 6	0.646 5		0.657 6
18	0	899	0	0	0	4 167	10 000	10 000		1.287 6			1.287 6

表 A.2 (续)

编码	直方图				累积直方图				转换电压(V)				
	$H_0[k]$	$H_1[k]$	$H_2[k]$	$H_3[k]$	$CH_0[k]$	$CH_1[k]$	$CH_2[k]$	$CH_3[k]$	$T_0[k]$	$T_1[k]$	$T_2[k]$	$T_3[k]$	$T[k]$
19	0	956	0	0	0	5 123	10 000	10 000		1.916 9			1.916 9
20	0	916	0	0	0	6 039	10 000	10 000		2.586 1			2.586 1
21	6	910	0	0	6	6 949	10 000	10 000		3.227 3			3.227 3
22	739	928	0	0	745	7 877	10 000	10 000	4.004 2	3.864 3			3.864 3
23	924	923	0	0	1 669	8 800	10 000	10 000	4.521 5	4.513 9			4.513 9
24	906	915	0	0	2 575	9 715	10 000	10 000	5.168 3	5.160 0			5.168 3
25	947	285	0	0	3 522	10 000	10 000	10 000	5.802 5	5.800 5			5.802 5
26	899	0	0	0	4 421	10 000	10 000	10 000	6.465 4				6.465 4
27	923	0	0	0	5 344	10 000	10 000	10 000	7.094 7				7.094 7
28	921	0	0	0	6 265	10 000	10 000	10 000	7.740 8				7.740 8
29	924	0	0	0	7 189	10 000	10 000	10 000	8.385 5				8.385 5
30	927	0	0	0	8 116	10 000	10 000	10 000	9.032 3				9.032 3
31	1 884	0	0	0	10 000	10 000	10 000	10 000	9.681 2				9.681 2

通过表 A.2 的最后一列中显示的已获得的转换电压,可以计算不确定度的增益分量和偏移。

使用式(6)计算 ADM 的分辨力,计算的数值示例见式(A.15):

$$\begin{aligned} Q &= \frac{T[2^n - 1] - T[1]}{2^n - 1} = \frac{T[31] - T[1]}{2^5 - 1} \\ &= \frac{9.681\,2\,\text{V} - (-9.680\,5\,\text{V})}{31} \quad \dots\dots\dots (\text{A.15}) \\ &= 0.624\,6\,\text{V} \end{aligned}$$

式中:

Q ——ADM 的分辨力;

T ——具有转换电压的向量;

n ——ADM 的位数。

使用式(19)计算不确定度的增益分量,计算的数值示例见式(A.16):

$$\begin{aligned} E_G &= (T[2^n - 1] - T[1] + Q) - V_{\text{FSR}} \\ &= (T[2^5 - 1] - T[1] + 0.624\,6\,\text{V}) - 20\,\text{V} \\ &= (T[31] - T[1] + 0.624\,6\,\text{V}) - 20\,\text{V} \quad \dots\dots\dots (\text{A.16}) \\ &= [9.681\,2\,\text{V} - (-9.680\,5) + 0.624\,6\,\text{V}] - 20\,\text{V} \\ &= -0.013\,7\,\text{V} \end{aligned}$$

式中:

E_G ——不确定度的增益分量;

T ——具有转换电压的向量;

n ——ADM 的位数;

Q ——ADM 的分辨力;

V_{FSR} ——实际满量程电压范围。

使用式(20)计算偏移,计算的数值示例见式(A.17):

$$\begin{aligned} E_0 &= (T[1] - Q/2) - V_{\text{FS-}} \\ &= (-9.680\,5\,\text{V} - 0.624\,6\,\text{V}/2) - (-10\,\text{V}) \quad \dots\dots\dots (\text{A.17}) \\ &= 0.007\,2\,\text{V} \end{aligned}$$

式中:

E_0 ——不确定度的偏移分量;

T ——具有转换电压的向量;

Q ——ADM 的分辨力;

$V_{\text{FS-}}$ ——负满量程电压。

表 A.3 为增益和偏移校正之后的转换电压 $T_{\text{corr}}[k]$ 、转换电压的理想值 $T_{\text{ideal}}[k]$ 、计算的积分非线性 INL $[k]$ 、位宽 $W[k]$ 、最终的差分非线性 DNL $[k]$,所有这些参数的计算见式(21)~式(25)。

表 A.3 从测量的转换电压导出 INL 和 DNL


k	$T[k]$	$T_{\text{corr}}[k]/\text{V}$	$T_{\text{ideal}}[k]/\text{V}$	INL $[k]$ (LSB)	$W[k]/\text{V}$	DNL $[k]$ (LSB)
0						
1	-9.680 5	-9.687 7	-9.687 7	0.000 0	0.646 1	0.034 4
2	-9.034 4	-9.041 1	-9.063 1	0.035 2	0.649 6	0.040 0
3	-8.384 8	-8.391 1	-8.438 5	0.075 9	0.652 4	0.044 5
4	-7.732 4	-7.738 2	-7.813 9	0.121 2	0.632 8	0.013 1

表 A.3 (续)

k	$T[k]$	$T_{\text{corr}}[k]/\text{V}$	$T_{\text{ideal}}[k]/\text{V}$	$\text{INL}[k](\text{LSB})$	$W[k]/\text{V}$	$\text{DNL}[k](\text{LSB})$
5	-7.099 6	-7.105 0	-7.189 3	0.135 0	0.648 9	0.038 9
6	-6.450 7	-6.455 6	-6.564 7	0.174 6	0.652 4	0.044 5
7	-5.798 3	-5.802 8	-5.940 1	0.219 9	0.641 2	0.026 6
8	-5.157 1	-5.161 1	-5.315 5	0.247 2	0.647 4	0.036 5
9	-4.509 7	-4.513 2	-4.690 9	0.284 4	0.634 2	0.015 4
10	-3.875 5	-3.878 6	-4.066 3	0.300 5	0.644 0	0.031 1
11	-3.231 5	-3.234 1	-3.441 7	0.332 3	0.660 1	0.056 8
12	-2.571 4	-2.573 6	-2.817 1	0.389 9	0.636 3	0.018 7
13	-1.935 1	-1.936 8	-2.192 5	0.409 4	0.651 7	0.043 4
14	-1.283 4	-1.284 7	-1.567 9	0.453 5	0.637 0	0.019 9
15	-0.646 4	-0.647 2	-0.943 3	0.474 1	0.649 5	0.039 9
16	0.003 1	0.002 8	-0.318 7	0.514 7	0.654 5	0.047 9
17	0.657 6	0.657 7	0.305 9	0.563 3	0.630 0	0.008 6
18	1.287 6	1.288 2	0.930 5	0.572 6	0.629 3	0.007 5
19	1.916 9	1.917 9	1.555 1	0.580 9	0.669 2	0.071 4
20	2.586 1	2.587 6	2.179 7	0.653 0	0.641 2	0.026 6
21	3.227 3	3.229 2	2.804 3	0.680 3	0.637 0	0.019 9
22	3.864 3	3.866 7	3.428 9	0.700 9	0.649 6	0.040 0
23	4.513 9	4.516 7	4.053 5	0.741 7	0.654 4	0.047 7
24	5.168 3	5.171 6	4.678 1	0.790 1	0.634 2	0.015 4
25	5.802 5	5.806 3	5.302 7	0.806 2	0.662 9	0.061 3
26	6.465 4	6.469 6	5.927 3	0.868 3	0.629 3	0.007 5
27	7.094 7	7.099 4	6.551 9	0.876 5	0.646 1	0.034 4
28	7.740 8	7.745 9	7.176 5	0.911 7	0.644 7	0.032 2
29	8.385 5	8.391 1	7.801 1	0.944 6	0.646 8	0.035 5
30	9.032 3	9.038 3	8.425 7	0.980 9	0.648 9	0.038 9
31	9.681 2	9.687 7	9.050 3	1.020 5		

使用表 A.2 中 $k=2$ 处的数据计算 $T_{\text{corr}}[k], T_{\text{ideal}}[k], \text{INL}[k], W[k], \text{DNL}[k]$ 。

$T_{\text{corr}}[k]$ 按式(A.18)计算：



$$T_{\text{corr}}[k] = \left(V_{\text{FS-}} + \frac{Q}{2} \right) + \frac{T[k] - T[1]}{T[2^n - 1] - T[1]} (V_{\text{FSR}} - Q) \dots\dots\dots (\text{A.18})$$

- 式中：
- T_{corr} ——增益和偏移校正之后的转换电压；
 - k ——1, 2, ..., $(2^n - 1)$ ；
 - $V_{\text{FS-}}$ ——负满量程；

Q ——ADM 的分辨力。

$T_{\text{corr}}[k]$ 的数值示例见式(A.19)：

$$\begin{aligned} T_{\text{corr}}[2] &= \left(-10 \text{ V} + \frac{0.624 \ 6 \text{ V}}{2} \right) + \frac{T[2] - T[1]}{T[2^5 - 1] - T[1]} (20 \text{ V} - 0.624 \ 6 \text{ V}) \\ &= \left(-10 \text{ V} + \frac{0.624 \ 6 \text{ V}}{2} \right) + \frac{-9.034 \ 4 \text{ V} - (-9.680 \ 5 \text{ V})}{9.681 \ 2 \text{ V} - (-9.680 \ 5 \text{ V})} (20 \text{ V} - 0.624 \ 6 \text{ V}) \\ &= -9.041 \ 1 \text{ V} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (\text{A.19})$$

式中：

T_{corr} ——增益和偏移校正之后的转换电压。

$T_{\text{ideal}}[k]$ 按式(A.20)计算：

$$T_{\text{ideal}}[k] = V_{\text{FS-}} + Q/2 + Q \cdot (k - 1) \quad \dots\dots\dots (\text{A.20})$$

式中：

T_{ideal} ——转换电压的理想值；

k ——1, 2, ..., $(2^n - 1)$ ；

$V_{\text{FS-}}$ ——负满量程；

Q ——ADM 的分辨力。

$T_{\text{ideal}}[k]$ 的数值示例见式(A.21)：

$$T_{\text{ideal}}[2] = -10 \text{ V} + 0.624 \ 6 \text{ V}/2 + 0.624 \ 6 \text{ V} \cdot (2 - 1) = -9.063 \ 1 \text{ V} \quad \dots\dots (\text{A.21})$$

式中：

T_{ideal} ——转换电压的理想值。

INL $[k]$ 按式(A.22)计算：

$$\text{INL}[k] = \frac{T_{\text{corr}}[k] - T_{\text{ideal}}[k]}{Q} \quad \dots\dots\dots (\text{A.22})$$

式中：

INL ——积分非线性；

k ——1, 2, ..., $(2^n - 1)$ ；

T_{corr} ——增益和偏移校正之后的转换电压；

T_{ideal} ——转换电压的理想值；

Q ——ADM 的分辨力。

INL $[k]$ 的数值示例见式(A.23)：

$$\begin{aligned} \text{INL}[2] &= \frac{T_{\text{corr}}[2] - T_{\text{ideal}}[2]}{0.624 \ 6 \text{ V}} = \frac{(-9.032 \ 2 \text{ V}) - (-9.031 \ 5 \text{ V})}{0.624 \ 6 \text{ V}} \\ &= 0.035 \ 2 \end{aligned} \quad \dots\dots (\text{A.23})$$

式中：

INL ——积分非线性；

T_{corr} ——增益和偏移校正之后的转换电压；

T_{ideal} ——转换电压的理想值。

$W[k]$ 按式(A.24)计算：

$$W[k] = T[k + 1] - T[k] \quad \dots\dots\dots (\text{A.24})$$

式中：

W ——具有编码位宽度的向量；

k ——编码, $k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$ ；

T ——具有转换电压的向量。

$W[k]$ 的数值示例见式(A.25):

$$W[2] = T[2+1] - T[2] = -8.384\ 8\ \text{V} - (-9.034\ 4\ \text{V}) = 0.649\ 6\ \text{V} \quad \dots\dots (\text{A.25})$$

式中:

W ——具有编码位宽度的向量;

T ——具有转换电压的向量。

$\text{DNL}[k]$ 按式(A.26)计算:

$$\text{DNL}[k] = \frac{W[k] - Q}{Q} \quad \dots\dots (\text{A.26})$$

式中:

DNL ——差分非线性;

k ——编码, $k=1, 2, \dots, (2^n-1)$;

W ——具有编码位宽度的向量;

Q ——ADM的分辨力。

$\text{DNL}[k]$ 的数值示例见式(A.27):

$$\text{DNL}[2] = \frac{W[2] - 0.624\ 6\ \text{V}}{0.624\ 6\ \text{V}} = \frac{0.649\ 6\ \text{V} - 0.624\ 6\ \text{V}}{0.624\ 6\ \text{V}} = 0.040\ 0 \quad \dots\dots (\text{A.27})$$

式中:

DNL ——差分非线性;

W ——具有编码位宽度的向量。



附 录 B
(资料性附录)
ADM 特征

可以使用面向用户的定义来表征 ADM:

- 位数(n);
- 传递函数的类型(单极性、双极性过零或双极性不过零);
- 实际满量程电压范围(V_{FSR})。

或一个面向技术人员的定义:

- 位数(n);
- 正满量程电压 (V_{FS+});
- 负满量程电压 (V_{FS-})。

这两组信息的关联方式见式(B.1):

$$\begin{cases} V_{FS+} = V_{FSR} \\ V_{FS-} = 0 \end{cases} \quad \text{(单极别)}$$

$$\begin{cases} V_{FS+} = \frac{V_{FSR}}{2} - \frac{Q}{2} \\ V_{FS-} = -\frac{V_{FSR}}{2} - \frac{Q}{2} \end{cases} \quad \text{(双极过零)} \quad \dots\dots\dots (B.1)$$

$$\begin{cases} V_{FS+} = \frac{V_{FSR}}{2} \\ V_{FS-} = -\frac{V_{FSR}}{2} \end{cases} \quad \text{(双极非过零)}$$

式中:

- V_{FS+} ——正满量程电压;
- V_{FSR} ——实际满量程电压范围;
- V_{FS-} ——负满量程电压;
- Q ——ADM 的分辨力。

理想的步幅按式(B.2)计算:

$$Q = \frac{V_{FSR}}{2^n - 1} = \frac{V_{FS+} - V_{FS-}}{2^n - 1} \quad \dots\dots\dots (B.2)$$

式中:

- Q ——ADM 的分辨力;
- V_{FSR} ——实际满量程电压范围;
- n ——ADM 的位数;
- V_{FS+} ——正满量程电压;
- V_{FS-} ——负满量程电压。

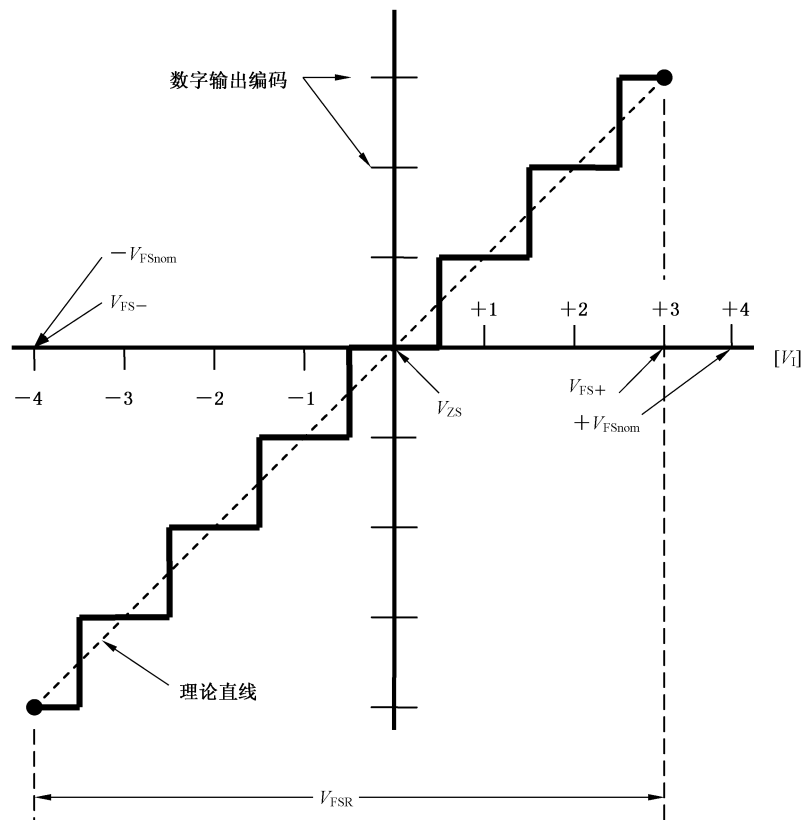
理想的转换电压按式(B.3)计算:

$$T_{ideal}[k] = V_{FS-} - Q/2 + Q \cdot k \quad \dots\dots\dots (B.3)$$

式中:

- T_{ideal} ——转换电压的理想值;
- k ——1, 2, ..., ($2^n - 1$);

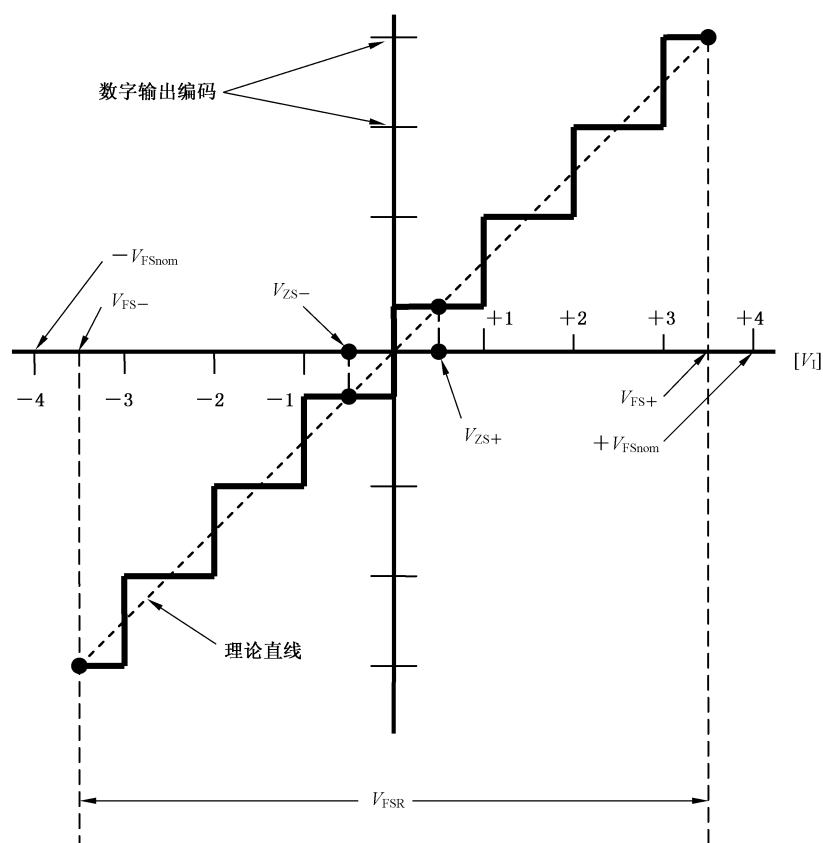
V_{FS-} ——负满量程电压；
 Q ——ADM 的分辨力。
双极过零 ADM 如图 B.1 所示。
双极非过零 ADM 如图 B.2 所示。
偏移(在 000 步规定)如图 B.3 所示。
不确定度的增益分量(在偏移校正后)(在 011 步规定)如图 B.4 所示。



说明：
 V_{FSnom} ——标称满刻度电压范围；
 V_{FS-} ——负满量程电压；
 V_{ZS} ——零刻度电压；
 V_{FS+} ——正满量程电压；
 V_{FSR} ——实际满量程电压范围；
 V_I ——电压。



图 B.1 双极过零 ADM



说明：

V_{FSnom} —— 标称满刻度电压范围；

V_{FS-} —— 负满量程电压；

V_{ZS-} —— 负零刻度电压；

V_{ZS+} —— 正零刻度电压；

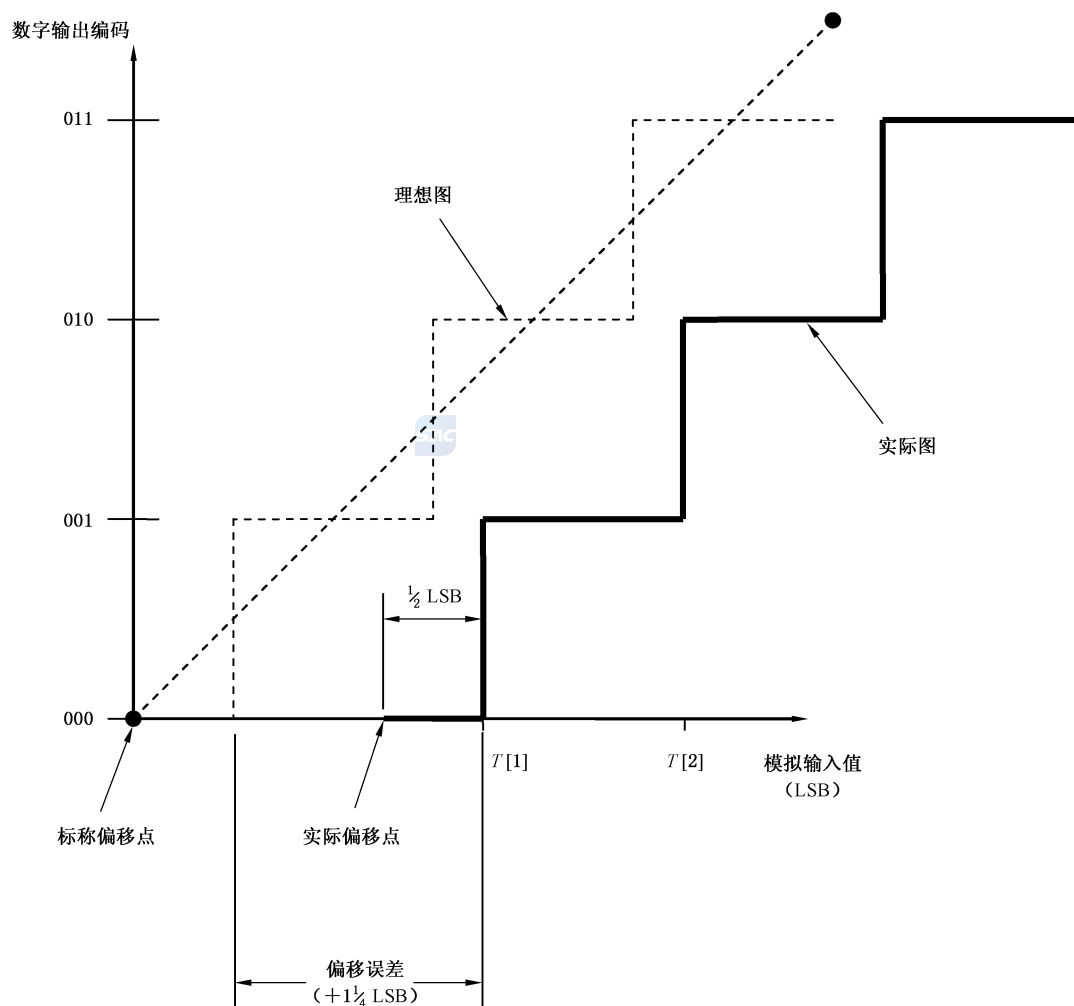
V_{FS+} —— 正满量程电压；

V_{FSR} —— 实际满量程电压范围；

V_i —— 电压。



图 B.2 双极非过零 ADM

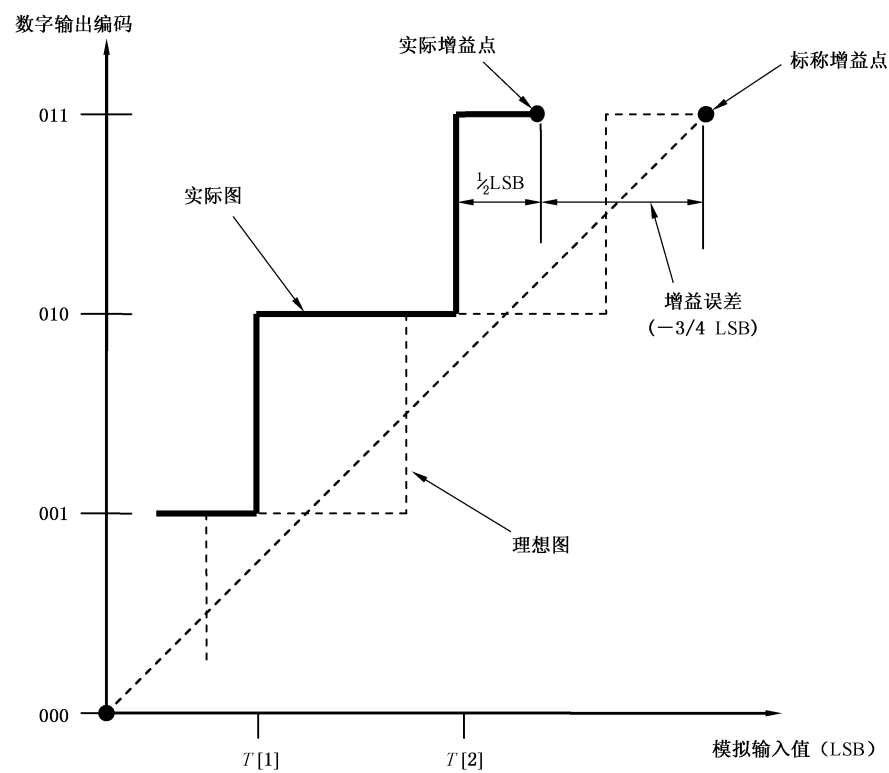


说明：

LSB——最低有效位；

T ——具有转换电压的向量。

图 B.3 偏移(在 000 步规定)



说明：
LSB —— 最低有效位；
 T —— 具有转换电压的向量。

图 B.4 不确定度的增益分量(在偏移校正后)(在 011 步规定)



附录 C
(资料性附录)

模块化 DAQ 系统不确定度的计算示例

以下参数影响使用 ADM 的直流或极低频输入信号测量不确定度：

——不确定度增益分量和偏移及其温度漂移(如 GUM 中的 B 型不确定度)见 4.3.7、4.3.8、4.3.11
(不确定度增益分量和偏移还包括校准影响和随时间的漂移)；

——积分非线性(如 GUM 中的 B 型不确定度)见 4.3.12；

——包括量化的噪声(如 GUM 中的 A 型不确定度)见 4.3.15。

式(C.1)~式(C.5)的扩展不确定度使用的覆盖因子 $k=2$ 。

假设没有其他已知的随机影响效应,使用 ADM 测量的组合扩展不确定度(U_C)可以用式(C.1)表示：

$$U_C = \sqrt{U_{B,ADM}^2 + U_A^2} \quad \dots\dots\dots (C.1)$$

式中：

U_C ——组合扩展不确定度；

$U_{B,ADM}$ ——通过不确定度的增益分量、偏移以及它们的温度漂移、ADM 的非线性(整数非线性)给出的扩展不确定度,为了规范的一致性,宜使用覆盖因子 $k=2$ 乘以参数的标准偏差来获得扩展不确定度；

U_A ——来自噪声的扩展不确定度,它的值等于 2 倍的量化噪声的有效值。

示例 1：

如果温度在指定范围内,则 $U_{B,ADM}$ 的构成由不确定度的增益分量、偏移和积分非线性决定,按式(C.2)计算：

$$U_{B,ADM}^2 = (\delta_G X/100)^2 + \Delta_{Off}^2 + (INL_{max} Q)^2 \quad \dots\dots\dots (C.2)$$

式中：

$U_{B,ADM}$ ——通过不确定度的增益分量、偏移以及它们的温度漂移、ADM 的非线性(整数非线性)给出的扩展不确定度；

δ_G ——不确定度增益分量, %；

X ——测量值；

Δ_{Off} ——偏移；

INL_{max} ——积分非线性的最大值；

Q ——ADM 的分辨力。

按表 2 规定,输入电压为 3 V、输入范围为 ± 5 V 以及 16 位的 ADM 参数选择如下：

——不确定度的增益分量: $\delta_G = 0.0228\%$ ；

——偏移: $\Delta_{Off} = 48 \mu V$ ；

——ADM 的分辨力: $Q = V_{FSR}/(2^n - 1) = 10 V/(2^{16} - 1) = 153 \mu V$ ；

—— $INL_{max} = 1$ LSB；

—— $INL_{max} \times Q = 1 \times 153 \mu V = 153 \mu V$ ；

——量化噪声的有效值: $\sigma_n = 22.9 \mu V$, 对应 $2 \times 22.9 \mu V = 45.8 \mu V$ 的扩展不确定度；

——扩展不确定度使用覆盖因子 $k=2$ 。

组合扩展不确定度 U_C 按式(C.3)计算：

$$\begin{aligned} U_C &= \sqrt{U_{B,ADM}^2 + U_A^2} = \sqrt{(\delta_G X/100)^2 + \Delta_{Off}^2 + (INL_{max} Q)^2 + (2\sigma_n)^2} \\ &= \sqrt{(0.0228 \times 3/100)^2 + (48 \times 10^{-6})^2 + (153 \times 10^{-6})^2 + (45.8 \times 10^{-6})^2} \quad \dots\dots (C.3) \\ &= 704 \mu V \end{aligned}$$

式中:

U_C ——组合扩展不确定度;

$U_{B,ADM}$ ——通过不确定度的增益分量、偏移以及它们的温度漂移、ADM 的非线性(整数非线性)给出的扩展不确定度;

U_A ——来自噪声的扩展不确定度,它的值等于 2 倍的量化噪声的有效值;

δ_G ——不确定度增益分量, %;

X ——测量值;

Δ_{Off} ——偏移;

INL_{max} ——积分非线性最大值;

Q ——ADM 的分辨力;

σ_n ——量化噪声的有效值。

示例 2:

如果温度超出限定范围,则 LSB 中的 $U_{B,ADM}$ 分量按式(C.4)计算:

$$U_{B,ADM}^2 = (\delta_G X/100)^2 + \Delta_{Off}^2 + (INL_{max} Q)^2 + (\delta_{\theta G} \Delta_{\theta} X/100)^2 + (\Delta_{\theta Off} \Delta_{\theta})^2 + \dots \dots \dots (C.4)$$

式中:

$U_{B,ADM}$ ——通过不确定度的增益分量、偏移以及它们的温度漂移、ADM 的非线性(整数非线性)给出的扩展不确定度;

δ_G ——不确定度的增益分量, %;

X ——测量值;

Δ_{Off} ——偏移;

INL_{max} ——积分非线性最大值;

Q ——ADM 的分辨力;

$\delta_{\theta G}$ ——增益的温度漂移,以 FSR/°C 的百分数表示;

Δ_{θ} ——外部温度与标称值的偏差,单位为摄氏度(°C);

$\Delta_{\theta Off}$ ——偏移的温度漂移,单位为微伏每摄氏度($\mu V/^\circ C$)。

按表 2 规定,输入电压为 3 V、输入范围为 ± 5 V 以及 16 位的 ADM 参数选择如下:

——不确定度的增益分量: $\delta_G = 0.022\%$;

——偏移: $\Delta_{Off} = 48 \mu V$;

——ADM 的分辨力: $Q = V_{FSR} / (2^n - 1) = 10 V / (2^{16} - 1) = 153 \mu V$;

—— $INL_{max} = 1$ LSB;

—— $INL_{max} \times Q = 1 \times 153 \mu V = 153 \mu V$;

——量化噪声的有效值: $\sigma_n = 22.9 \mu V$, 对应 $2 \times 22.9 \mu V = 45.8 \mu V$ 的扩展不确定度;

——增益的温度漂移: $\delta_{\theta G} = 0.0007\%/^\circ C$;

——偏移的温度漂移: $\Delta_{\theta Off} = 10 \mu V/^\circ C$;

——外部温度与标称值的偏差 $\Delta_{\theta} = 8^\circ C$;

——扩展不确定度使用覆盖因子 $k = 2$ 。

组合扩展不确定度 U_C 按式(C.5)计算:

$$\begin{aligned} U_C &= \sqrt{U_{B,ADM}^2 + U_A^2} \\ &= \sqrt{(\delta_G X/100)^2 + \Delta_{Off}^2 + (INL_{max} Q)^2 + (\delta_{\theta G} \Delta_{\theta} X/100)^2 + (\Delta_{\theta Off} \Delta_{\theta})^2 + (2\sigma_n)^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{0.0228 \times 3 V}{100}\right)^2 + (48 V \times 10^{-6})^2 + (153 V \times 10^{-6})^2 + \left(\frac{0.0007 \times 8 \times 3 V}{100}\right)^2 + (10 V \times 8 \times 10^{-6})^2 + (45.8 V \times 10^{-6})^2} \\ &= 728.2 \mu V \end{aligned} \dots \dots \dots (C.5)$$

式中:

U_C ——组合扩展不确定度;

$U_{B,ADM}$ ——通过不确定度的增益分量、偏移以及它们的温度漂移、ADM 的非线性(整数非线性)给出的扩展不确定度;

U_A ——来自噪声的扩展不确定度,它的值等于 2 倍的量化噪声的有效值;

- δ_G —— 不确定度增益分量, %;
 - X —— 测量值;
 - Δ_{Off} —— 偏移;
 - INL_{max} —— 积分非线性最大值;
 - Q —— ADM 的分辨力;
 - $\delta_{\vartheta G}$ —— 增益的温度漂移, 以 FSR/°C 的百分数表示;
 - Δ_{ϑ} —— 外部温度与标称值的偏差, 单位为摄氏度(°C);
 - $\Delta_{\vartheta Off}$ —— 偏移的温度漂移, 单位为微伏每摄氏度($\mu V/^{\circ}C$);
 - σ_n —— 量化噪声的有效值。
-

