

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

62008

Première édition
First edition
2005-07

**Caractéristiques de performance et
méthodes d'étalonnage pour les systèmes
d'acquisition de données numériques
et logiciels appropriés**

**Performance characteristics and calibration
methods for digital data acquisition systems
and relevant software**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 62008:2005

Numérotation des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

Editions consolidées

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique. Des renseignements relatifs à cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- **Site web de la CEI** (www.iec.ch)
- **Catalogue des publications de la CEI**

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (www.iec.ch/searchpub) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- **IEC Just Published**

Ce résumé des dernières publications parues (www.iec.ch/online_news/justpub) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- **Service clients**

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: custserv@iec.ch
Tél: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

Publication numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Further information on IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology. Information relating to this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is also available from the following:

- **IEC Web Site** (www.iec.ch)
- **Catalogue of IEC publications**

The on-line catalogue on the IEC web site (www.iec.ch/searchpub) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- **IEC Just Published**

This summary of recently issued publications (www.iec.ch/online_news/justpub) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- **Customer Service Centre**

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: custserv@iec.ch
Tel: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

62008

Première édition
First edition
2005-07

**Caractéristiques de performance et
méthodes d'étalonnage pour les systèmes
d'acquisition de données numériques
et logiciels appropriés**

**Performance characteristics and calibration
methods for digital data acquisition systems
and relevant software**

© IEC 2005 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

International Electrotechnical Commission, 3, rue de Varembé, PO Box 131, CH-1211 Geneva 20, Switzerland
Telephone: +41 22 919 02 11 Telefax: +41 22 919 03 00 E-mail: inmail@iec.ch Web: www.iec.ch



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

X

*Pour prix, voir catalogue en vigueur
For price, see current catalogue*

SOMMAIRE

AVANT PROPOS	6
INTRODUCTION.....	10
1 Domaine d'application	12
2 Références normatives.....	12
3 Termes, définitions, abréviations et symboles.....	14
3.1 Termes et définitions	14
3.2 Abréviations et symboles.....	16
4 Exigences générales	16
4.1 Procédures d'essai et estimation de l'incertitude de mesure	16
4.2 Exigences générales relatives aux MAN	18
4.3 Description des paramètres.....	18
4.4 Méthodes d'essai des paramètres mesurables	26
5 Fonctionnalité matérielle pour l'étalonnage.....	50
5.1 Information sur l'étalonnage embarqué.....	50
5.2 Matériel général d'ajustement de mesure	50
5.3 Matériel d'auto-étalonnage	52
6 Méthodes de calibrage logicielles.....	52
6.1 Interface de programmation associée d'étalonnage (API)	52
6.2 Méthodes d'auto-étalonnage	52
6.3 Méthodes d'étalonnage à l'extérieur	54
7 Procédures relatives à l'étalonnage.....	54
Annexe A (informative) Exemples de calcul de l'incertitude système d'acquisition de données (DAQ) modulaire.....	56
Annexe B (normative) Pseudo-code pour réaliser l'essai statique par la méthode B (voir 4.4.1.2) et un exemple numérique.....	62
Annexe C (informative) Caractéristiques du module analogique numérique	82
Bibliographie.....	92
Figure 1 – Signal d'essai appliqué au MAN	30
Figure 2 – Procédure d'essai	34
Figure 3 – Représentation dans différentes échelles de gris des histogrammes cumulatifs calculés à chaque pas dans le cas d'un MAN 5-bits et d'un essai avec 4 pas	34
Figure 4 – Dispositions d'essai pour les mesures de bruit sur les Modules analogiques numériques (MAN).....	42
Figure C.1 – MAN bipolaire avec réel zéro.....	84
Figure C.2 – MAN bipolaire sans réel zéro.....	86
Figure C.3 – Erreur de décalage (spécifié au pas 000).....	88
Figure C.4 – Erreur de gain (après la correction de l'erreur de décalage) (spécifié au pas 011)	90

CONTENTS

FOREWORD.....	7
INTRODUCTION.....	11
1 Scope.....	13
2 Normative references	13
3 Terms, definitions, abbreviations and symbols.....	15
3.1 Terms and definitions	15
3.2 Abbreviations and symbols	17
4 General requirements	17
4.1 Test procedures and measurement uncertainty estimation	17
4.2 General requirements for ADMs	19
4.3 Descriptions of parameters.....	19
4.4 Testing methods of measurable parameters	27
5 Hardware functionality for calibration.....	51
5.1 Onboard calibration information.....	51
5.2 General measurement adjustment hardware.....	51
5.3 Self-adjustment hardware.....	53
6 Software calibration methods.....	53
6.1 Calibration application programming interface (API)	53
6.2 Self-calibration methods	53
6.3 External calibration methods	55
7 Calibration procedures	55
Annex A (informative) Examples of calculation of modular DAQ system uncertainty.....	57
Annex B (normative) Pseudo-code to perform static test by method B (see 4.4.1.2) and a numerical example	63
Annex C (informative) ADM characteristics	83
Bibliography.....	93
Figure 1 – Test signals applied to the ADM.....	31
Figure 2 – Test procedure.....	35
Figure 3 – Representation in different grey tones of the cumulative histograms computed in each step in the case of a 5-bit ADM and a test with 4 steps.....	35
Figure 4 – Test arrangement for noise measurements on ADMs	43
Figure C.1 – Bipolar ADM with true zero	85
Figure C.2 – Bipolar ADM with no true zero	87
Figure C.3 – Offset (specified at step 000).....	89
Figure C.4 – Gain component of uncertainty (after correction of offset) (specified at step 011)	91

Tableau 1 – Précision des estimations du niveau de transition de code pour différentes longueurs d'enregistrement.....	28
Tableau 2 – Exemple de spécification des paramètres du module analogique numérique pour l'évaluation de l'incertitude de mesure du dispositif d'acquisition de données (DAQ).....	48
Tableau B.1 – Dérivation de l'amplitude (A) et de l'erreur de décalage (C_j) des petites ondes triangulaires, du nombre d'échantillons par archive (M) et du nombre d'archives (R)..	72
Tableau B.2 – Résultats de l'essai d'histogramme et des tensions de passage correspondantes pour un MAN 5-bits testé par la méthode B en 4 pas.....	74
Tableau B.3 – Dérivation non-linéarité intégrale et Non-Linéarité Différentielle à partir des tensions de passage mesurées	78

Table 1 – Precision of estimates of code transition level for different record lengths	29
Table 2 – Example of parameters specification of ADM for measurement uncertainty estimation of DAQ device.....	49
Table B.1 – Derivation of the amplitude (A) and offset (C_j) of the small triangular waves, the number of samples per record (M) and the number of records (R).	73
Table B.2 – Results of the histogram test and corresponding transition voltages for a 5-bit ADM tested by method B in 4 steps	75
Table B.3 – Deriving INL and DNL from the measured transition voltages.	79

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

CARACTÉRISTIQUES DE PERFORMANCE ET MÉTHODES D'ÉTALONNAGE POUR LES SYSTÈMES D'ACQUISITION DE DONNÉES NUMÉRIQUES ET LOGICIELS APPROPRIÉS

AVANT PROPOS

- 1) La Commission Électrotechnique Internationale (CEI) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de la CEI"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les publications de la CEI se présentent sous la forme de recommandations Internationales et sont agréées comme tels par les Comités nationaux de la CEI. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que la CEI s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; la CEI ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de la CEI dans leurs publications nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à la CEI, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de la CEI, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de la CEI ou de toute autre Publication de la CEI, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est indispensable pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de la CEI peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La norme internationale CEI 62008 a été établie par le Comité d'études 85: Equipement de mesure des grandeurs électriques et électromagnétiques.

Le texte de la présente norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
85/267/FDIS	85/268/RVD

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de la présente Norme.

La version française de cette norme n'a pas été soumise au vote.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 2.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

PERFORMANCE CHARACTERISTICS AND CALIBRATION METHODS FOR DIGITAL DATA ACQUISITION SYSTEMS AND RELEVANT SOFTWARE

FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with an IEC Publication.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 62008 has been prepared by IEC technical committee 85: Measuring equipment for electrical and electromagnetic quantities.

The text of this standard is based on the following documents:

FDIS	Report on voting
85/267/FDIS	85/268/RVD

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date de maintenance indiquée sur le site web de la CEI sous "<http://webstore.iec.ch>" dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

- reconduite,
- supprimée,
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until the maintenance result date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

- reconfirmed,
- withdrawn,
- replaced by a revised edition, or
- amended.

INTRODUCTION

Les systèmes de mesure totalement automatisés deviennent la norme pour les essais en production, en recherche et dans n'importe quel autre secteur où des mesures sont faites. L'automatisation des mesures mène à un partage étendu des données, à une communication inter-appareils, et au contrôle de la mesure à distance. Les dispositifs d'acquisition de données multifonction (DAQ) répondent à ces besoins de mesure. Ils reposent sur les techniques informatiques classiques, permettant aux développeurs de systèmes de mesure d'augmenter les normes informatiques ouvertes. Les mesures effectuées par les dispositifs DAQ sont précises et traçables. Le besoin d'intégrité de mesure exige des normes de développement non seulement pour le matériel de mesure mais également pour le logiciel qui étalonne le matériel.

INTRODUCTION

Totally automated measurement systems are becoming the norm for manufacturing test, research and any other area where measurements are made. Measurement automation leads to extensive data sharing, inter-instrument communication and remote measurement control. Multifunction data acquisition (DAQ) devices meet these measurement needs. They rely on standard computer technology, allowing measurement systems developers to leverage open computer standards. The measurements made by DAQ devices are accurate and traceable. The need for measurement integrity requires developing standards not only for the measurement hardware but also for the software that calibrates the hardware.

CARACTÉRISTIQUES DE PERFORMANCE ET MÉTHODES D'ÉTALONNAGE POUR LES SYSTÈMES D'ACQUISITION DE DONNÉES NUMÉRIQUES ET LOGICIELS APPROPRIÉS

1 Domaine d'application

La présente Norme Internationale spécifie des caractéristiques de performances et des méthodes d'étalonnage destinées aux systèmes d'acquisition de données numériques et aux logiciels appropriés, de manière à assurer que tous les systèmes de mesure basés sur des dispositifs d'acquisition de données multifonction (DAQ) répondent à une norme commune.

La présente norme couvre:

- les spécifications minimales que le constructeur du dispositif DAQ doit fournir pour décrire les performances du Module Analogique-Numérique (MAN) du dispositif DAQ.
- les stratégies d'essai normalisées pour vérifier l'ensemble minimal de spécifications.
- les informations minimales relatives à l'étalonnage, exigées par le MAN, et stockées sur le dispositif DAQ.
- les exigences minimales relatives au logiciel de calibrage pour le calibrage externe et l'auto-calibrage du MAN du dispositif DAQ.

La présente norme traite de conversion de signal de basse fréquence par exemple les applications telles que le contrôle d'usine, la mesure de vibrations, les vibro-diagnostics, les mesures acoustiques, ultrasoniques, de température, de pression, la mesure en électronique de puissance, etc.

2 Références normatives

Les documents de référence suivants sont indispensables pour l'application du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CEI 60748-4:1997, *Dispositifs à semi-conducteurs – Circuits intégrés – Partie 4: Circuits intégrés d'interface*

CEI 60748-4-3: ____¹⁾, *Dispositifs à semi-conducteurs – Circuits intégrés – Partie 4-3: Circuits intégrés d'interface – Critères dynamiques pour les Convertisseurs Analogiques Numériques (CAN)*

ISO/CEI 17025, *Exigences générales concernant la compétence des laboratoires d'étalonnages et d'essais*

BIPM, CEI, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML, *Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure*

¹⁾ A publier.

PERFORMANCE CHARACTERISTICS AND CALIBRATION METHODS FOR DIGITAL DATA ACQUISITION SYSTEMS AND RELEVANT SOFTWARE

1 Scope

This International Standard specifies performance characteristics and calibration methods for digital data acquisition systems and relevant software to ensure that all measurement systems relying on DAQ devices meet a common standard.

This standard covers:

- the minimum specifications that the DAQ device manufacturer must provide to describe the performance of the analogue-to-digital module (ADM) of the DAQ device;
- standard test strategies to verify the minimum set of specifications;
- the minimum calibration information required by the ADM that is stored on the DAQ device;
- the minimum calibration software requirements for external and self-calibration of the ADM of the DAQ device.

This standard deals with low frequency signal conversion, e.g. applications such as plant control, vibration measurement, vibro-diagnostics, acoustics, ultrasonic measurements, temperature measurements, pressure measurements, measurement in power electronics, etc.

2 Normative references

The following referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

IEC 60748-4:1997, *Semiconductor devices – Integrated circuits – Part 4: Interface integrated circuits*

IEC 60748-4-3:____¹⁾, *Semiconductor devices – Integrated circuits – Part 4-3: Interface integrated circuits – Dynamic criteria for analogue-to-digital converters (ADC)*

ISO/IEC 17025, *General requirements for the competence of testing and calibration laboratories*

BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (GUM)*

¹⁾ To be published.

3 Termes, définitions, abréviations et symboles

3.1 Termes et définitions

Pour les besoins du présent document, les définitions suivantes s'appliquent.

3.1.1

module analogique-numérique

MAN

entrée analogique d'un dispositif d'acquisition de données multifonctions

3.1.2

interface de programme d'application

IPA

ensemble de sous-programmes ou de fonctions normalisées avec les paramètres qu'un programme peut appeler. Une interface de programme d'application (IPA) pour des dispositifs d'acquisition de données (DAQ) permet au programmeur de communiquer et de contrôler le fonctionnement du dispositif

3.1.3

niveau de transition de code

valeur du paramètre d'entrée d'un MAN au point de transition entre deux codes de sortie adjacents. Le point de transition est défini comme étant la valeur d'entrée qui rend 50 % des codes de sortie inférieurs au code le plus élevé de la transition, et 50 % des codes de sortie supérieurs ou égaux au code le plus élevé de la transition. Le niveau de transition $T[k]$ est compris entre le code $k-1$ et le code k

3.1.4

dispositif d'acquisition de donnée

DAQ

dispositif destiné à recueillir des données

NOTE Les dispositifs multifonction DAQ reposent sur un ordinateur personnel (OP) (OP commercial, OP industriel, PCI compact, agenda, etc.) pour le contrôle. Ces dispositifs sont conçus pour satisfaire les besoins d'un système de mesure à usage général. Ils ne sont pas conçus pour un type spécifique de mesure. Les dispositifs DAQ fournissent généralement des modes de mesure multiples tels que: entrée analogique, sortie analogique, entrée numérique, sortie numérique et la fonctionnalité du compteur-horloge. La présente norme traite uniquement du module analogique numérique (MAN) d'un dispositif DAQ.

3.1.5

valeur du milieu de pas

valeur analogique au milieu du pas à l'exclusion des pas correspondants aux deux extrémités de la gamme totale des valeurs analogiques

NOTE Pour les extrémités de pas, la valeur du milieu de pas est définie comme étant la valeur existante lorsque la valeur analogique qui provoque la transition au pas voisin est réduite ou augmentée, selon le cas, de la moitié de la valeur nominale de la largeur de pas.

3.1.6

valeur nominale du milieu de pas

valeur analogique spécifiée comprise à l'intérieur d'un pas, représentée en sortie – de façon idéale et sans erreur, par le code numérique de sortie correspondant

3.1.7

conditions de fonctionnement assignées

ensemble de conditions qui doivent être remplies pendant la mesure pour que les paramètres déterminant l'incertitude de mesure puissent être valables

3 Terms, definitions, abbreviations and symbols

3.1 Terms and definitions

For the purposes of this document, the following definitions apply.

3.1.1

analogue-to-digital module

ADM

analogue input of a multifunction DAQ device

3.1.2

application program interface

API

standardized set of subroutines or functions along with the parameters that a program can call. An API for DAQ devices allows the programmer to communicate and control the operation of the device

3.1.3

code transition level

value of the input parameter of an ADM at the transition point between two adjacent output codes. The transition point is defined as the input value that causes 50 % of the output codes to be less than and 50 % to be greater than or equal to the upper code of the transition. The transition level $T[k]$ lies between code $k - 1$ and code k

3.1.4

data acquisition device

DAQ

device for entering or collecting data

NOTE Multifunction DAQ devices rely on a personal computer (commercial PC, Industrial PC, Compact PCI, notebook etc.) for control. These devices are designed to meet the needs of a general-purpose measurement system. They are not designed for a specific type of measurement. DAQ devices generally provide multiple measurement modes such as analogue input, analogue output, digital input, digital output, and counter-timer functionality. This standard only deals with the ADM of a DAQ device.

3.1.5

midstep value

analogue value for the centre of the step excluding the steps at the two ends of the total range of analogue values

NOTE For the end steps, the midstep value is defined as the analogue value that results when the analogue value for the transition to the adjacent step is reduced or enlarged as appropriate by half the nominal value of the step width.

3.1.6

nominal midstep value

specified analogue value within a step that is ideally represented and free of error by the corresponding digital output code

3.1.7

rated operating conditions

set of conditions that must be fulfilled during the measurement in order that the parameters determining the measurement uncertainty may be valid.

3.1.8

pas

à la fois une fraction de la gamme des valeurs analogiques d'entrée et le code numérique correspondant en sortie

3.1.9

largeur de pas

valeur absolue de la différence entre les deux extrémités de la gamme des valeurs analogiques correspondant à un pas

3.2 Abréviations et symboles

MAN	Module analogique-numérique
IPA	Interface de programme d'application
RRMC	Rapport de réjection de mode commun
DAQ	Dispositif d'acquisition de données
DIFF	Différentiel
NLD	Non-linéarité différentielle
NEDB	Nombre effectif de bits
PE	Pleine échelle
NLI	Non-linéarité intégrale
BMS	Bit le moins significatif
ESNR	Extrémités simples non référencées
OP	Ordinateur personnel
ESR	Extrémités simples référencées
SIBED	Signal sur bruit et distorsion
PDSP	Plage dynamique sans parasites
V_{PE}	Pleine échelle
V_{PEnom}	Plage nominale de pleine échelle
V_{PEP}	Gamme pratique de pleine échelle
V_Z	Zéro
V_{EZ}	Echelle de zéro

4 Exigences générales

4.1 Procédures d'essai et estimation de l'incertitude de mesure

Un ensemble commun de spécifications doit être présenté pour comparer le MAN d'un dispositif DAQ avec le MAN d'un autre dispositif DAQ. C'est particulièrement vrai lorsque les MAN émanent de différents constructeurs. Le présent document inclut un ensemble d'informations clés qui permet une comparaison point par point des capacités des MAN.

Les dispositifs DAQ sont conçus pour satisfaire aux spécifications publiées qui leur sont applicables. S'il est nécessaire de vérifier ces spécifications, cette norme présente les procédures d'essais des MAN pour confirmer les spécifications du dispositif DAQ.

En utilisant les spécifications énumérées en 4.2, l'incertitude de mesure du MAN d'un dispositif DAQ peut être déterminée.

3.1.8**step**

the fractional range of analogue input values and the corresponding digital output value.

3.1.9**step width**

the absolute value of the difference between the two ends of the range of analogue values corresponding to one step.

3.2 Abbreviations and symbols

ADM	Analogue to digital module
API	Application program interface
CMRR	Common mode rejection ratio
DAQ	Data acquisition device
DIFF	Differential
DNL	Differential non-linearity
ENOB	Effective number of bits
FS	Full scale
INL	Integral non-linearity
LSB	Least significant bit
NRSE	Non-referenced single ended
PC	Personal computer
RSE	Referenced single ended
SINAD	Signal to noise and distortion
SFDR	Spurious free dynamic range
V_{FS}	Full scale
V_{FSnom}	Nominal full scale range
V_{FSR}	Practical full scale range
V_Z	Zero
V_{ZS}	Zero scale

4 General requirements**4.1 Test procedures and measurement uncertainty estimation**

A common set of specifications must be presented for comparing the ADM of one DAQ device to the ADM of another DAQ device. This is especially true when different manufacturers produce the ADMs. This document includes a core set of information that allows a side-by-side comparison of ADM capabilities.

DAQ devices are designed to meet their published specifications. If there is a need to verify these specifications, this standard presents procedures for testing the ADM to confirm the specifications of the DAQ device.

Using the specifications listed in 4.2, the measurement uncertainty of the ADM of a DAQ device can be determined.

4.2 Exigences générales relatives aux MAN

Les spécifications exigées et indiquées ci-dessous constituent un sous-ensemble minimal des spécifications possibles.

Les paramètres de base décrivant un module analogique-numérique (MAN) comprennent:

- le nombre de voies;
- les types d'entrée;
- la plage d'entrée de pleine échelle;
- la protection contre les surtensions;
- la résolution;
- le taux d'échantillonnage;
- l'impédance d'entrée;
- la tension de travail maximale;
- les conditions de fonctionnement assignées.

Les paramètres mesurables qui peuvent être examinés comprennent les points suivants²⁾:

- l'erreur de gain;
- l'erreur de décalage;
- le rapport de réjection de mode commun;
- la dérive en température du gain et de l'erreur de décalage;
- la non-linéarité intégrale;
- la non-linéarité différentielle;
- le bruit;
- la durée d'établissement;
- l'erreur de commutation de canal;
- la diaphonie;
- la bande passante de l'entrée analogique.

Lorsque c'est approprié, les paramètres suivants s'appliquent:

- le rapport signal sur bruit et distorsion (SIBED);
- le nombre effectif de bits (NEDB);
- la plage dynamique sans parasites (PDSP);
- distorsion harmonique totale (DHT);
- rapport signal sur composante non harmonique (RSCNH).

4.3 Description des paramètres

NOTE On suppose que la valeur d'entrée mesurée est une tension.

4.3.1 Nombre de voies

Nombre de signaux d'entrée acceptés par le MAN et qui peuvent être échantillonnés simultanément ou séquentiellement.

²⁾ D'autres exigences spécifiques aux fréquences moyennes ou élevées sont traitées par la CEI 60748-4-3.

4.2 General requirements for ADMs

The required specifications listed below are a minimum subset of the possible specifications.

The basic parameters describing an ADM include:

- number of channels;
- types of inputs;
- full-scale input range;
- overvoltage protection;
- resolution;
- sampling rate;
- input impedance;
- maximum working voltage;
- rated operating conditions.

The measurable parameters that can be tested include the following²⁾:

- gain component of uncertainty;
- offset;
- common mode rejection ratio;
- temperature drift of gain and offset;
- integral non-linearity;
- differential non-linearity;
- noise;
- settling time;
- channel switching error;
- crosstalk;
- analogue input bandwidth.

Where appropriate the following parameters apply:

- signal-to-noise and distortion ratio (SINAD);
- effective number of bits (ENOB);
- spurious free dynamic range (SFDR);
- total harmonic distortion (THD);
- signal to non-harmonic ratio (SNHR).

4.3 Descriptions of parameters

NOTE It is assumed that the input value measured is voltage.

4.3.1 Number of channels

The number of input signals supported by the ADM that can be simultaneously or sequentially sampled.

²⁾ Other requirements specific for medium and high frequencies are treated by IEC 60748-4-3.

4.3.2 Types d'entrée

Le type d'entrée définit comment les signaux d'entrée peuvent être reliés au MAN. Les modes possibles incluent:

- extrémité unique référencée (EUR) – une connexion à extrémité unique référencée est celle dans laquelle le signal d'entrée analogique du dispositif DAQ est mis en référence à une terre commune qui peut être partagée avec d'autres signaux d'entrée;
- extrémité unique non référencée (EUNR) – une connexion à extrémité unique non référencée est celle dans laquelle le signal d'entrée analogique du dispositif DAQ est mis en référence à la terre locale du signal. Dans ce cas, la terre locale doit être différente de la terre analogique du système de mesure;
- différentiel (DIFF) – une connexion différentielle est celle dans laquelle le signal d'entrée analogique du dispositif DAQ possède son propre signal de référence ou son propre chemin de retour de signal. Un MAN avec des entrées différentielles peut spécifier l'impédance d'entrée comme étant l'impédance entre l'entrée positive et l'entrée négative du MAN. Un module analogique-numérique avec des entrées différentielles peut également spécifier l'impédance d'entrée comme étant l'impédance entre soit l'entrée positive et la terre soit entre l'entrée négative et la terre.

4.3.3 Plage d'entrée de pleine échelle

La plage d'entrée de pleine échelle est la plage totale des valeurs analogiques qui peut être codée théoriquement, avec une précision constante, en nombre total de pas. La plage d'entrée de pleine échelle est exprimée en volts (voir 2.1.18 de la CEI 60748-4 Chapitre II). Se référer à V_{PENom} des Figures C.1 et C.2.

4.3.4 Protection contre les surtensions

La protection contre les surtensions correspond à la protection des circuits d'entrée d'un MAN contre des tensions potentiellement préjudiciables. La protection contre les surtensions peut être effectuée pour un dispositif DAQ sous tension ou hors tension. La protection contre les surtensions est exprimée en volts.

4.3.5 Résolution

Finesse avec laquelle il est possible de distinguer des valeurs presque égales de la grandeur analogique d'entrée (voir 2.2.1 de la CEI 60748-4, Chapitre II).

NOTE 1 La résolution numérique est le nombre de bits (n) nécessaires pour exprimer le nombre total de pas (voir 2.2.2 de la CEI 60748-4, Chapitre II).

NOTE 2 La résolution analogique (Q) est la valeur nominale de la largeur du pas (voir 2.2.3 de la CEI 60748-4, Chapitre II).

4.3.6 Taux d'échantillonnage

Nombre de conversions par unité de temps. Le taux d'échantillonnage est généralement exprimé en échantillons par seconde.

4.3.7 Erreur de gain

Différence, au pas ou au milieu de pas, entre les valeurs réelle et nominale de la tension de transition dans le diagramme de transfert, au point de gain spécifié, après que l'erreur de décalage ait été réglée sur zéro. L'erreur de gain s'exprime en % de la plage d'entrée de pleine échelle et il convient de tenir compte de l'intervalle de temps d'étalonnage garanti (voir 2.2.5.3 de la CEI 60748-4, Chapitre II).

4.3.2 Types of input

Type of input defines how input signals can be connected to the ADM. Possible modes include:

- referenced single ended (RSE) – an RSE connection is one in which the DAQ device's analogue input signal is referenced to a common ground that can be shared with other input signals;
- non-referenced single ended (NRSE) – an NRSE connection is one in which the DAQ device's analogue input signal is referenced to the signal local ground. In this case the local ground must be different from the analogue ground of the measurement system;
- differential (DIFF) – a DIFF connection is one in which the DAQ device's analogue input signal has its own reference signal or signal return path. An ADM with DIFF inputs may specify input impedance as the impedance between the positive input and negative input of the ADM. An ADM with DIFF inputs may also specify input impedance as the impedance between either the positive input and ground or the negative input and ground.

4.3.3 Full-scale input range

The full-scale input range is the total range in analogue values that theoretically can be coded with constant accuracy by the total number of steps. The full-scale input range is expressed in volts (see 2.1.18 of IEC 60748-4, Chapter II). Refer to V_{FSnom} in Figures C.1 and C.2.

4.3.4 Overvoltage protection

Overvoltage protection is the protection of the input circuitry of an ADM from potentially damaging voltages. Overvoltage protection can be shown for the powered on and powered off states of the DAQ device. Overvoltage protection is expressed in volts.

4.3.5 Resolution

The degree to which nearly equal values of the analogue input quantity can be distinguished (see 2.2.1 of IEC 60748-4, Chapter II).

NOTE 1 Numerical resolution is the number (n) of bits necessary to express the total number of steps (see 2.2.2 of IEC 60748-4, Chapter II).

NOTE 2 Analogue resolution (Q) is the nominal value of the step width (see 2.2.3 of IEC 60748-4, Chapter II).

4.3.6 Sampling rate

The number of conversions per unit time. Sampling rate is usually expressed in samples per second.

4.3.7 Gain component of uncertainty

The difference between the actual and the ideal transition voltages in the transfer diagram at the specified gain point, after the offset has been adjusted to zero. Gain component of uncertainty is expressed in % of full-scale input range and should include the warranted time interval of calibration (see 2.2.5.3 of IEC 60748-4, Chapter II).

4.3.8 Erreur de décalage

Différence, au pas ou au milieu de pas, entre les valeurs réelle et nominale des premiers niveaux de transitions (voir Figure C.3). L'erreur de décalage s'exprime en unités de mesure pour le MAN et il convient de tenir compte de l'intervalle de temps d'étalonnage garanti (voir 2.2.5.2 de la CEI 60748-4, Chapitre II).

NOTE Le premier niveau de transition correspond au niveau de transition où la sortie du MAN varie de 0 à 1. Voir 3.1.3 pour la définition du niveau de transition de code.

4.3.9 Taux de réjection en mode commun (TRMC)

Rapport de la tension appliquée entre un point de référence spécifié et les bornes d'entrée du MAN reliés ensemble par un circuit spécifié, à la tension nécessaire entre les bornes d'entrée du MAN pour produire la même valeur de sortie.

NOTE Le taux de réjection en mode commun est généralement exprimé en décibels et peut dépendre de la fréquence.

4.3.10 Impédance d'entrée

Impédance entre l'entrée du signal du MAN et le commun du signal. L'impédance d'entrée doit être spécifiée lorsque le MAN est sous tension, hors tension, et lorsque les limites des entrées isolées sont dépassées (si c'est approprié).

4.3.11 Dérive en température du gain et de l'erreur de décalage

Une dérive en température du gain s'exprime en % de la gamme d'entrée de pleine échelle par degré Celsius. Une dérive en température de l'erreur de décalage s'exprime en unités de mesure par degré Celsius pour le MAN.

4.3.12 Non-linéarité intégrale (NLI)

Différence entre la valeur analogique réelle à la transition entre deux pas adjacents quelconques et sa valeur idéale, après que l'erreur de décalage et l'erreur de gain aient été réglées à zéro. La non-linéarité intégrale décrit la différence entre la valeur réelle et la valeur idéale de la grandeur analogique. La NLI s'exprime en bits de poids faible.

4.3.13 Non-Linéarité différentielle (NLD)

Différence entre la largeur réelle du pas et sa valeur idéale. La NLD s'exprime en bits de poids faible.

4.3.14 Tension maximale de fonctionnement

La tension maximale de fonctionnement est la tension la plus élevée qu'il convient d'appliquer au MAN en utilisation normale. La tension de fonctionnement est normalement bien en dessous de la tension de claquage pour raison de marge de sécurité. La tension maximale de fonctionnement est la somme de la tension du signal réel et de la tension de mode commun; elle s'exprime en volts.

4.3.15 Bruit

Le bruit correspond à tout écart entre le signal de sortie du MAN (converti en unités des entrées) et le signal d'entrée du MAN sauf pour les écarts provoqués par la réponse du système linéaire invariant dans le temps (gain et déphasage), un décalage en courant continu (c.c.), ou un écart dans le taux d'échantillonnage. Par exemple, le bruit inclut les effets des écarts aléatoires, des écarts fixes de modèle, des non-linéarités, des écarts de la base de temps (écart fixe dans l'échantillonnage en temps et l'incertitude d'ouverture, également

4.3.8 Offset

The difference between the actual and the ideal first transition levels (see Figure C.3). Offset is expressed in the units of measure for the ADM and should include the warranted time interval of calibration (see 2.2.5.2 of IEC 60748-4, Chapter II).

NOTE The first transition level is the transition level where the ADM output changes from 0 to 1. See 3.1.3 for the definition of code transition level.

4.3.9 Common mode rejection ratio (CMRR)

The ratio of the voltage applied between a specified reference point and the input terminals of the ADM, when connected together by a specified circuit, to the voltage required between the input terminals of the ADM to produce the same output.

NOTE The common mode rejection ratio is usually expressed in decibels and may depend upon frequency.

4.3.10 Input impedance

Input impedance is the impedance between the signal input of the ADM and signal common. Input impedance must be specified when the ADM is powered on, powered off, and when isolated input limits are overloaded (if applicable).

4.3.11 Temperature drift of gain and offset

Temperature drift of gain is expressed in % of full scale input range per degree Celsius. Temperature drift of offset is expressed in units of measure for the ADM per degree Celsius.

4.3.12 Integral non-linearity (INL)

The difference between the actual analogue value at the transition between any two adjacent steps and its ideal value, after offset and gain component of uncertainty have been adjusted to zero. Integral non-linearity describes the difference between the actual value and the ideal value of the analogue quantity. INL is expressed in LSB.

4.3.13 Differential non-linearity (DNL)

The difference between the actual step width and the ideal value. DNL is expressed in LSB.

4.3.14 Maximum working voltage

Maximum working voltage is the highest voltage that should be applied to an ADM in normal use. The working voltage is normally well under the breakdown voltage for safety margin. The maximum working voltage is the sum of the actual signal voltage and the common mode voltage and is expressed in volts.

4.3.15 Noise

Noise is any deviation between the ADM output signal (converted to input units) and the ADM input signal except for deviations caused by linear time invariant system response (gain and phase shift), a DC level shift, or a deviation in the sample rate. For example, noise includes the effects of random deviations, fixed pattern deviations, nonlinearities, time base deviations (fixed deviation in sample time and aperture uncertainty, also known as jitter) and the

connus sous le nom de gigue) et de l'infiltration indésirable des signaux numériques internes dans la partie analogique. Le bruit s'exprime en unités de mesure pour le module analogique numérique (MAN).

NOTE 1 Pour les signaux continus ou les signaux d'entrée de très basse fréquence il est habituel de décrire le bruit du système comme mesuré en 4.4.7, qui n'inclut pas l'effet des écarts de non-linéarité et de base de temps.

NOTE 2 Le rapport signal sur bruit et distorsion (SIBED) et le nombre effectif de bits (NEDB) incluent les effets des écarts de non-linéarité et de base de temps.

4.3.16 Temps d'établissement pour les mesures à voie unique

Temps nécessaire au MAN pour atteindre une zone d'erreur spécifiée au voisinage de sa valeur finale, et y rester. Le temps d'établissement s'exprime en secondes nécessaires pour atteindre la zone d'erreur spécifiée. Le temps d'établissement pour les mesures à voie unique est définie pour un MAN mesurant un signal échelon dans une voie unique.

4.3.17 Erreur de commutation de voie

Ecart d'amplitude maximal introduit en commutant le MAN entre les voies. L'erreur de commutation de voie s'exprime en % de la plage d'entrée de pleine échelle -FSR.

4.3.18 Rapport signal sur bruit et distorsion (SIBED)

Pour un signal d'entrée sinusoïdal pur, c'est le rapport entre la valeur efficace du signal de sortie du MAN au niveau de la fréquence d'entrée et la valeur efficace de tous les autres signaux à la sortie du MAN (voir 3.4 de la CEI 60748-4-3).

NOTE Il convient de fournir les informations relatives au rapport signal sur bruit et distorsion pour une gamme des gains couvrant une gamme des fréquences d'entrée et d'échantillonnage.

4.3.19 Diaphonie

Apparition d'une énergie indésirable dans une voie de transmission, liée à la présence d'un signal dans une autre voie et due par exemple à une induction, conduction ou des effets non linéaires. La diaphonie est le rapport de la valeur efficace sur une des voies de sortie à la valeur efficace d'une sinusoïde d'entrée sur une autre voie, exprimée en dB.

NOTE Il convient de fournir les informations relatives à la diaphonie à une gamme des gains des deux voies et sur une gamme des fréquences d'entrée.

4.3.20 Bande passante de l'entrée analogique

La bande passante de l'entrée analogique est la mesure de la capacité d'un MAN à passer un signal sans atténuation significative sur une plage de fréquences. La bande passante de l'entrée analogique est normalement mesurée entre les points de fréquence basse et haute où l'amplitude du signal tombe à -3 dB en dessous de sa valeur maximale. La bande passante de l'entrée analogique s'exprime en Hz.

4.3.21 Nombre effectif de bits (NEDB)

Limite pratique de la résolution d'un module analogique numérique (MAN) due au bruit et à la non linéarité inhérents au système. Le nombre effectif de bits représente ce que le MAN exécute comme un MAN idéal avec ce nombre de bits (voir 3.6 de la CEI 60748-4-3).

NOTE Il convient de fournir les informations relatives au nombre effectif de bits pour une gamme des gains couvrant une gamme des fréquences d'entrée et d'échantillonnage.

undesirable infiltration of internal digital signals to the analogue part. Noise is expressed in the units of measure for the ADM.

NOTE 1 For DC or very low frequency input signals it is usual to describe system noise as measured in 4.4.7, which does not include the effect of non-linearity and time base deviations.

NOTE 2 SINAD and ENOB include the effects of non-linearity and time base deviations.

4.3.16 Settling time for single channel measurements

The time it takes the ADM to reach a certain accuracy and stay within that accuracy. Settling time is expressed in seconds required to achieve the given accuracy range. Settling time for single channel measurements is defined for an ADM measuring a step signal on a single channel.

4.3.17 Channel switching error

The maximum amplitude deviations introduced by switching the ADM between channels. Channel switching error is expressed in % FSR.

4.3.18 Signal-to-noise and distortion ratio (SINAD)

For a pure sine-wave input, ratio of the r.m.s. amplitude of the ADM output signal at the input frequency to the r.m.s. amplitude of all other signal in the ADM output (see 3.4 of IEC 60748-4-3).

NOTE SINAD information should be supplied at a range of gains over a range of input and sampling frequencies.

4.3.19 Crosstalk

The appearance of undesired energy in a channel caused by the presence of a signal on another channel, caused by for example, induction, conduction or non-linearity. Crosstalk is the ratio of the r.m.s. value on one channels output and the r.m.s. value of an input sine wave on another channel, expressed in dB.

NOTE Crosstalk information should be supplied at a range of gains of both channels and over a range of input frequencies.

4.3.20 Analogue input bandwidth

Analogue input bandwidth is the measure of an ADM's ability to pass a signal without significant attenuation over a range of frequencies. Analogue input bandwidth is normally measured between the lower and upper frequency points where the signal amplitude falls to –3 dB below the passband frequency. Analogue input bandwidth is expressed in Hz.

4.3.21 Effective number of bits (ENOB)

Practical limit of the resolution of an ADM due to inherent noise and non-linearity. Effective number of bits represents that the ADM performs as an ideal ADM with this number of bits (see 3.6 of IEC 60748-4-3).

NOTE Effective number of bits information should be supplied at a range of gains over a range of input and sampling frequencies.

4.3.22 Plage dynamique sans parasites (PDSP)

Pour une entrée sinusoïdale pure, c'est le rapport, exprimé en dB, de la valeur efficace du signal de sortie à la fréquence d'entrée, avec la valeur efficace permanente la plus élevée de la sortie à toute autre fréquence unique.

4.3.23 Distorsion harmonique totale (DHT)

Pour un signal sinusoïdal, le DHT correspond à la somme de la puissance de toutes les harmoniques. Il peut être exprimé en dBp = dB par rapport à 10^{-12} W.

4.3.24 Rapport signal sur composante non harmonique (RSCNH)

C'est le rapport, exprimé en dB, entre la puissance du signal avec toutes les harmoniques possibles, et l'ensemble du bruit.

4.4 Méthodes d'essai des paramètres mesurables

4.4.1 Mesure des niveaux de transition de code

La mesure des niveaux de transition de code peut être utilisée pour déterminer plusieurs paramètres du MAN tels que la fonction de transfert, l'erreur de gain, l'erreur de décalage, la NLI et la NLD.

Dans de nombreux cas, les facteurs de mérite du MAN changent en fonction des fréquences d'entrée et d'horloge. Par conséquent ils doivent être caractérisés aux fréquences proches de celles auxquelles on s'attend à ce qu'ils soient utilisés. Lorsque les MAN sont utilisés pour la mesure des grandeurs variables en fonction du temps, il convient de réaliser une caractérisation dynamique (les méthodes d'essai pour la caractérisation dynamique sont fournies dans la CEI 60748-4-3). Si le MAN doit être utilisé pour mesurer des signaux à variation lente, la caractérisation du MAN par les essais statiques énumérés ci-dessous est suffisante et souhaitable.

4.4.1.1 Essai statique (méthode A)

Dans cet essai une entrée en courant continu variable est appliquée au MAN afin de mesurer tous les niveaux de transition de code.

L'entrée en courant continu variable est générée par une source programmable avec une résolution au moins deux fois supérieure à la précision (P) exigée pour la mesure des niveaux de passage à code.

Pour le premier niveau de transition de code ($T[1]$) du MAN, la source programmable commence à appliquer un niveau d'entrée légèrement inférieur à la valeur prévue. Un enregistrement de M échantillons est fait. Le nombre d'échantillons supérieurs ou égaux au code 1 est compté. Si sa valeur est inférieure à $M/2$, le niveau d'entrée est incrémenté de $2P$ et la procédure est répétée jusqu'à ce que le premier niveau de transition soit trouvé (50 % d'échantillons supérieurs ou égaux au code 1 de sortie). Les autres niveaux de transition de code sont trouvés en appliquant des niveaux d'entrée successifs au MAN en essai. Pour chaque niveau de transition de code le pourcentage des codes qui sont supérieurs au code k est évalué et s'il est inférieur à 50 % le niveau d'entrée est augmenté de $2P$. Lorsque le pourcentage est supérieur à 50 %, le niveau de transition est considéré comme franchi. Les niveaux de transition de code sont calculés par interpolation linéaire basée sur l'enregistrement et les pourcentages lors de l'application des deux derniers niveaux d'entrée. Le point de départ pour la détermination du niveau de transition $T[k + 1]$ est le niveau de transition de code mesuré pour $T[k]$.

4.3.22 Spurious free dynamic range (SFDR)

For a pure sine-wave input, ratio, expressed in dB, of the r.m.s. value of the output signal at the input frequency to the largest persistent r.m.s. value of the output at any other single frequency.

4.3.23 Total harmonic distortion (THD)

For a sine wave signal, the sum of power of all harmonics. It can be expressed in dBp = dB re 10^{-12} W.

4.3.24 Signal to non harmonic ratio (SNHR)

Ratio, expressed in dB of the power of the signal with all possible harmonics, to the overall noise.

4.4 Testing methods of measurable parameters

4.4.1 Measuring code transition levels

The measurement of the code transition levels can be used to determine several ADM parameters such as the ADM transfer function, gain component of uncertainty, offset, INL and DNL.

In many cases ADM figures of merit vary with input and clock frequencies. As a consequence they must be characterized at frequencies close to those at which they are expected to be used. When the ADMs are to be used for the measurement of time variable quantities, dynamic characterization should be performed (test methods for dynamic characterization are provided in IEC 60748-4-3). If the ADM is to be used to measure slow varying signals the characterization of the ADM through the static tests listed below is sufficient and desirable.

4.4.1.1 Static test (method A)

In this test a variable DC input is applied to the ADM in order to measure all code transition levels.

The variable DC input is generated by a programmable source with resolution at least two times better than the precision (P) required for the measurement of the code transition levels.

The programmable source begins to apply an input level slightly lower than the expected value for the first code transition level ($T[1]$) of the ADM. A record of M samples is taken. The number of samples greater or equal than code 1 are counted. If its value is less than $M/2$, the input level is incremented by $2P$ and the procedure repeated until the first transition level is found (50 % of samples greater or equal than output code 1). Subsequent code transition levels are found by applying successive input levels to the ADM under test. For each code transition level the percentage of codes that are greater than code k is evaluated and if it is less than 50 % the input level is raised by $2P$. When the percentage is greater than 50 %, the transition level is considered to be crossed. The code transition levels are computed by linear interpolation based on the record and percentages in the two last applied input levels. The starting point for the determination of transition level $T[k + 1]$ is the measured code transition level for $T[k]$.

La localisation des niveaux de transition de code est un processus probabiliste à cause de la présence inévitable du bruit. Par conséquent, les résultats de mesure ont un écart type associé. Le choix des longueurs d'enregistrement des échantillons plus grands (M) peut réduire l'incertitude des résultats. Le Tableau 1 donne la précision des résultats avec 3σ de niveau de confiance, exprimé comme un pourcentage de l'écart type de bruit (considéré Gaussien avec moyenne zéro), et calculé pour plusieurs longueurs d'enregistrement.

Il est recommandé de choisir $P = 1/8$ LSB. Dans un tel cas, les incréments de la source programmable seront de $1/4$ LSB.

Il convient de noter que dans cette procédure de mesure il est obligatoire d'attendre entre les changements de la source d'entrée pendant au moins son temps d'établissement, avant de commencer l'acquisition de données.

Il convient de veiller à s'assurer que l'impédance de sortie de la source programmable et l'impédance d'entrée du MAN n'affectent pas les résultats de mesure.

Tableau 1 – Précision des estimations du niveau de transition de code pour différentes longueurs d'enregistrement

Longueur d'enregistrement d'échantillon M	Précision des estimations du niveau de transition de code % de l'écart type de bruit
256	23 %
1 024	12 %
4096	6 %

En utilisant cette procédure, le nombre moyen d'essais entre la détection de la transition du code est approximativement de $Q/2P$ avec Q égal à la résolution du MAN. On doit trouver $2^n - 1$ niveaux de transition de code et M échantillons prélevés après chaque incrémentation; un nombre très élevé d'échantillons seront acquis pendant l'essai si un convertisseur à haute résolution est soumis à l'essai (grand n) et/ou si la valeur efficace du bruit est grande comparée au pas de quantification (grand M).

4.4.1.2 Méthode statique (méthode B)

L'idée fondamentale de cet essai se trouve dans l'utilisation d'ondes triangulaires de petite amplitude, superposées à des niveaux de décalage en courant continu (c.c.) croissants, comme un signal d'essai, et dans l'emploi d'une procédure d'histogramme [2]. La plage d'entrée est balayée en augmentant progressivement le niveau de décalage (C_j) étape par étape (Figure 1). Une petite amplitude et une petite pente comparées respectivement à la plage et au taux de variation du convertisseur confèrent des conditions d'essai quasi statiques.

Le nombre d'échantillons à acquérir pour la même incertitude est beaucoup plus faible que dans l'essai statique décrit en 4.4.1.1. En outre, le nombre de changements du niveau en courant continu (c.c.) du calibre est réduit de plusieurs ordres de grandeur. Par conséquent, la durée d'essai sera fortement réduite parce que le temps d'attente total pour l'établissement de la source est diminué en conséquence. Ceci signifiera qu'un essai de MAN simple peut être réduit de plusieurs heures à quelques minutes. Le prix à payer est l'augmentation de la complexité de la procédure d'essai. Dans ce qui suit, la procédure est soigneusement décrite. Des équations seront fournies pour calculer les paramètres d'essai, ainsi que le pseudo code logiciel (voir Annexe B) pour la mise en application.

The location of code transition levels is a probabilistic process due to the inevitable presence of noise. As a consequence, the measurement results have an associated standard deviation. Choosing larger samples record lengths (M) can reduce the uncertainty of the results. Table 1 gives the precision of the results with 3σ confidence level, expressed as a percentage of the noise standard deviation (considered Gaussian with zero mean), and computed for several record lengths.

It is recommended to choose $P = 1/8$ LSB. In such case increments of the programmable source will be $1/4$ LSB.

It should be noted that in this measurement procedure it is mandatory to wait between changes of the input source for at least its settling time, before starting the data acquisition.

Care should be taken to ensure that the output impedance of the programmable source and the input impedance of the ADM do not affect the measurement results.

**Table 1 – Precision of estimates of code transition level
for different record lengths**

Sample record length M	Precision of estimates of code transition level (% of noise standard deviation)
256	23 %
1 024	12 %
4 096	6 %

Using this procedure, the mean number of tries between code transition detection is approximately $Q/2P$ where Q is the resolution of the ADM. Since $2n - 1$ code transition levels must be found and M samples must be taken after each increment, this can lead to a very high number of acquired samples during the test if an high-resolution converter is under test (large n) and/or the r.m.s. value of noise is large compared to the quantization step (large M).

4.4.1.2 Static test (method B)

The basic idea of this test lies on the use of small-amplitude triangular waves, superimposed on increasing DC offset levels, as a test signal, and the use of a histogram procedure [2]. The input range is scanned by progressively increasing the offset level (C_j) step by step (Figure 1). Small amplitude and slope in comparison to the converter range and slew rate, respectively, lead to quasi-static test conditions.

The number of samples to be acquired for the same uncertainty is much lower than the static test described in 4.4.1.1. Furthermore, the number of changes in the DC level of the calibrator is reduced by several orders of magnitude. Consequently, the test duration will be highly reduced in that the total waiting time for the source settling is decreased accordingly. This will mean that a single ADM test can be reduced from several hours to a few minutes. The price to pay is the increase in the complexity of the test procedure. In what follows, the procedure is carefully described. equations will be provided to calculate the test parameters, together with software pseudo code (see Annex B) to implement it.

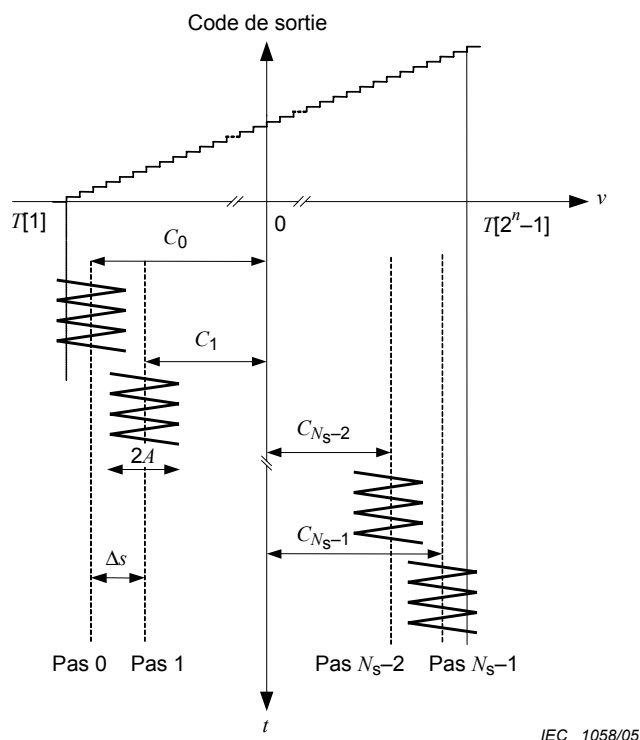
Un signal linéaire d'étalonnage (onde triangulaire) est utilisé pour l'obtention d'une condition de stimulus uniforme sur la gamme du MAN. La contrainte sur la distorsion de linéarité du générateur triangulaire est relâchée en utilisant un signal d'amplitude beaucoup plus faible que la pleine échelle du MAN. La plage d'entrée est entièrement stimulée par l'acquisition des échantillons pour l'histogramme en N_s pas, avec la même onde triangulaire de faible amplitude, mais avec différents niveaux de décalage $C_j, j = 0, 1, \dots, N_s - 1$ (Figure 1).

La procédure d'essai est donnée à la Figure 2. Tout d'abord, les appareils sont réglés. A chacun des N_s pas, le MAN acquiert R enregistrements de M échantillons de petite onde triangulaire d'amplitude A . La fréquence d'échantillonnage f_s et la fréquence de la petite onde f sont choisies afin de s'assurer que les M phases uniformément distribuées sont échantillonnées. Cela s'effectue en choisissant f de la sorte:

$$f = \frac{J}{M} f_s$$

où J est un nombre entier relativement proche de M . Cela signifie que M et J n'ont aucun facteur commun (c'est-à-dire leur plus grand diviseur commun est 1) et que pour la fréquence recommandée il existe exactement J cycles dans un enregistrement. Si M est une puissance de 2, alors toute valeur impaire de J satisfait la condition de relativement proche.

L'acquisition de données est répétée N_s fois pour des valeurs successivement croissantes du décalage C_j . Avec les échantillons acquis à chaque pas, un histogramme cumulatif $CH[k]$ est calculé. La valeur pour la k -ième classe de l'histogramme cumulatif est obtenue en comptant le nombre d'échantillons dont le code de sortie est inférieur ou égal au code k . Un exemple des histogrammes cumulatifs successifs est présenté à la Figure 3 pour un MAN 5-bit et un essai avec 4 pas. Un exemple numérique est représenté à l'Annexe B.



IEC 1058/05

Figure 1 – Signaux d'essai appliqués au MAN

A calibrating linear signal (triangular wave) is used for achieving a uniform stimulus condition over the ADM range. The constraint on the linearity distortion of the triangular generator is relaxed by using a signal of amplitude much lower than the ADM full scale. The input range is stimulated entirely by acquiring the samples for the histogram in N_s steps, with the same small-amplitude triangular wave, but with different offset levels C_j , $j = 0, 1, \dots, N_s - 1$ (Figure 1).

The test procedure is reported in Figure 2. Firstly, the instruments are set. In each of the N_s steps, the ADM acquires R records of M samples of the small triangular wave with amplitude A . The sampling frequency f_s and the small-wave frequency f are selected in order to grant that M uniformly distributed phases are sampled. This is accomplished by choosing f from:

$$f = \frac{J}{M} f_s$$

where J is an integer relatively prime to M . This meaning that M and J have no common factors (i.e. their greatest common divisor is one) and that for the recommended frequency there are exactly J cycles in a record. If M is a power of two, then any odd value for J meets the relatively prime condition.

The data acquisition is repeated N_s times for values of the offset C_j successively increasing. With the samples acquired in each step a cumulative histogram $CH_j[k]$ is computed. The value for the k -th class of the cumulative histogram is obtained by counting the number of samples whose output code is equal to or less than the code k . An example of successive cumulative histograms is presented in Figure 3 for a 5-bit ADM and a test with 4 steps. A numerical example is shown in Annex B.

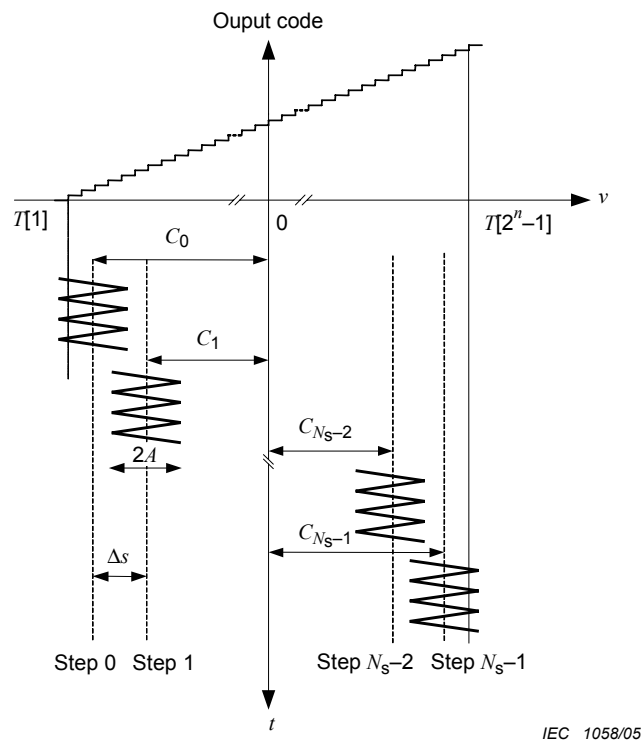


Figure 1 – Test signals applied to the ADM

Pour chaque pas j , un vecteur avec les tensions de transition est calculé en utilisant

$$T_j[k] = C_j + A \left(2 \frac{CH_j[k-1]}{R \cdot M} - 1 \right) \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1) \quad j = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$$

Après que tous les pas soient terminées, les ensembles de tension de transition N_s sont combinés dans un ensemble unique ($T[k]$). Cependant, le besoin de surmultiplication dans chacun des N_s pas, et l'imprécision du signal de stimulus donnent lieu à quelques casiers ayant deux valeurs calculées dans deux pas successifs (Figure 3). Dans ce cas la valeur la plus éloignée de la limite du pas est choisie pour l'ensemble combiné, étant donné que l'onde triangulaire est davantage déformée près des crêtes compte tenu de la discontinuité de la dérivée. Ceci donne un vecteur des index de pas, $jk[k]$, contenant l'indice j du pas à partir duquel la tension de transition k devrait être obtenue. Ainsi, le vecteur de la tension de transition finale est:

$$T[k] = T_{jk[k]}[k] \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

Un vecteur avec les largeurs de casier de code est alors calculé en utilisant

$$W[k] = T[k+1] - T[k] \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

For each step j , a vector with the transitions voltages is computed using

$$T_j[k] = C_j + A \left(2 \frac{CH_j[k-1]}{R \cdot M} - 1 \right) \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1) \quad j = 0, 1, \dots, (N_s - 1)$$

After all the steps are complete, the N_s transition voltage arrays are combined into a single array ($T[k]$). However, the need for overdrive in each of the N_s steps, and the inaccuracy of the stimulus signal give rise to some bins having two values computed in two successive steps (Figure 3). In this case the value farthest from the step limit is selected for the combined array because the triangular wave is more distorted near the peaks owing to the discontinuity of the derivative. This leads to a vector of step indexes, $jk[k]$, containing the index j of the step from which the transition voltage k should be obtained. The final transition voltage vector is thus:

$$T[k] = T_{jk[k]}[k] \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

A vector with the code bin widths is then computed using

$$W[k] = T[k+1] - T[k] \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

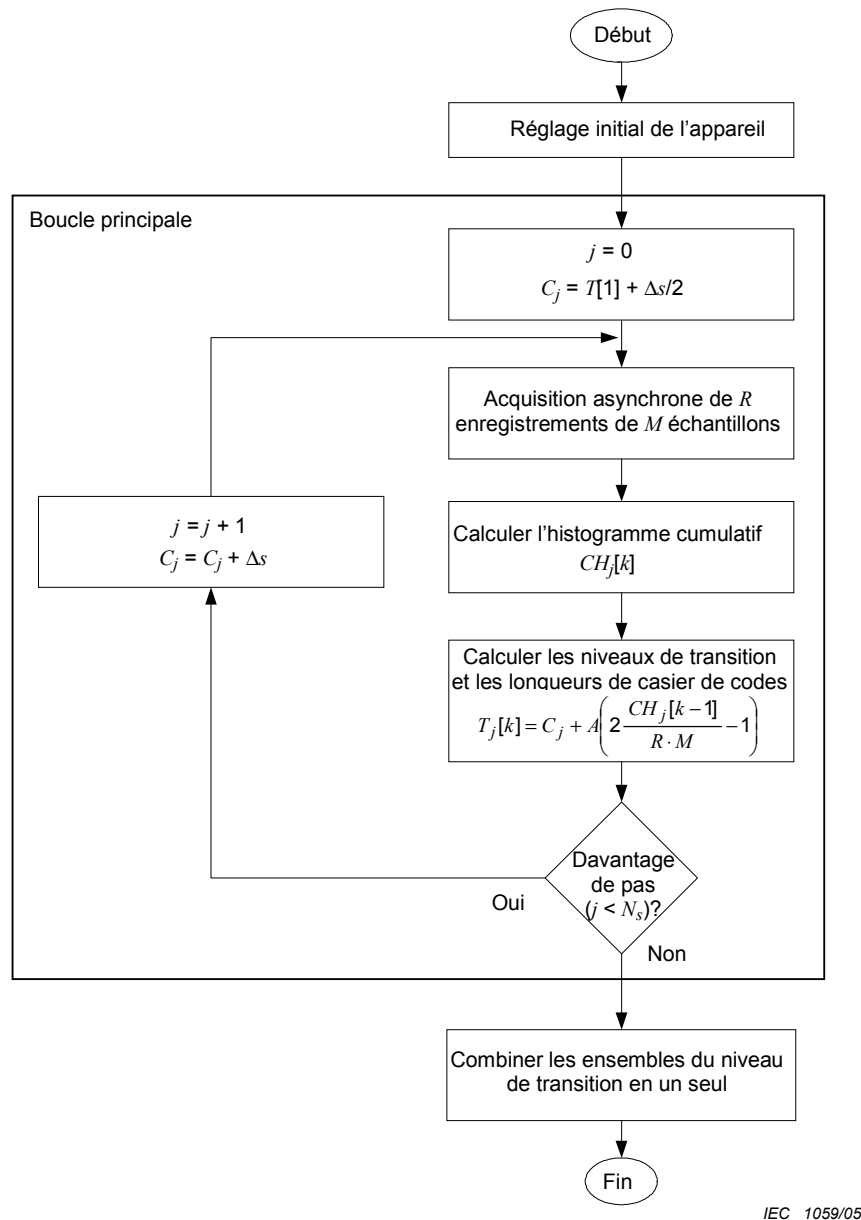


Figure 2 – Procédure d'essai

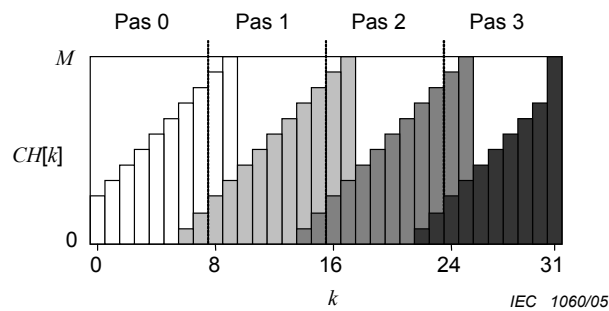


Figure 3 – Représentation dans différentes échelles de gris des histogrammes cumulatifs calculés à chaque pas dans le cas d'un MAN 5-bits et d'un essai avec 4 pas

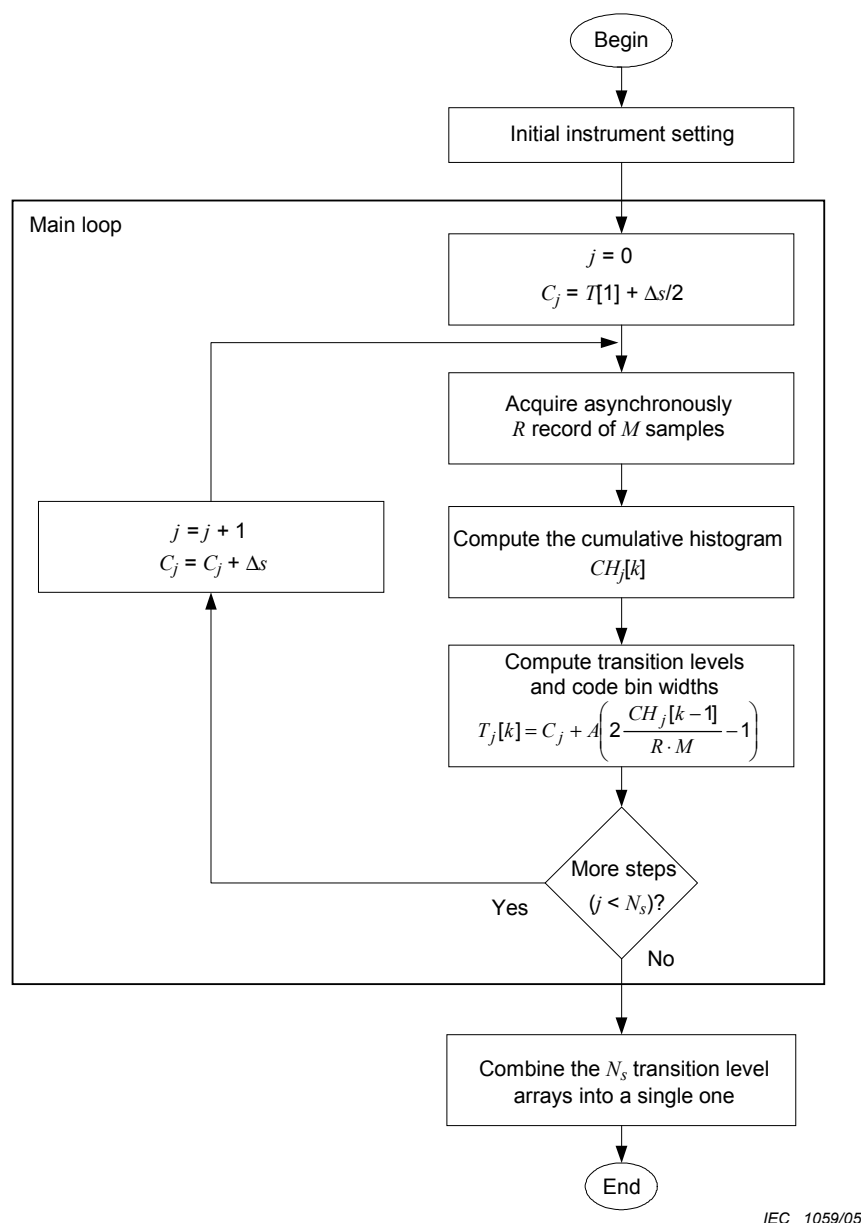


Figure 2 – Test procedure

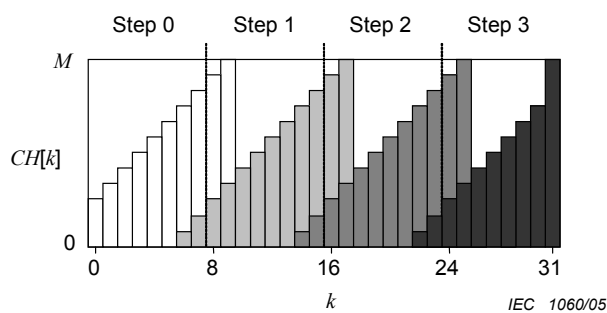


Figure 3 – Representation in different grey tones of the cumulative histograms computed in each step in the case of a 5-bit ADM and a test with 4 steps

Dans la configuration d'essai, les valeurs de ses paramètres principaux doivent être définies:

- l'amplitude A de la petite onde triangulaire;
- le décalage C_j dans le j -ième pas;
- le nombre d'échantillons M dans chaque enregistrement, et
- la fréquence f de la petite onde triangulaire. Les relations analytiques suivantes sont fournies pour choisir ces paramètres.

a) Amplitude de la petite onde (A)

L'amplitude A de la petite onde triangulaire

- doit être suffisamment petite, pour permettre une faible linéarité pour le générateur de fonction, et
- doit inclure un « accélérateur », afin d'augmenter la précision et pour stimuler tous les codes dans le j -ième pas.

La non-linéarité (NL) du générateur triangulaire peut être définie comme la différence maximale entre les ondes triangulaires réelles et idéales, ramenée à l'amplitude de l'onde triangulaire idéale. Une fois qu'une valeur maximale B_i est définie pour cette erreur, en considérant une résolution de MAN n -bits, une limite correspondante de l'amplitude A de l'onde triangulaire peut être obtenue à partir de:

$$A \leq \frac{B_i \cdot Q}{NL} = A_{\max}$$

où Q est la résolution du MAN, donnée par l'équation

$$Q = \frac{T[2^n - 1] - T[1]}{2^n - 1}$$

La vitesse surmultipliée nécessaire pour l'essai proposé est dérivée de:

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

où B_i est exprimé en bit le moins significatif (BMS), et σ est l'écart type du bruit équivalent d'entrée.

L'amplitude de la petite onde triangulaire est donnée par:

$$A = \min \left(\frac{V'_r}{2} + V_{OD} + e_A + \frac{r_A}{2}, A_{\max} - e_A - \frac{r_A}{2} \right)$$

Le deuxième terme à l'intérieur de la fonction "min" correspond à la valeur maximale permise pour l'amplitude, $A_{\max}$, de la petite onde triangulaire. Ce terme est nécessaire pour ne pas introduire dans l'estimation des tensions de transition une erreur supérieure à B_i . Les variables e_A et r_A représentent l'erreur et la résolution de l'amplitude de la petite onde triangulaire produite par le générateur de fonction. Ceci garantit que même s'il existe une erreur e_A dans l'amplitude et sa valeur a été arrondie au rang supérieur par $r_A/2$, en raison de la résolution finie de l'appareil, l'amplitude ne serait pas supérieure à $A_{\max}$. Le premier terme correspond à l'utilisation d'un seul pas et est utilisé lorsque la non-linéarité de l'onde triangulaire est très petite ($NL \rightarrow 0$, $A_{\max} \rightarrow \infty$). Il est garanti que même s'il existe une erreur de $-e_A$ dans l'amplitude ou si elle est arrondie au rang inférieur par $r_A/2$ elle ne sera pas inférieure à $V'_r/2 + V_{OD}$. La variable V'_r est la tension pleine échelle réduite du MAN, $V_r = V_{FSR} - Q$, élargie pour prendre en compte les erreurs possibles dans le gain (E_G) et le décalage (E_0) du MAN lui-même:

$$V'_r = V_r + 2 \cdot E_0 + E_G.$$

In the test design, the values of its main parameters have to be defined:

- the amplitude A of the small triangular wave,
- the offset C_j in the j -th step,
- the number of samples M in each record, and
- the frequency f of the small triangular wave. In the following, analytical relations for selecting these parameters are provided.

a) Small-wave amplitude (A)

The amplitude A of the small triangular wave

- has to be sufficiently small, to allow for a low linearity to the function generator, and
- has to include an overdrive, in order to increase accuracy and to stimulate all the codes in the j -th step.

The nonlinearity (NL) of the triangular generator can be defined as the maximum difference between the actual and the ideal triangular waves, normalized to the ideal triangular wave amplitude. Once a maximum value B_i is defined for this error, by considering an n -bit ADM resolution, a corresponding boundary for the triangular wave amplitude A can be obtained from:

$$A \leq \frac{B_i \cdot Q}{NL} = A_{\max}$$

where Q is the ADM resolution, given by

$$Q = \frac{T[2^n - 1] - T[1]}{2^n - 1}.$$

The overdrive necessary for the proposed test is derived from:

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

where B_i is expressed in least significant bit (LSB), and σ is the standard deviation of the input-equivalent noise.

The amplitude of the small triangular wave is given by:

$$A = \min \left(\frac{V'_r}{2} + V_{OD} + e_A + \frac{r_A}{2}, A_{\max} - e_A - \frac{r_A}{2} \right)$$

The second term inside the “min” function corresponds to the maximum value allowed for the amplitude, $A_{\max}$, of the small triangular wave. It is required so as not to introduce in the estimation of the transition voltages an error greater than B_i . The variables e_A and r_A represent the error and resolution of the amplitude of the small triangular wave produced by the function generator. This guarantees that even if there is an error of e_A in the amplitude and its value was rounded up by $r_A/2$, due to the finite resolution of the instrument, the amplitude would not be higher than $A_{\max}$. The first term corresponds to the use of only one step and is used when the non-linearity of the triangular wave is very small ($NL \rightarrow 0$, $A_{\max} \rightarrow \infty$). It is guaranteed that even if there is an error of $-e_A$ in the amplitude or if it is rounded down by $r_A/2$ it will not be lower than $V'_r/2 + V_{OD}$. The variable V'_r is the reduced full-scale voltage of the ADM, $V_r = V_{FSR} - Q$, enlarged to account for possible errors in gain (E_G) and offset (E_0) of the ADM itself:

$$V'_r = V_r + 2 \cdot E_0 + E_G.$$

Ceci garantit que même s'il existe une erreur de décalage de $\pm E_\theta$ et une erreur de gain de E_G (encore indéterminé), l'amplitude du signal de stimulus sera suffisante pour couvrir toutes les tensions de transition.

b) Décalage (C_j)

La valeur maximale de la gamme de tension stimulée à chaque pas, Δs , est:

$$\Delta s_{\max} = 2 \left(A - V_{OD} - e_c - \frac{r_c}{2} \right)$$

où e_c et r_c représentent l'erreur et la résolution de la valeur de décalage de l'onde triangulaire produite par le générateur à courant continu (c.c.).

Pour les pas égaux, le nombre de pas N_s est:

$$N_s = \left\lceil \frac{V'_r}{\Delta s_{\max}} \right\rceil$$

où le symbole $\lceil x \rceil$ dénote le plus petit nombre entier supérieur à x . En conséquence, la plage exacte à stimuler à chaque pas est:

$$\Delta s = \frac{V'_r}{N_s}$$

Noter que, puisque N_s doit être un nombre entier, la plage Δs stimulée à chaque pas sera, généralement, plus petite que la limite $\Delta s_{\max}$.

Le décalage C_j à appliquer dans le j -ième pas est le point milieu de la plage stimulée.

$$C_j = T[1] + \frac{\Delta s}{2} + \Delta s \cdot j \quad , \quad j = 0, 1, \dots, N_s - 1.$$

c) Nombre d'échantillons (M)

Le nombre d'échantillons M doit être

- suffisamment bas pour limiter l'influence de l'incertitude des fréquences d'entrée et d'échantillonnage, et
- suffisamment haut pour limiter l'influence du bruit aléatoire.

En ce qui concerne la première source d'incertitude, une limite plus élevée pour M doit être déterminée. La limite de M dépend de la fréquence d'entrée f de l'onde triangulaire, de la fréquence d'échantillonnage f_s , et de leurs précisions ε_f et ε_{f_s} . L'expression suivante place une limite pour l'erreur relative ε_p du rapport $p = f/f_s$ entre ces deux fréquences:

$$\varepsilon_p \leq \frac{1}{2 \cdot D \cdot M}$$

où D est le nombre de périodes de signal acquis. Dans la mesure où il convient de réaliser cet essai dans des conditions quasi-statiques, il convient d'effectuer l'acquisition pendant seulement une période du signal de stimulus ($D = 1$). A partir de la dernière équation, en remplaçant l'expression explicite de ε_p , le nombre maximum d'échantillons devient:

$$M \leq \frac{1}{2} \frac{|1 - \varepsilon_{f_s}|}{(\varepsilon_{f_s} + \varepsilon_f)}$$

This guarantees that even if there is an offset error of $\pm E_0$ and a gain error of E_G (still undetermined), the amplitude of the stimulus signal will be sufficient to span all the transition voltages.

b) Offset (C_j)

The maximum value of the voltage range stimulated by each step, Δs , is:

$$\Delta s_{\max} = 2 \left(A - V_{OD} - e_c - \frac{r_c}{2} \right)$$

where e_c and r_c represent the error and resolution of the offset value of the triangular wave produced by the DC generator.

For equal steps, the number of step N_s results:

$$N_s = \left\lceil \frac{V'_r}{\Delta s_{\max}} \right\rceil$$

where the symbol $\lceil x \rceil$ denotes the smallest integer greater than x . Consequently, the exact range to be stimulated in each step is:

$$\Delta s = \frac{V'_r}{N_s}$$

Note that, since N_s must be an integer number, the range Δs stimulated by each step will, generally, be smaller than the limit $\Delta s_{\max}$.

The offset C_j to apply in the j -th step is the middle point of the stimulated range.

$$C_j = T[1] + \frac{\Delta s}{2} + \Delta s \cdot j \quad , \quad j = 0, 1, \dots, N_s - 1.$$

c) Number of samples (M)

The number of samples M has to be

- sufficiently low to limit the influence of the uncertainty of the input and sampling frequencies, and
- sufficiently high to limit the influence of random noise.

As far as the first uncertainty source is concerned, a higher boundary for M has to be determined. The boundary for M depends on the input frequency f of the triangular wave, the sampling frequency f_s , and their accuracies ε_f and ε_{fs} . The following expression sets a boundary for the relative error ε_p of the ratio $p = f/f_s$ between these two frequencies:

$$\varepsilon_p \leq \frac{1}{2 \cdot D \cdot M}$$

where D is the acquired number of signal periods. Since this test should be performed in quasi-static conditions, the acquisition should be performed during only one period of the stimulus signal ($D = 1$). From the last equation, by substituting the explicit expression of ε_p , the maximum number of samples is derived:

$$M \leq \frac{1}{2} \frac{|1 - \varepsilon_{fs}|}{(\varepsilon_{fs} + \varepsilon_f)}$$

Le nombre d'échantillons à utiliser est alors:

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

où $\lfloor x \rfloor$ est la partie entière de x . La fréquence de l'onde en forme de triangle de stimulus peut ainsi être calculée avec:

$$f = \frac{f_s}{M}$$

En ce qui concerne la deuxième source d'incertitude, trois principaux facteurs de bruit doivent être considérés pour les niveaux de transition dérivés de l'histogramme cumulatif: le bruit additif (σ), le bruit de phase (σ_ϕ) et la différence de phase aléatoire entre le signal de stimulus et l'horloge d'échantillonnage. Le nombre minimal d'enregistrement pour réaliser une limite d'incertitude donnée B_u , aux niveaux de transition est donné par:

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

où K_u est le facteur de couverture.

4.4.2 Erreur de gain

L'erreur de gain est déterminée en utilisant la définition donnée en 4.3.7 pour une des méthodes d'essai données en 4.4.1. La méthode A est recommandée si seules l'erreur de gain et l'erreur de décalage doivent être mesurées (voir Annexe C pour les descriptions de V_{FSR}). Un exemple numérique de calcul de ce paramètre est fourni en Annexe B.

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

4.4.3 L'erreur de décalage

L'erreur de décalage est déterminée en utilisant la définition en 4.3.8 pour une des méthodes d'essai indiquées en 4.4.1. La méthode A est recommandée si seules l'erreur de gain et l'erreur de décalage doivent être mesurées (voir Annexe B pour les descriptions de V_{FS-}). Un exemple numérique de calcul de ce paramètre est fourni en Annexe B.

$$E_0 = \left(T[1] - \frac{Q}{2} \right) - V_{FS-}$$

NOTE Pour les MAN unipolaires $V_{FS-} = 0$.

4.4.4 Dérive en température du gain et de l'erreur de décalage

La dérive en température du gain et de l'erreur de décalage est déterminée comme décrit dans la CEI 60748-4, Chapitre IV, section 3, Articles 12 et 14, mais en utilisant les méthodes d'essai énumérées en 4.4.1.

The value of samples to use is then:

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

where $\lfloor x \rfloor$ is the integer part of x . The frequency of the stimulus triangle wave can thus be calculated with:

$$f = \frac{f_s}{M}$$

As far as the second uncertainty source is concerned, three main noise factors have to be considered for the transition levels derived from the cumulative histogram: additive noise (σ), phase noise (σ_ϕ), and random phase difference between the stimulus signal and the sampling clock. The minimum number of records to achieve a given uncertainty boundary B_u on the transition levels is given by:

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

where K_u is the coverage factor.

4.4.2 Gain component of uncertainty

Gain component of uncertainty is determined using the definition in 4.3.7 per one of the test methods given in 4.4.1. Method A is recommended if only gain component of uncertainty and offset are to be measured (see Annex C for descriptions of V_{FSR}). A numerical example of calculation of this parameter is provided in Annex B.

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

4.4.3 Offset

Offset is determined using the definition in 4.3.8 per one of the test methods given in 4.4.1. Method A is recommended if only gain component of uncertainty and offset are to be measured (see Annex B for descriptions of V_{FS-}). A numerical example of calculation of this parameter is provided in Annex B.

$$E_0 = \left(T[1] - \frac{Q}{2} \right) - V_{FS-}$$

NOTE For unipolar ADMs $V_{FS-} = 0$.

4.4.4 Temperature drift of gain and offset

Temperature drift of gain and offset is determined as described in IEC 60748-4 Chapter IV, Section 3, clause 12 and clause 14, but by using the test methods listed in 4.4.1.

4.4.5 Non-linéarité intégrale

La non-linéarité intégrale est déterminée en utilisant la définition donnée en 4.3.12 pour une des méthodes d'essai énumérées en 4.4.1. La méthode B est recommandée si des MAN à moyenne ou à haute résolution (supérieure à 8 bits) sont examinés. Un exemple numérique de calcul de ce paramètre est fourni en Annexe B.

NOTE 1 Si une valeur unique est utilisée pour la non-linéarité intégrale, $INL = \max |INL_k|$

NOTE 2 Les équations suivantes sont utilisées pour obtenir la non-linéarité intégrale en LSB (bit de poids faible).

$$INL[k] = \frac{T_{\text{corr}}[k] - T_{\text{ideal}}[k]}{Q} \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

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

et
$$T_{\text{ideal}}[k] = V_{\text{FS-}} + \frac{Q}{2} + Q \cdot (k - 1) \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

Pour les MAN avec $V_{\text{FS-}} = 0$, T_{corr} représente les tensions de transition estimées corrigées pour l'erreur de gain et l'erreur de décalage:

$$T_{\text{corr}}[1] = V_{\text{FS-}} + Q/2 \text{ et } T_{\text{corr}}[2^n - 1] = V_{\text{FS-}} + V_{\text{FSR}} - Q/2 \quad (\text{voir Figure C.1})$$

4.4.6 Non-linéarité différentielle (NLD)

La non-linéarité différentielle est déterminée en utilisant la définition donnée en 4.3.12 pour une des méthodes d'essai énumérées en 4.4.1. La méthode B est recommandée si des MAN à moyenne ou à haute résolution (supérieure à 8 bits) sont examinés. Un exemple numérique de calcul de ce paramètre est fourni en Annexe B.

NOTE 1 Si une valeur unique est utilisée pour la non-linéarité différentielle, $DNL = \max |DNL_k|$.

NOTE 2 L'équation suivante est utilisée pour obtenir la non-linéarité différentielle en LSB (bit de poids faible) :

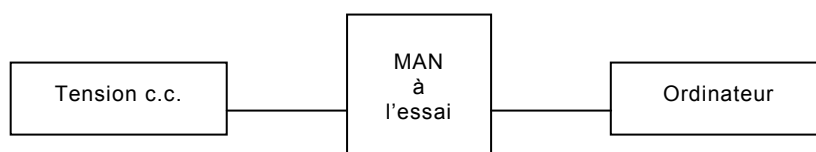
$$DNL[k] = \frac{W[k] - Q}{Q} \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, (2^N - 2)$$

4.4.7 Bruit

4.4.7.1 Objectif

Mesurer le bruit d'un module analogique numérique comme dans la Note 1 de 4.3.15.

4.4.7.2 Schéma de circuit



IEC 1061/05

Figure 4 – Dispositions d'essai pour les mesures de bruit sur les modules analogiques numériques (MAN)

4.4.5 Integral non-linearity

Integral non-linearity is determined using the definition in 4.3.12 per one of the test methods listed in 4.4.1. Method B is recommended if medium or high-resolution ADMs are tested (number of bits greater than 8). A numerical example of calculation of this parameter is provided in Annex B.

NOTE 1 If a single value is to be used for INL , $INL = \max |INL_k|$

NOTE 2 The following equations are used to obtain INL in LSB.

$$INL[k] = \frac{T_{\text{corr}}[k] - T_{\text{ideal}}[k]}{Q} \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

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

and
$$T_{\text{ideal}}[k] = V_{\text{FS-}} + \frac{Q}{2} + Q \cdot (k - 1) \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, (2^n - 1)$$

For unipolar ADM's $V_{\text{FS-}} = 0$. T_{corr} represents the estimated transition voltages corrected for offset and gain component of uncertainty:

$$T_{\text{corr}}[1] = V_{\text{FS-}} + Q/2 \text{ and } T_{\text{corr}}[2^n - 1] = V_{\text{FS-}} + V_{\text{FSR}} - Q/2 \quad (\text{see Figure C.1})$$

4.4.6 Differential non-linearity

Differential non-linearity is determined using the definition in 4.3.12 per one of the test methods given by 4.4.1. Method B is recommended if medium or high-resolution ADMs are tested (number of bits greater than 8). A numerical example of calculation of this parameter is provided in Annex B.

NOTE 1 If a single value is to be used for DNL , $DNL = \max |DNL_k|$.

NOTE 2 The following equation is used to obtain DNL in LSB

$$DNL[k] = \frac{W[k] - Q}{Q} \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, (2^N - 2)$$

4.4.7 Noise

4.4.7.1 Purpose

To measure the noise of an ADM as in Note 1 of 4.3.15.

4.4.7.2 Circuit diagram

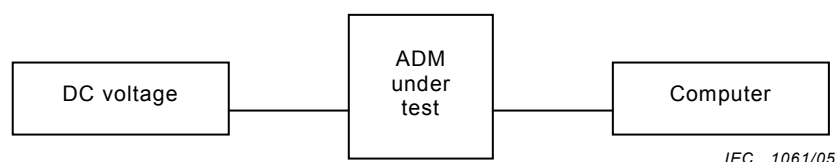


Figure 4 – Test arrangement for noise measurements on ADMs

4.4.7.3 Description du circuit et exigences

Le générateur de tension d'entrée doit fournir un signal en courant continu de faible bruit. La tension en courant continu doit pouvoir être réglée à une quelconque valeur indiquée dans la gamme pleine échelle du module analogique numérique (MAN).

4.4.7.4 Procédure de mesure

La température du module analogique numérique (MAN) en mesure est réglée à la valeur indiquée.

Les bornes d'entrée ainsi que les bornes restantes sont connectées comme spécifié. Tous les autres réseaux supplémentaires sont reliés comme indiqués.

Sauf indication contraire, l'ajustement doit être fait pour réduire au minimum la composante de gain et de décalage d'incertitude du module analogique numérique.

Une gamme des codes de MAN est choisie pour l'essai. La tension d'entrée en courant continu est réglée à la première des valeurs indiquées dans la gamme des codes de MAN à examiner. Deux enregistrements de M échantillons (x_{1j} et x_{2j} avec $j = 1, 2 \dots M$) pour chaque tension d'entrée en courant continu sont mesurés et l'enregistrement du code de sortie qui en résulte est stocké pour l'analyse ultérieure. Cette action est répétée pour chacune des valeurs en courant continu restantes indiquées qui couvre les codes du MAN sélectionné.

L'écart type des lectures qui en résultent à chaque code peut être estimé à travers

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

de cette manière les écarts fixes de modèle qui se produisent au même emplacement dans les enregistrements successifs sont éliminés par la soustraction.

L'écart type maximal pour toutes les tensions d'entrée appliquées en c.c. représente le bruit.

4.4.8 Rapport signal sur bruit et distorsion (SIBED), nombre effectif de bits (NEDB), plage dynamique sans parasites (PDSP)

Le rapport signal sur bruit et distorsion (SIBED), le nombre effectif de bits (NEDB), et la plage dynamique sans parasites (PDSP) sont mesurés par la CEI 60748-4-3, paragraphe 5.1.3.

Ces mesures utilisent le circuit décrit en 5.1.1.3 de la CEI 60748-4-3 et elles exigent un signal d'entrée sinusoïdal avec une valeur crête à crête qui soit proche de l'entrée pleine échelle du MAN mais sans la dépasser, tel qu'exigé. Suivant les méthodes d'essai décrites dans la CEI 60748-4-3, un enregistrement des codes de sortie résultants est stocké et une transformée de Fourier est appliquée à ces enregistrements pour analyser le spectre de sortie du MAN (module analogique-numérique).

Les paramètres du rapport signal sur bruit et distorsion (SIBED), du nombre effectif de bits (NEDB) et de la plage dynamique sans parasites (PDSP) sont calculés comme indiqué ci-dessous.

- La valeur efficace du signal de sortie; cette valeur est déterminée à partir de l'amplitude de la sortie du MAN à la fréquence de signal d'entrée. Ces composantes sont obtenus à partir de la transformée de Fourier de l'enregistrement.

4.4.7.3 Circuit description and requirements

The input voltage generator shall provide a low noise DC signal. The DC voltage shall be capable of being set to any specified value within the full-scale range of the ADM.

4.4.7.4 Measurement procedure

The temperature of the ADM being measured is set to the specified value.

The input terminals, as well as the remaining terminals, are connected as specified. Any other additional networks are connected as specified.

Unless otherwise specified, adjustment shall be made to minimize the offset and gain component of uncertainty of the ADM.

A range of ADM codes is chosen for the test. The DC input voltage is set to the first of the specified values within the range of ADM codes to be tested. Two records of M samples (x_{1j} and x_{2j} with $j = 1, 2 \dots M$) for each DC input voltage are measured and the record of the resulting output code is stored for subsequent analysis. This action is repeated for each of the remaining specified DC values that spans the selected ADM codes.

The standard deviation of the resulting readings at each code may be estimated through

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

this way fixed pattern deviations that occurs in the same location in successive records are eliminated by the subtraction.

The maximum standard deviation for all applied DC input voltages represents the noise.

4.4.8 Signal-to-noise and distortion ratio (SINAD), effective number of bits (ENOB), spurious free dynamic range (SFDR)

Signal to noise and distortion ratio, effective number of bits, and spurious free dynamic range are measured per 5.1.3 of IEC 60748-4-3.

These measurements use the circuit described in 5.1.1.3 of IEC 60748-4-3, and require a sinusoidal input signal with a peak to peak value that is near to but does not exceed the full scale input of the ADM is required. Following the test methods described in IEC 60748-4-3 a record of resulting output codes is stored and a Fourier Transform is applied to these records for analysis of the ADM output spectrum.

The parameters SINAD, ENOB and SFDR are calculated as follows:

- The r.m.s. value of the output signal: this value is determined from the amplitude of the ADM output at the input signal frequency. These components are obtained from the Fourier Transform of the record.

- La valeur efficace du bruit (y compris la distorsion harmonique): cette valeur est déterminée par la racine de la somme des carrés de tous les termes de sortie, à l'exclusion du terme en courant continu et de la fréquence entrée. Ces composantes sont obtenus à partir de la transformée de Fourier de l'enregistrement.
- La valeur efficace des autres composantes les plus grandes: cette valeur est la valeur efficace de la plus grande composante à l'exception du fondamental du signal d'entrée. Ces composantes sont obtenues à partir de la transformée de Fourier de l'enregistrement.
- La valeur du rapport signal sur bruit et déformation, SIBED, (en dB) est donné par:

$$\text{SIBED} = 20\log_{10}(\text{de la valeur efficace du signal de sortie/valeur efficace du bruit}).$$

- Le nombre effectif de bits (NEDB) est donné par:

$$\text{NEDB} = (\text{rapport signal sur bruit et distorsion} - 1,76)/6,02.$$

- La valeur de la plage dynamique sans parasites (PDSP) en dB, est donnée par:

$$\text{PDSP} = 20\log_{10}(\text{de la valeur efficace du signal de sortie/valeur efficace des autres plus grandes composantes}).$$

NOTE 1 Le même enregistrement des codes de sortie résultants et les résultats de la transformée de Fourier sont utilisés pour le calcul de tous les paramètres mentionnés en 4.4.8.

NOTE 2 Pour améliorer la précision d'essai, il est nécessaire d'acquérir les enregistrements d'essai multiple, de calculer la Transformée de Fourier correspondante et de faire la moyenne des valeurs correspondant à chaque composante de la Transformée de Fourier pour obtenir une transformée de Fourier moyenne.

4.4.9 Largeur de bande de l'entrée analogique

La largeur de bande de l'entrée analogique est calculée en 5.1.3 de la CEI 60748-4-3. Pour déterminer la largeur de bande de l'entrée analogique, il est nécessaire de localiser le point où l'amplitude mesurée du signal chute de 3 dB en dessous de la fréquence de la bande passante. Ce point représente la largeur de bande de l'entrée analogique.

4.4.10 Erreur de commutation de voie

L'essai suivant décrit la mesure de l'erreur de commutation de voie. Pour déterminer l'erreur de commutation de voie d'un module analogique numérique (MAN), il est nécessaire d'avoir des sources qui peuvent fournir des niveaux d'entrée proches mais n'excédant pas les niveaux d'entrée maximal et minimal du MAN. Les étapes exigées pour déterminer l'erreur de commutation de voie sont décrites ci-dessous.

- a) Connecter un signal qui est approximativement de 10 % au-dessous de l'entrée pleine échelle positive du MAN à une voie du MAN.
- b) Connecter un signal qui est approximativement de 10 % au-dessous de l'entrée pleine échelle négative du MAN à la deuxième voie du MAN.
- c) Programmer le MAN pour acquérir un certain nombre de points de données à un taux d'échantillonnage désiré de la première voie. La moyenne de ces points de données représente la valeur retournée par le module analogique numérique (MAN) lorsqu'il mesure un signal proche de la pleine échelle positive sans l'influence de la commutation.
- d) Programmer le MAN pour acquérir un certain nombre de points de données à un taux d'échantillonnage désiré de la deuxième voie. La moyenne de ces points de données représente la valeur retournée par le module analogique numérique (MAN) lorsqu'il mesure un signal proche de la pleine échelle positive sans l'influence de la commutation.
- e) Programmer le MAN pour commuter entre les deux voies, acquérir un certain nombre de points de données à un taux d'échantillonnage désiré. Ceci forcera le module analogique numérique à commuter entre deux valeurs d'entrée très différentes exposant l'erreur induite par la commutation. Faire la moyenne des données acquises par chaque voie.

- The r.m.s. value of noise (including harmonic distortion): this value is determined by the root of the sum of squares of all of the terms of the output, excluding the DC term and input frequency. These components are obtained from the Fourier Transform of the record.
- The r.m.s. value of the largest single other component: this value is the r.m.s. value of the largest component excluding the fundamental of the input signal. These components are obtained from the Fourier Transform of the record.
- The value of signal to noise and distortion ratio (in dB) is given by:

$$\text{SINAD} = 20\log_{10}(\text{r.m.s. value of output signal/r.m.s. value of noise}).$$

- The Effective number of bits is given by:

$$\text{ENOB} = (\text{signal to noise and distortion ratio} - 1,76)/6,02.$$

- The value of spurious free dynamic range (in dB) is given by:

$$\text{SFDR} = 20\log_{10}(\text{r.m.s. value of output signal/r.m.s. value of largest single other component}).$$

NOTE 1 The same record of resulting output codes and the results of the Fourier Transform are used for calculation of all parameters mentioned in this subclause.

NOTE 2 To improve test accuracy, acquire multiple test records, compute the corresponding Fourier Transforms and average the values corresponding to each component of the Fourier Transform to obtain an averaged Fourier Transform.

4.4.9 Analogue input bandwidth

Analogue input bandwidth is calculated per 5.1.3 of IEC 60748-4-3. To determine the analog input bandwidth, locate the point where the measured signal amplitude drops by 3 dB below the passband frequency. This point represents the analogue input bandwidth.

4.4.10 Channel switching error

The following test describes the measurement of channel switching error. To determine the channel switching error of an ADM you need sources that can provide input levels near but not exceeding the maximum and minimum input levels of the ADM. The steps required to determine the channel switching error are as follows:

- Connect a signal that is approximately 10 % below the positive full scale input of the ADM to one channel of the ADM.
- Connect a signal that is approximately 10 % above the negative full scale input of the ADM to the second channel of the ADM.
- Program the ADM to acquire a number of data points at a desired sampling rate from the first channel. The average of these data points represents the value returned by the ADM when it measures a signal near positive full scale without the influence of switching.
- Program the ADM to acquire a number of data points at a desired sampling rate from the second channel. The average of these data points represents the value returned by the ADM when it measures a signal near positive full scale without the influence of switching.
- Program the ADM to switch between the two channels, acquire a number of data points at a desired sampling rate. This will force the ADM to switch between two very different input values exposing the error induced by switching. Average the data acquired by each channel.

- f) La différence entre les valeurs de voie unique dans les étapes c) et d) et les valeurs de l'étape e) représente l'erreur induite par la commutation. Le module le plus grand des deux nombres représente l'erreur de commutation de voie du cas le plus défavorable à la fréquence d'échantillonnage choisie.
- g) L'erreur de commutation de voie varie en fonction de la plage nominale d'entrée et de la fréquence d'échantillonnage du module analogique numérique. Par conséquent les étapes d'essai énumérées peuvent être répétées pour différentes fréquences d'échantillonnage et différentes plages nominales d'entrée.

4.4.11 Ecart de durée d'établissement pour les mesures à voie unique

L'écart de durée d'établissement pour la mesure à voie unique est déterminé en 5.1.6 de la CEI 60748-4-3.

4.4.12 Estimation de l'incertitude de mesure

L'incertitude normalisée d'une mesure faite par un dispositif d'acquisition de données (DAQ) est une incertitude normalisée combinée. L'incertitude de mesure réalisée par un dispositif d'acquisition de données (DAQ) est calculée en utilisant les règles exprimées dans le guide ISO/CEI *Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure (GUM)*. Dans la pratique générale il est faut utiliser une incertitude étendue pour définir l'intervalle où le résultat de mesure probable se situera. Un facteur de couverture k égal à 2 est recommandé. Des exemples généralisés sont donnés à l'Annexe A.

L'incertitude de mesure pour un courant continu ou pour un signal d'entrée de très basse fréquence est calculée en combinant l'erreur de gain et le décalage (et lorsque cela est applicable leurs dérives en température), la valeur maximale de la non-linéarité intégrale, et la valeur efficace du bruit. Comme ces composantes d'incertitude peuvent changer pour différent modes de mesure ou de temps il convient que le fabricant du dispositif d'acquisition de données (DAQ) fournisse ces caractéristiques dans un format facile à interpréter tel que dans le Tableau 2.

Tableau 2 – Exemple de spécification des paramètres du module analogique numérique pour l'évaluation de l'incertitude de mesure du dispositif d'acquisition de données (DAQ)

Gamme nominale V		Erreur de gain en % de la gamme spectrale libre	Déca- lage μV	Non- linéarité intégrale en bit de poids faible	Bruit (valeur efficace en μV)	Dérive en tempéra- ture du gain en % de la gamme spectrale libre par °C	Dérive en tempéra- ture du décalage $\mu V/^{\circ}C$
Pleine échelle positive	Pleine échelle négative						
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

NOTE Les incertitudes des normes à comparer et des méthodes utilisées pour la comparaison sont incluses dans la "composante de gain d'incertitude" le "décalage" et la " non-linéarité intégrale ".

Remarque:

Des exemples généralisés de l'estimation de l'incertitude de mesure pour le courant continu ou pour un signal d'entrée de très basse fréquence sont donnés dans l'Annexe A.

- f) The difference between the single channel values in steps c) and d) and the values from step e) represent the error induced by switching. The larger of the modulus of the two numbers represents the worst-case channel switching error at the chosen sampling frequency.
- g) Channel switching error varies with ADM input range and sampling frequency. Therefore the listed test steps may be repeated for different sampling frequencies and input ranges.

4.4.11 Settling time deviations for single channel measurements

Settling time deviations for a single channel measurement is determined per 5.1.6 of IEC 60748-4-3.

4.4.12 Measurement uncertainty estimation

The standard uncertainty of a measurement made by a DAQ device is a combined standard uncertainty. The measurement uncertainty achieved by a DAQ device is computed using the rules expressed in the *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement* (GUM). General practice is to use an expanded uncertainty to define the interval where the probable measurement result will lie. A coverage factor '*k*' of 2 is recommended. Generalized examples are given in Annex A.

Measurement uncertainty for DC or a very low frequency input signal is calculated by combining the gain component of uncertainty and offset, (and where applicable their temperature drift), maximum value of integral non-linearity, and the r.m.s. value of noise. As these uncertainty components may change for different measurement modes or over time the DAQ device manufacturer should provide these specifications in an easy to interpret format such as indicated in Table 2.

Table 2 – Example of parameters specification of ADM for measurement uncertainty estimation of DAQ device

Nominal Range V		Gain component of uncertainty % FSR	Offset μV	INL (LSB)	Noise (r.m.s. value in μV)	Temp. drift of gain %FSR/°C	Temp. drift of offset μV/°C
Positive FS	Negative 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
NOTE The uncertainties of the standards to be compared, and of the methods used for comparison, are included in the "Gain component of uncertainty", "Offset" and "INL" columns.							

Remark:

Generalized examples of measurement uncertainty estimation for DC or a very low frequency input signal are given in Annex A.

5 Fonctionnalité matérielle pour l'étalonnage

Les modules analogiques numériques doivent supporter les méthodes pour ajuster leur précision de mesure et leur stockage d'information sur l'étalonnage. Ces dispositifs permettent d'assurer que le module analogique numérique peut être calibré pour maintenir la précision.

5.1 Information sur l'étalonnage embarqué

Pour préserver l'intégrité d'un étalonnage, le module analogique numérique, il convient que son interface de programmation associée (API) ou sa commande logicielle stocke les informations relatives à l'étalonnage de base durant un calibrage externe. Cette information est bloquée par soudure et peut inclure:

- les constantes d'étalonnage – ces constantes sont utilisées pour ajuster la précision de mesure des MAN;
- la date d'étalonnage – la date du dernier étalonnage à l'extérieur réalisé par un dispositif d'étalonnage;
- le compteur d'étalonnage – le nombre de fois où les dispositifs ont été étalonnés à l'extérieur par un dispositif d'étalonnage;
- le mot de passe – les modules analogiques numériques qui supportent l'étalonnage à travers une interface de programmation par opposition aux moyens manuels, tels que les potentiomètres, doivent assurer la protection des constantes d'étalonnage. La protection par mot de passe empêche la falsification des constantes d'étalonnage. Cette protection par mot de passe s'appelle 'soudure';
- la température d'étalonnage – la température à laquelle le MAN a été étalonné à l'extérieur. La température d'étalonnage est exprimée en degrés Celsius.

Si le module analogique numérique supporte un auto-étalonnage, ou un étalonnage à l'intérieur, les informations suivantes peuvent également être stockées:

- la date d'étalonnage – la date à laquelle le module analogique numérique réalise un auto-étalonnage;
- le compteur d'étalonnage – le nombre de fois où le dispositif est auto-étalonné;
- la température d'étalonnage – la température du MAN à laquelle l'auto-étalonnage a été réalisée. La température d'étalonnage est exprimée en degrés Celsius.

5.2 Matériel général d'ajustement de mesure

Un module analogique numérique doit avoir une façon d'ajuster ses mesures pour compenser les effets du temps et de l'environnement sur la précision de mesure. Le réglage peut avoir lieu sur le module analogique numérique lui-même ou dans le logiciel du module analogique numérique. Indépendamment du lieu du réglage, un module analogique numérique peut supporter certains dispositifs matériels afin de réduire l'incertitude de mesure. Ce matériel d'étalonnage peut inclure:

- un capteur de température – le capteur de température contrôle les changements de température rencontrés par le MAN. Le développeur du système de mesure peut alors lire la température et auto-étalonner le MAN comme demandé, en utilisant l'interface de programmation d'étalonnage (API). Le capteur de température est également utilisé par l'étalonnage à travers une interface de programmation pendant l'étalonnage externe et l'auto-étalonnage pour déterminer la température du module analogique numérique.
- un signal de référence embarqué – le signal de référence est utilisé pendant l'auto-étalonnage pour ajuster les mesures du MAN pour expliquer les changements environnementaux

5 Hardware functionality for calibration

ADMs must support methods for adjusting their measurement accuracy and storing calibration information. These features ensure that the ADM can be calibrated to maintain accuracy.

5.1 Onboard calibration information

To preserve the integrity of a calibration, the ADM, its associated Application Programming Interface (API) or software driver should store basic calibration information during an external calibration. This information is locked by electronic sealing and can include:

- calibration constants – these constants are used for adjusting the ADM's measurement accuracy;
- calibration date – the date of the last external calibration performed by a calibration facility;
- calibration count – the number of times the devices has been externally calibrated by a calibration facility;
- password – ADMs that support calibration through an API as opposed to manual means, such as potentiometers, need to provide protection of the calibration constants. Password protection prevents tampering with calibration constants. This password protection is called 'electronic sealing';
- calibration temperature – the temperature at the ADM at the time it was externally calibrated. Calibration temperature is expressed in degrees C.

If the ADM supports self, or internal, calibration the following information may also be stored:

- calibration date – the date when the ADM performs a self-calibration;
- calibration count – the number of times the device is self-calibrated;
- calibration temperature – the temperature at the ADM at the time the self-calibration is performed. Calibration temperature is expressed in degrees Celsius.

5.2 General measurement adjustment hardware

An ADM must have a way to adjust its measurements to compensate for the effects of time and environment on measurement accuracy. Adjustment can take place on the ADM or in the ADM software. Regardless of where the adjustment takes place a ADM may support certain hardware features in order to reduce measurement uncertainty. This calibration hardware may include:

- temperature sensor – the temperature sensor monitors the temperature changes experienced by the ADM. The measurement system developer can then read the temperature and self-calibrate the ADM as required, using the calibration API. The temperature sensor is also used by the calibration API during external and self-calibration to determine the temperature at the ADM;
- onboard signal reference(s) – the signal reference is used during self-calibration to adjust the ADM's measurements to account for environmental changes.

5.3 Matériel d'auto-étalonnage

Pour compenser des effets sur l'environnement et maintenir la précision de mesure, un module analogique numérique peut être à même de s'auto-étalonner. L'auto-étalonnage n'exige aucune connexion externe au module analogique numérique. Au lieu de cela le MAN contient tout le matériel nécessaire pour ajuster ses propres mesures.

Le matériel lié à l'auto-étalonnage peut inclure:

- la ou les référence(s) du signal;
- la référence à la terre;
- le capteur de température.

Les références à la terre ou au signal sont mesurées par le MAN pendant l'auto-étalonnage. Le MAN règle alors ses propres mesures pour expliquer les différences entre la valeur mesurée et les valeurs réelles des références. Les valeurs des références à bord sont déterminées et rendues traçables par l'étalonnage à l'extérieur.

6 Méthodes de calibrage logicielles

Les modules analogiques numériques nécessitent l'écriture d'un logiciel pour vérifier et ajuster leurs possibilités de mesure. Pour fournir une interface acceptable pour ces vérifications et ajustements, le fabricant du module analogique numérique doit fournir une interface de programme d'application (IPA) pour l'étalonnage. L'étalonnage via une interface de programme d'application (IPA) supporte l'étalonnage à l'extérieur et, si c'est approprié, l'auto-étalonnage du MAN.

6.1 Interface de programmation associée d'étalonnage (API)

L'interface de programmation associée d'étalonnage (API) est l'interface logicielle utilisée pour mettre à jour les constantes d'étalonnage, les dates d'étalonnage, et ainsi de suite. Cette interface de programmation associée doit exister pour permettre au développeur de systèmes de mesure de réellement vérifier et régler les mesures d'un MAN.

L'interface de programmation associée d'étalonnage (API) peut supporter des fonctions pour les éléments suivants:

- étalonnage extérieur du MAN;
- auto-étalonnage du MAN;
- vérification des mesures prises par le MAN;
- recherche de la date d'étalonnage du MAN. Lorsque cela est applicable ceci inclut la recherche de la date de l'étalonnage à l'extérieur et la date d'auto-étalonnage;
- recherche du compteur d'étalonnage du MAN. Lorsque cela est applicable ceci inclut la recherche du compteur d'étalonnage à l'extérieur et le compteur d'auto-étalonnage;
- recherche de la température d'étalonnage du MAN. Lorsque cela est applicable ceci inclut la recherche de la température d'étalonnage à l'extérieur et la température d'étalonnage à l'intérieur;
- changer le mot de passe d'étalonnage du MAN.

6.2 Méthodes d'auto-étalonnage

L'auto-étalonnage se réfère à la mesure d'une référence qui existe sur le MAN et à la correction de la mesure du MAN basée sur la référence. Puisque l'auto-étalonnage n'affecte pas la traçabilité, aucun mot de passe n'est demandé pour réaliser un auto-étalonnage.

5.3 Self-adjustment hardware

To compensate for environmental effects and maintain measurement accuracy, an ADM may be able to self-calibrate. Self-calibration does not require any external connections to the ADM. Instead the ADM contains all the hardware required to adjust its own measurements.

Hardware related to self-calibration can include:

- signal reference(s);
- ground reference;
- temperature sensor.

The ground or signal references are measured by the ADM during self-calibration. The ADM then adjusts its own measurements to account for differences between the measured value and the actual values of the references. The values of the onboard references are determined and made traceable by external calibration.

6 Software calibration methods

ADMs require software to be written for verifying and adjusting their measurement capability. To provide an acceptable interface for this verification and adjustment, the ADM manufacturer must provide an API for calibration. The calibration API supports external calibration and, if applicable, self-calibration of the ADM.

6.1 Calibration application programming interface (API)

The calibration API is the software interface used to update calibration constants, calibration dates, and so on. This API must exist for a measurement systems developer to actually verify and adjust the measurements of an ADM.

The calibration API may support functions for the following:

- externally calibrating the ADM;
- self-calibrating the ADM;
- verifying the measurements taken by the ADM;
- retrieving the calibration date from the ADM. Where applicable this includes retrieving the external calibration date and self-calibration date;
- retrieving the calibration count from the ADM. Where applicable this includes retrieving the external calibration count and self-calibration count;
- retrieving the calibration temperature from the ADM. Where applicable this includes retrieving the external calibration temperature and internal calibration temperature;
- changing the calibration password of the ADM.

6.2 Self-calibration methods

Self-calibration refers to measuring a reference that exists on the ADM and correcting the ADM's measurement based on the reference. Because self-calibration does not affect traceability no password is required to perform a self-calibration.

Si le module analogique numérique supporte un auto-étalonnage, l'étalonnage via une interface de programmation associée doit fournir une méthode simple pour réaliser l'auto-étalonnage. Le développeur du système de mesure écrit le logiciel qui emploie l'interface de programmation associée d'étalonnage pour auto-calibrer le MAN. Le logiciel d'auto-étalonnage peut inclure:

- une fonction simple qui, en une seule fois, règle tous les modes de mesure, les plages et les voies de la fiche dans le système de mesure;
- une récupération des fonctions qui peuvent être utilisées pour régler indépendamment chaque plage, mode ou voie.

L'information relative à l'auto-étalonnage telle que le compteur d'étalonnage, la date, la température, etc. est automatiquement mise à jour lorsque l'auto-étalonnage est réalisé.

6.3 Méthodes d'étalonnage à l'extérieur

L'étalonnage à l'extérieur règle les mesures du module analogique numérique par rapport à la référence extérieure. Ce type de réglage améliore la précision de mesure et assure la traçabilité de mesure. Puisque l'étalonnage à l'extérieur assure la traçabilité du mot de passe du MAN, une protection est nécessaire pour sceller électroniquement l'information relative à l'étalonnage.

Pour effectuer un étalonnage à l'extérieur un développeur de systèmes de mesure doit utiliser l'interface de programme d'application d'étalonnage pour écrire le logiciel de réglage. Le développeur de systèmes de mesure utilisera la procédure relative à l'étalonnage pour le module analogique numérique comme un guide pour l'écriture du logiciel de réglage. L'étalonnage à l'extérieur

- a) nécessitera que le développeur de systèmes de mesure entre un mot de passe ou d'une manière ou d'une autre « déprotège » le module analogique numérique avant de changer toute information relative à l'étalonnage;
- b) mettra à jour la ou les références embarquées en accord avec la norme traçable à l'extérieur;
- c) mettra à jour les constantes d'étalonnage utilisées par le MAN;
- d) mettra à jour automatiquement la date d'étalonnage extérieur du module analogique numérique à la fin de la procédure de réglage;
- e) mettra à jour automatiquement le compteur d'étalonnage extérieur du module analogique numérique à la fin de la procédure de réglage;
- f) mettra à jour automatiquement la température d'étalonnage extérieur du module analogique numérique à la fin de la procédure de réglage.

7 Procédures relatives à l'étalonnage

Une procédure d'étalonnage détaillée doit être fournie avec le module analogique numérique pour expliquer la procédure d'étalonnage extérieur. La procédure d'étalonnage fournit des informations sur la manière de vérifier les spécifications du MAN et si nécessaire la manière de régler la capacité de mesure du module analogique numérique.

Les procédures d'étalonnage doivent satisfaire aux exigences appropriées de l'ISO/CEI 17025.

If the ADM supports self-calibration the calibration API must provide a simple method to perform the self-calibration. The measurement system developer writes software that uses the calibration API to self-calibrate the ADM. The self-calibration software may include:

- a single function that, in one step, adjusts all measurement modes, ranges and channels of the plug-in measurement system;
- a collection of functions that can be used to independently adjust each range, mode or channel.

Self-calibration information such as calibration count, date, temperature, etc. is automatically updated when a self-calibration is performed.

6.3 External calibration methods

External calibration adjusts the ADM's measurements with respect to an external reference. This type of adjustment improves measurement accuracy and ensures measurement traceability. Because external calibration ensures traceability of the ADM, password protection is required to 'electronically seal' the calibration information.

To perform an external calibration a measurement systems developer must use the calibration API to write adjustment software. The measurement systems developer will use the calibration procedure for the ADM as a guide to writing the adjustment software. The external calibration will:

- a) require the measurement systems developer to enter a password or somehow unprotect the ADM prior to changing any calibration information;
- b) update the onboard reference(s) with respect to an external, traceable standard;
- c) update the calibration constants used by the ADM;
- d) automatically update the external calibration date of the ADM at the end of the adjustment procedure;
- e) automatically update the external calibration count of the ADM at the end of the adjustment procedure;
- f) automatically update the external calibration temperature of the ADM at the end of the adjustment procedure.

7 Calibration procedures

A detailed calibration procedure must be supplied with the ADM to explain the external calibration procedure. The calibration procedure provides information on how to verify the ADM's specifications and, if necessary, how to adjust the ADM's measurement capability.

Calibration procedures shall meet the relevant requirements of ISO/IEC 17025.

Annexe A (informative)

Exemples de calcul de l'incertitude d'un système d'acquisition de données (DAQ) modulaire

Les paramètres suivants influencent l'incertitude de mesure en courant continu ou la mesure du signal d'entrée à très basse fréquence utilisant des modules analogiques numériques:

- l'erreur de gain et le décalage, et leur dérive en température (incertitude de type B comme définie dans la GUM: *Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure*) – voir 4.3.7, 4.3.8, 4.3.11, (l'erreur de gain et le décalage incluent également l'effet d'étalonnage et la dérive en temps);
- la non-linéarité intégrale (incertitude de type B comme définie dans le GUM: *Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure*) – voir 4.3.12;
- le bruit y compris la quantification (incertitude de type A comme définie dans le GUM: *Guide pour l'expression de l'incertitude de mesure*) – voir 4.3.15.

L'équation suivante suppose que l'incertitude étendue est calculée en utilisant un facteur de couverture $k = 2$.

On présuppose qu'il n'existe pas d'autres effets d'influence, l'incertitude étendue combinée (U_C) d'une mesure utilisant des MAN est exprimée en utilisant la formule:

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

où

$U_{B,ADM}$ est l'incertitude étendue donnée par l'erreur de gain et le décalage, leurs dérives en température, et la non-linéarité (la non-linéarité intégrale) du MAN. Pour l'uniformité dans les spécifications il est recommandé d'utiliser un facteur de couverture $k = 2$ multiplié par l'écart type du paramètre pour obtenir l'incertitude étendue;

U_A est l'incertitude étendue du bruit égale à 2 multipliée par la valeur efficace du bruit y compris la quantification.

Exemple 1

Si la température est dans la marge indiquée, la composante $U_{B,ADM}$ est déterminée par la composante de gain d'incertitude, par le décalage et par la non-linéarité intégrale. elle est calculée par

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

où

δ_G est l'erreur de gain en % définie selon 4.3.7;

Δ_{Off} est le décalage défini selon 4.3.8;

Q est la résolution du MAN;

INL_{max} est la valeur maximale de la non-linéarité intégrale définie selon 4.3.12;

X est la valeur mesurée.

Annex A (informative)

Examples of calculation of modular DAQ system uncertainty

The following parameters influence the measurement uncertainty of DC or a very low frequency input signal measurement using ADMs:

- gain component of uncertainty and offset and their temperature drift (type B uncertainty as defined in the GUM) – see 4.3.7, 4.3.8, 4.3.11, (gain component of uncertainty and offset includes also the calibration effect and drift with time);
- integral non-linearity (type B uncertainty as defined in the GUM) – see 4.3.12;
- noise including quantization (type A uncertainty as defined in the GUM) – see 4.3.15.

The following equation presumes that the expanded uncertainty is calculated using a coverage factor $k = 2$.

Presuppose that no other known random influence effects, the combined expanded uncertainty (U_C) of a measurement using ADMs is expressed using the formula:

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

where

$U_{B,ADM}$ is the expanded uncertainty given by the gain component of uncertainty and offset, their temperature drifts, and the non-linearity (integral non-linearity) of the ADM. For uniformity in specification it is recommended that a coverage factor $k = 2$ multiplied by the standard deviation of the parameter be used to obtain the expanded uncertainty;

U_A is the expanded uncertainty from noise equal to 2 multiplied by the r.m.s. value of noise including quantization.

Example 1

If the temperature is within the specified range, the component $U_{B,ADM}$ is determined by the gain component of uncertainty, the offset and integral non-linearity. It is calculated by

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

where

δ_G is the gain component of uncertainty in % defined according to 4.3.7;

Δ_{Off} is the offset defined according to 4.3.8;

Q is the ADM resolution;

INL_{max} is the maximum value of the integral non-linearity defined according to 4.3.12;

X is the measured value.

L'incertitude de mesure pour une tension d'entrée de 3 V, une gamme d'entrée de ± 5 V et d'un MAN 16 bits est déterminée comme suit:

Les paramètres du MAN sont indiqués conformes au Tableau 2 et ce qui suit est choisi:

L'erreur de gain	$\delta_G = 0,0228 \%$
Décalage	$\Delta_{\text{Off}} = 48 \mu\text{V}$
la résolution du MAN	$Q = V_{\text{FSR}} / (2^n - 1) = 10 \text{ V} / (2^{16} - 1) = 153 \mu\text{V}$
$INL_{\text{max}} =$	1 LSB
$INL_{\text{max}} \times Q =$	$1 \times 153 \mu\text{V} = 153 \mu\text{V}$

La valeur efficace du bruit y compris la quantification: $\sigma_n = 22,9 \mu\text{V}$, correspond à une incertitude étendue de $2 \times 22,9 \mu\text{V} = 45,8 \mu\text{V}$.

L'incertitude étendue utilisant un facteur de couverture $k = 2$

$$U_C = \sqrt{U_{B,ADM}^2 + U_A^2} = \sqrt{(\delta_G X / 100)^2 + \Delta_{\text{Off}}^2 + (INL_{\text{max}} Q)^2 + (2\sigma_n)^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{0,0228 \times 3}{100}\right)^2 + (48 \times 10^{-6})^2 + (153 \times 10^{-6})^2 + (45,8 \times 10^{-6})^2} = 704,0 \mu\text{V}$$

Exemple 2

Si une température est à l'extérieur de la gamme définie, la composante $U_{B,ADM}$ en LSB est calculée par:

$$U_{B,ADM}^2 = (\delta_G X / 100)^2 + \Delta_{\text{Off}}^2 + (INL_{\text{max}} Q)^2 + (\delta_{\partial G} \Delta_{\partial} X / 100)^2 + (\Delta_{\partial \text{Off}} \Delta_{\partial})^2 \quad (\text{A.3})$$

où

δ_G	est l'erreur de gain en % définie selon 4.3.7;
Δ_{Off}	est le décalage défini selon 4.3.9;
Q	est la résolution du MAN;
INL_{max}	est la non-linéarité intégrale définie selon 4.3.12;
X	est la valeur mesurée;
$\delta_{\partial G}$	est la dérive en température du gain en %FSR/°C définie selon 4.3.11;
$\Delta_{\partial \text{Off}}$	est la dérive en température du décalage en $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ définie selon 4.3.11;
Δ_{∂}	est l'écart de la température extérieure avec la valeur nominale en °C.

L'incertitude de mesure pour une tension d'entrée de 3 V, une gamme d'entrée de ± 5 V et d'un MAN 16 bits est déterminée comme suit:

Les paramètres du MAN sont indiqués conformes au Tableau 5.2 et ce qui suit est choisi:

l'erreur de gain	$\delta_G = 0,0228 \%$
le décalage	$\Delta_{\text{Off}} = 48 \mu\text{V}$
la résolution du MAN	$Q = V_{\text{FSR}} / (2^n - 1) = 10 \text{ V} / (2^{16} - 1) = 153 \mu\text{V}$

The measurement uncertainty for an input voltage of 3 V, input range of ± 5 V and a 16 bit ADM is determined as follows:

The ADM parameters are specified according Table 2 and the following are chosen:

Gain component of uncertainty:	$\delta_G = 0,0228 \%$
Offset:	$\Delta_{\text{Off}} = 48 \mu\text{V}$
ADM resolution:	$Q = V_{\text{FSR}} / (2^n - 1) = 10 \text{ V} / (2^{16} - 1) = 153 \mu\text{V}$
$INL_{\text{max}} =$	1 LSB
$INL_{\text{max}} \times Q =$	$1 \times 153 \mu\text{V} = 153 \mu\text{V}$

The r.m.s. value of noise including quantization: $\sigma_n = 22,9 \mu\text{V}$, corresponding to an expanded uncertainty of $2 \times 22,9 \mu\text{V} = 45,8 \mu\text{V}$.

The expanded uncertainty using a coverage factor $k = 2$:

$$U_C = \sqrt{U_{B, \text{ADM}}^2 + U_A^2} = \sqrt{(\delta_G X / 100)^2 + \Delta_{\text{Off}}^2 + (INL_{\text{MAX}} Q)^2 + (2\sigma_n)^2} =$$

$$= \sqrt{\left(\frac{0,0228 \times 3}{100}\right)^2 + (48 \times 10^{-6})^2 + (153 \times 10^{-6})^2 + (45,8 \times 10^{-6})^2} = 704,0 \mu\text{V}$$

Example 2

If a temperature is outside the defined range, the component $U_{B, \text{ADM}}$ in LSB is calculated by

$$U_{B, \text{ADM}}^2 = (\delta_G X / 100)^2 + \Delta_{\text{Off}}^2 + (INL_{\text{max}} Q)^2 + (\delta_{\vartheta G} \Delta_{\vartheta} X / 100)^2 + (\Delta_{\vartheta \text{Off}} \Delta_{\vartheta})^2 \quad (\text{A.3})$$

where

δ_G	is the gain component of uncertainty in % defined according to 4.3.7,
Δ_{Off}	is the offset defined according to 4.3.9,
Q	is the ADM resolution,
INL_{Max}	is the integral non-linearity defined according to 4.3.12,
X	is the measured value,
$\delta_{\vartheta G}$	is the temperature drift of the gain in %FSR/°C defined according to 4.3.11,
$\Delta_{\vartheta \text{Off}}$	is the temperature drift of the offset in $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ defined according to 4.3.11,
Δ_{ϑ}	is the deviation of the outside temperature from the nominal value in °C.

The measurement uncertainty for an input voltage of 3 V, input range of ± 5 V and a 16 bit ADM is determined as follows:

The ADM parameters are specified according Table 5.2 and the following are chosen:

Gain component of uncertainty:	$\delta_G = 0,0228 \%$
Offset:	$\Delta_{\text{Off}} = 48 \mu\text{V}$
ADM resolution:	$Q = V_{\text{FSR}} / (2^n - 1) = 10 \text{ V} / (2^{16} - 1) = 153 \mu\text{V}$

$$INL_{\max} = 1 \text{ LSB}$$

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

La valeur efficace du bruit y compris la quantification: $\sigma_n = 22,9 \text{ } \mu\text{V}$, correspond à une incertitude étendue de $2 \times 22,9 \text{ } \mu\text{V} = 45,8 \text{ } \mu\text{V}$.

$$\text{Dérive en température du gain } \delta_{\vartheta G} = 0,0007 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$$

$$\text{Dérive en température du décalage: } \Delta_{\vartheta \text{Off}} = 10 \text{ } \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$$

$$\text{Ecart de la température extérieure avec la valeur nominale: } \Delta_{\vartheta} = 8 \text{ } ^{\circ}\text{C}$$

L'incertitude étendue utilisant un facteur de couverture $k = 2$

$$U_C = \sqrt{U_{B,ADM}^2 + U_A^2}$$

$$U_C = \sqrt{(\delta_G X / 100)^2 + \Delta_{\text{Off}}^2 + (INL_{\max} Q)^2 + (\delta_{\vartheta G} \Delta_{\vartheta} X / 100)^2 + (\Delta_{\vartheta \text{Off}} \Delta_{\vartheta})^2 + (2\sigma_n)^2}$$

$$U_C = \sqrt{\left(\frac{0,0228 \times 3}{100}\right)^2 + (48 \times 10^{-6})^2 + (153 \times 10^{-6})^2 + \left(\frac{0,0007 \times 8 \times 3}{100}\right)^2 + (10 \times 8 \times 10^{-6})^2 + (45,8 \times 10^{-6})^2}$$

$$U_C = 728,2 \text{ } \mu\text{V}$$

$$INL_{\max} = 1 \text{ LSB}$$

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

The r.m.s. value of noise including quantization: $\sigma_n = 22,9 \text{ } \mu\text{V}$, corresponding to an expanded uncertainty of $2 \times 22,9 \text{ } \mu\text{V} = 45,8 \mu\text{V}$.

Temperature drift of the gain: $\delta_{\vartheta G} = 0,0007 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$

Temperature drift of the offset: $\Delta_{\vartheta \text{Off}} = 10 \text{ } \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$

Deviation of the outside temperature from the nominal value: $\Delta_{\vartheta} = 8 \text{ } ^{\circ}\text{C}$

The expanded uncertainty using a coverage factor $k = 2$:

$$U_C = \sqrt{U_{B,ADM}^2 + U_A^2}$$

$$U_C = \sqrt{(\delta_G X / 100)^2 + \Delta_{\text{Off}}^2 + (INL_{\max} Q)^2 + (\delta_{\vartheta G} \Delta_{\vartheta} X / 100)^2 + (\Delta_{\vartheta \text{Off}} \Delta_{\vartheta})^2 + (2\sigma_n)^2}$$

$$U_C = \sqrt{\left(\frac{0,0228 \times 3}{100}\right)^2 + (48 \times 10^{-6})^2 + (153 \times 10^{-6})^2 + \left(\frac{0,0007 \times 8 \times 3}{100}\right)^2 + (10 \times 8 \times 10^{-6})^2 + (45,8 \times 10^{-6})^2}$$

$$U_C = 728,2 \text{ } \mu\text{V}$$

Annexe B (normative)

Pseudo-code pour réaliser l'essai statique par la méthode B (voir 4.4.1.2) et un exemple numérique

B.1 Pseudo-code pour le "bloc de réglage de l'appareil initial" de la méthode d'essai statique B (voir 4.4.1.2)

<pre> FS=1 N=12 Q=2*FS/(2^N-1) Vr=FS-Q T1=-Vr/2 s=1e-3 Bi=0.1 VOD=s*(sqrt(2*pi-4*ln(sqrt(2*pi)*Bi*Q/s))-sqrt(2*pi)) NL=0.001 Amax=Bi*Q/NL Dsmax=2*(Amax-VOD) Ns=floor(Vr/Dsmax) Ds=Vr/Ns A=Ds/2+VOD ef=25e-6 efs=25e-6 M=floor(0.5*(1-ef)/(ef+efs)) fs=1e6 f=fs/M Ku=2 Bu=0.1 sj=1e-4 R=(Ku*2*A/Q/Bu/M)^2*(M*s/2/sqrt(pi)+M*s/sj/pi/sqrt(pi)+0.25) TSLCal=0.1 TSLWG=0.1 For k=0 to 2^N-1 CH[k]=0 Next WGAddress=20 CalAddress=21 Write(WGAddress,'Function','TRI') Write(WGAddress,'Amplitude',A) </pre>	<pre> 'Full-scale voltage (V) 'Number of bits 'Ideal code bin width (V) 'Reduced full-scale voltage (V) 'First transition voltage in a bipolar ADC (V) 'Input-equivalent noise (V) 'Maximum allowed error (LSB) 'Overvoltage (V) 'Triangular wave non-linearity 'Maximum triangular wave amplitude 'Maximum step width (V) 'Number of steps 'Step width 'Triangular wave amplitude 'Triangular wave frequency relative error 'Sampling frequency relative error 'Number of samples 'Sampling frequency (Hz) 'Triangular wave frequency 'Coverage factor (95% confidence level) 'Maximum Allowed uncertainty (LSB) 'Phase noise (rad) 'Number of records 'Calibrator's output settling time (s) 'Waveform generator's output settling time (s) 'For each output code 'Initialize cumulative histogram 'Waveform Generator's GPIB address 'Calibrator's GPIB address 'Set waveform generator's function 'Set triangular wave amplitude </pre>
--	---

B.2 Pseudo-code pour la "boucle principale" de la méthode d'essai statique B (voir 4.4.1.2)

<pre> Write(WGAddress,'Function','TRI') Wait(TSLWG) Write(CalAddress,'Output','ON') </pre>	<pre> 'Turn on the waveform generator's output 'Wait for the waveform generator's to settle 'Turn on the waveform generator's output </pre>
--	---

Annex B (normative)

Pseudo-code to perform static test by method B (see 4.4.1.2) and a numerical example

B.1 Pseudo-code for the “Initial instrument setting block” of static test method B (4.4.1.2)

```

FS = 1                                'Full-scale voltage (V)
N = 12                               'Number of bits
Q = 2*FS/(2^N-1)                     'Ideal code bin width (V)
Vr = FS-Q                             'Reduced full-scale voltage (V)
T1 = -Vr/2                           'First transition voltage in a bipolar
                                      ADC (V)

s = 1e-3                             'Input-equivalent noise (V)
Bi = 0.1                             'Maximum allowed error (LSB)
VOD = s*(sqrt(2*pi-4*ln(sqrt(2*pi)*Bi*Q/s))-sqrt(2*pi)) 'Overvoltage (V)
NL = 0.001                           'Triangular wave non-linearity
Amax = Bi*Q/NL                       'Maximum triangular wave amplitude
Dsmax = 2*(Amax-VOD)                 'Maximum step width (V)
Ns = floor(Vr/Dsmax)                 'Number of steps
Ds = Vr/Ns                           'Step width
A = Ds/2+VOD                         'Triangular wave amplitude
ef = 25e-6                           'Triangular wave frequency relative
                                      error
efs = 25e-6                          'Sampling frequency relative error
M = floor(0.5*(1-ef)/(ef+efs))        'Number of samples
fs = 1e6                             'Sampling frequency (Hz)
f = fs/M                             'Triangular wave frequency
Ku = 2                               'Coverage factor (95% confidence level)
Bu = 0.1                             'Maximum Allowed uncertainty (LSB)
sj = 1e-4                            'Phase noise (rad)
R = (Ku*2*A/Q/Bu/M)^2*(M*s/2/sqrt(pi)+M*s/sj/pi/sqrt(pi)+0.25) 'Number
                                      of records

TSLCal = 0.1                         'Calibrator's output settling time (s)
TSLWG = 0.1                         'Waveform generator's output settling
                                      time (s)

For k = 0 to 2^N-1
    CH[k] = 0                         'For each output code
                                      'Initialize cumulative histogram
Next
WGAddress = 20                       'Waveform Generator's GPIB address
CalAddress = 21                      'Calibrator's GPIB address
Write(WGAddress, 'Function', 'TRI')  'Set waveform generator's function
Write(WGAddress, 'Amplitude', A)     'Set triangular wave amplitude

```

B.2 Pseudo-code for the “main loop” of static test method B (4.4.1.2)

```

Write(WGAddress, 'Output', 'ON')     'Turn on the waveform generator's output
Wait(TSLWG)                          'Wait for the waveform generator's to
                                      settle
Write(CalAddress, 'Output', 'ON')    'Turn on the calibrator's output

```

```

For j=0 to Ns-1                                'For each step
    C=T1+Ds/2+j*Ds
    Write(CalAddress,'Offset',C)                'Set triangular wave offset
    Wait(TSLCal)                                'Wait for the calibrator's output to
                                                settle
    For r=0 to R-1                              'For each record
        k=Acquire(M)                            'Acquire M samples
        For i=0 to M-1                          'For each sample
            CH[j,k[i]]=CH[j,k[i]]+1            'Compute cumulative histogram
        Next
    Next
    T[j,k]=C+A*(2*CH[j,k+1]/R/M-1)              'Compute transition voltages
Next
Write(WGAddress,'Output','OFF')                'Turn off the waveform generator's
                                                output
Write(CalAddress,'Output','OFF')              'Turn off the calibrator's output

```

B.3 Pseudo-code pour "combiner les ensembles de niveau de passage N_s dans un bloc unique" bloc de la méthode d'essai statique B (voir 4.4.1.2)

```

'Déterminer le premier et dernier code stimulé dans chaque pas j.
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

'Déterminer quels codes à couper de chaque pas. Utiliser la moyenne entre le
dernier code stimulé dans un pas et le premier code stimulé dans le prochain pas.
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

'Construire le vecteur final contenant les tensions de passage des vecteurs
partiels contenant les tensions de passage calculées dans chaque pas basé sur les
premiers et derniers codes à utiliser, déterminés dans la boucle précédente.
For j=0 to Ns-1
    For k=FirstCode[j] to LastCode[j]
        Tfinal[k]=T[j,k]
    Next
Next

'Compter les largeurs de casier de code.
For k=1 to 2^N-2
    W[k]=Tfinal[k+1]-Tfinal[k]
Next

```

```

For j = 0 to Ns-1                                'For each step
    C = T1+Ds/2+j*Ds
    Write(CalAddress,'Offset',C)                  'Set triangular wave offset
    Wait(TSLCal)                                  'Wait for the calibrator's output to
                                                settle
    For r = 0 to R-1                              'For each record
        k = Acquire(M)                            'Acquire M samples
        For i = 0 to M-1                          'For each sample
            CH[j,k[i]] = CH[j,k[i]]+1            'Compute cumulative histogram
        Next
    Next
    T[j,k] = C+A*(2*CH[j,k+1]/R/M-1)              'Compute transition voltages
Next
Write(WGAddress,'Output','OFF')                  'Turn off the waveform generator's
                                                output
Write(CalAddress,'Output','OFF')                  'Turn off the calibrator's output

```

B.3 Pseudo-code for the “Combine the N_s transition level arrays into a single one” block of static test method B (4.4.1.2):

```

'Determine the first and last code stimulated in each step j.
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

'Determine which codes to prune from each step. Uses the average between the last
code stimulated in one step and the first code stimulated in the next step.
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

'Constructs the final vector containing the transition voltages from the partial
vectors containing the calculated transition voltages in each step based on the
first and last codes to use, determined in the previous loop.
For j = 0 to Ns-1
    For k = FirstCode[j] to LastCode[j]
        Tfinal[k] = T[j,k]
    Next
Next

'Compute the code bin widths.
For k = 1 to 2^N-2
    W[k] = Tfinal[k+1]-Tfinal[k]
Next

```

B.2 Exemple numérique de calcul des conditions d'essai pour les essais statiques par la méthode B (voir section 4.4.1.2)

Les conditions de l'essai sont:

- _ MAN bipolaire sans réel zéro.
- _ nombre de bits, $n = 5$;
- _ $V_{FSR} = 20 \text{ V}$, $V_{FS-} = -10 \text{ V}$, $V_{FS+} = 10 \text{ V}$;
- _ numéro de pas, $N_S = 4$;
- _ nombre d'échantillons acquis dans chaque étape, $M = 10\,000$.

a) Tension pleine échelle réduite

Pour un dispositif d'acquisition de données (DAQ) bipolaire sans réel zéro 5 bits (n) et 20 V pleine échelle (V_{FSR}), la largeur idéale de casier de code est:

$$Q = \frac{V_{FSR}}{2^n - 1} = \frac{20}{2^5 - 1} = 0,645 \text{ V}$$

et la tension pleine échelle réduite est:

$$V_r = V_{FSR} - Q = 20 - 0,645 = 19,355 \text{ V}$$

b) Amplitude maximale du signal de stimulus.

Si l'erreur maximale admissible due à la non-linéarité de l'onde triangulaire est, par exemple, de 0,007 LSB (Bi) alors l'amplitude maximale de l'onde triangulaire $A_{\max}$ doit être, pour une non-linéarité de 0,17 % (NL):

$$A_{\max} = \frac{B_i \cdot Q}{NL} = \frac{0,007 \times 0,645}{0,0017} = 2,657$$

c) Surcharge

Si le bruit additif comme un écart-type normalisé de 0,1 V (σ), la tension de surcharge nécessaire est:

$$\begin{aligned} V_{OD} &= \sigma \cdot \left[\sqrt{2\pi - 4 \ln \left(\sqrt{2\pi} \frac{B_i \cdot Q}{\sigma} \right)} - \sqrt{2\pi} \right] = \\ &= 0,1 \times \left[\sqrt{2\pi - 4 \ln \left(\sqrt{2\pi} \frac{0,007 \times 0,645}{0,1} \right)} - \sqrt{2\pi} \right] = 0,137 \text{ V} \end{aligned}$$

d) La tension pleine échelle réduite étendue pour prendre en compte l'erreur de gain et le décalage du MAN

La tension pleine échelle réduite étendue pour prendre en compte une erreur de gain de 0,01 V (E_G) et une erreur de décalage du MAN de 0,01V (E_0) est:

$$V'_r = V_r + E_G + 2 \cdot E_0 = 19,355 + 0,01 + 2 \times 0,01 = 19,385 \text{ V}$$

B.4 Numerical example of calculations of test conditions for static tests by method B (4.4.1.2)

The conditions of the test are:

- bipolar ADM with no true zero;
- number of bits, $n = 5$;
- $V_{FSR} = 20 \text{ V}$, $V_{FS-} = -10 \text{ V}$, $V_{FS+} = 10 \text{ V}$;
- number of steps, $N_S = 4$;
- number of acquired samples in each step, $M = 10\,000$.

a) Reduced full-scale voltage

For a bipolar DAQ with no true zero 5 bits (n) and 20V full-scale (V_{FSR}), the ideal code bin width is:

$$Q = \frac{V_{FSR}}{2^n - 1} = \frac{20}{2^5 - 1} = 0,645V$$

and the reduced full scale voltage is:

$$V_r = V_{FSR} - Q = 20 - 0.645 = 19.355V$$

b) Maximum stimulus signal amplitude

If the maximum admissible error due to the triangular wave nonlinearity is, for instance, 0.007LSB (B_i) then maximum triangular wave amplitude $A_{\max}$ must be, for a nonlinearity of 0,17 % (NL):

$$A_{\max} = \frac{B_i \cdot Q}{NL} = \frac{0.007 \times 0.645}{0,0017} = 2.657$$

c) Overdrive

If the additive noise as a standard deviation of 0,1V (σ), the necessary overdrive voltage is:

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

d) Reduced full-scale voltage expanded to account for ADM gain component of uncertainty and offset

The reduced full-scale voltage expanded to account for an ADM gain component of uncertainty of 0,01V (E_G) and an ADM offset of 0,01V (E_0) is:

$$V'_r = V_r + E_G + 2 \cdot E_0 = 19.355 + 0.01 + 2 \times 0.01 = 19.385V$$

e) Amplitude du signal de stimulus

L'utilisation d'un générateur de fonction avec une incertitude maximum d'amplitude de 5,92 mV (e_A) et une résolution de 0,1 mV (r_A) conduit à une amplitude de signal de stimulus de:

$$A = \min\left(\frac{V'_r}{2} + V_{OD} + e_A + \frac{r_A}{2}, A_{\max} - e_A - \frac{r_A}{2}\right) =$$

$$= \min\left(\frac{19.385}{2} + 0.137 + 5.92m + \frac{0.1m}{2}, 2.657 - 5.92m - \frac{0.1m}{2}\right) = 2.657V$$

La valeur de l'incertitude d'amplitude a été obtenue à partir d'une fiche de spécifications qui définit 1,92 mV + 0,4 % de sortie. La valeur de sortie utilisée ici était de 10 V parce que la valeur de l'amplitude à utiliser n'était pas encore connue. Après le calcul de A , une nouvelle valeur pour l'erreur peut être calculée si on le désire.

f) Nombre de pas et erreurs de décalage en tension

L'utilisation d'un générateur de fonction à courant continu avec une incertitude maximum de 84 μ V (e_C) et une résolution de 1 μ V (r_C) conduit à une amplitude de signal de stimulus de:

$$\Delta S_{\max} = 2 \times \left(2.657 - 0.137 - 84 \mu - \frac{\mu}{2}\right) = 5.04 V$$

Le nombre de pas nécessaire est alors de:

$$N_s = \left\lceil \frac{V'_r}{\Delta S_{\max}} \right\rceil = \left\lceil \frac{19.385}{5.040} \right\rceil = 4$$

En conséquence, la gamme exacte à stimuler dans chaque pas est:

$$\Delta s = \frac{V'_r}{N_s} = \frac{19.385}{4} = 4.846V$$

L'erreur de décalage C_j à appliquer dans le j -ième pas est:

$$C_j = \frac{19.385}{2} \times \frac{1-4+2j}{4}, \quad j = 0, 1, \dots, N_s - 1$$

$$= -7.269, -2.423, 2.423, 7.269$$

g) Nombre d'échantillons

En considérant une valeur de 25 ppm pour l'incertitude de fréquence relative du signal de stimulus (ϵ_f) et de l'horloge (ϵ_{fs}), le nombre maximum d'échantillons qui peuvent être acquis en une fois est:

$$M = \left\lfloor \frac{1}{2} \frac{|1 - \epsilon_{fs}|}{(\epsilon_{fs} + \epsilon_f)} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{1}{2} \frac{|1 - 25 ppm|}{(25 ppm + 25 ppm)} \right\rfloor = 9999$$

h) Fréquence du signal de stimulus

La fréquence du signal de stimulus pour une fréquence d'échantillonnage, f_s , de 100 kHz:

$$f = \frac{f_s}{M} = \frac{100k}{9999} = 10.001Hz$$

e) Stimulus signal amplitude

The use of a function generator with a maximum amplitude uncertainty of 5,92 mV (e_A) and a resolution of 0,1 mV (r_A) leads to a stimulus signal amplitude of:

$$A = \min\left(\frac{V'_r}{2} + V_{OD} + e_A + \frac{r_A}{2}, A_{\max} - e_A - \frac{r_A}{2}\right) =$$

$$= \min\left(\frac{19.385}{2} + 0.137 + 5.92m + \frac{0.1m}{2}, 2.657 - 5.92m - \frac{0.1m}{2}\right) = 2.657V$$

The value of the amplitude uncertainty was obtained from a specification sheet that stated 1,92 mV + 0,4 % of output. The value of the output used here was 10 V because the value of the amplitude to be used was not yet known. After the calculation of A a new value for the error could be calculated if so desired.

f) Number of steps and offset voltages

The use of a dc voltage generator with a maximum uncertainty of 84 μ V (e_C) and a resolution of 1 μ V (r_C) leads to a stimulus signal amplitude of:

$$\Delta S_{\max} = 2x\left(2.657 - 0.137 - 84 \mu - \frac{\mu}{2}\right) = 5.04 V$$

The number of steps needed is then:

$$N_s = \left\lceil \frac{V'_r}{\Delta S_{\max}} \right\rceil = \left\lceil \frac{19.385}{5.040} \right\rceil = 4$$

Consequently, the exact range to be stimulated in each step is:

$$\Delta S = \frac{V'_r}{N_s} = \frac{19.385}{4} = 4.846V$$

The offset C_j to apply in the j -th step is:

$$C_j = \frac{19.385}{2} \times \frac{1-4+2j}{4}, \quad j = 0, 1, \dots, N_s - 1$$

$$= -7.269, -2.423, 2.423, 7.269$$

g) Number of samples

Considering a value of 25 ppm for the relative frequency uncertainty of the stimulus signal (ϵ_f) and the clock (ϵ_{fs}), the maximum number of samples that can be acquired at one time is:

$$M = \left\lfloor \frac{1}{2} \frac{|1 - \epsilon_{fs}|}{(\epsilon_{fs} + \epsilon_f)} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{1}{2} \frac{|1 - 25 ppm|}{(25 ppm + 25 ppm)} \right\rfloor = 9999$$

h) Stimulus signal frequency

The stimulus signal frequency for a sampling frequency, f_s , of 100 kHz:

$$f = \frac{f_s}{M} = \frac{100k}{9999} = 10.001Hz$$

i) Nombre d'archives

Pour une limite d'incertitude B_u sur les niveaux de passage de 0,01 *LSB*, un facteur de couverture, K_u , de 3,29, correspondant à une probabilité de 99,9 % et pour un écart type de bruit de phase de 1 mV (σ_ϕ), le nombre minimum d'archives à acquérir est:

$$R_{\min} = \left(\frac{K_u}{B_u} \frac{2A}{Q} \right)^2 \left(\frac{\sigma}{2\sqrt{\pi}AM} + \frac{\sigma_\phi}{\pi\sqrt{\pi}M} + \frac{1}{4M^2} \right) = \left(\frac{3.29}{0.01} \frac{2 \times 2.657}{0.645} \right)^2 \times \\ \times \left(\frac{0.1}{2\sqrt{\pi} \times 2.657 \times 9999} + \frac{1m}{\pi\sqrt{\pi} \times 9999} + \frac{1}{4 \times 9999^2} \right) = 7.946$$

Le nombre d'archives à utiliser est alors:

$$R = \lceil R_{\min} \rceil = \lceil 7.946 \rceil = 8$$

Les valeurs obtenues sont résumées dans le Tableau B.1.

i) Number of records

For an uncertainty boundary B_u on the transition levels of 0,01 LSB a coverage factor, K_u , of 3,29, corresponding to a 99,9 % probability and for a phase noise standard deviation of 1 mV (σ_ϕ) the minimum number of records to acquire is:

$$R_{\min} = \left(\frac{K_u}{B_u} \frac{2A}{Q} \right)^2 \left(\frac{\sigma}{2\sqrt{\pi}AM} + \frac{\sigma_\phi}{\pi\sqrt{\pi}M} + \frac{1}{4M^2} \right) = \left(\frac{3.29}{0.01} \frac{2 \times 2.657}{0.645} \right)^2 \times$$

$$\times \left(\frac{0.1}{2\sqrt{\pi} \times 2.657 \times 9999} + \frac{1m}{\pi\sqrt{\pi} \times 9999} + \frac{1}{4 \times 9999^2} \right) = 7.946$$

The number of records to use is then

$$R = \lceil R_{\min} \rceil = \lceil 7.946 \rceil = 8$$

The values obtained are summarized in Table B.1.

Tableau B.1 – Dérivation de l'amplitude (A) et de l'erreur de décalage (C_j) des petites ondes triangulaires, du nombre d'échantillons par archive (M) et du nombre d'archives (R)

Tension pleine échelle réduite	
$V_r(V)$	19,355
Amplitude maximale du signal de stimulus (due à la non-linéarité de l'onde triangulaire)	
B_i (LSB)	0,007
NL	0,0017
$A_{\max}(V)$	2,657
Surcharge	
$s(V)$	0,1
$V_{OD}(V)$	0,137
Tension pleine échelle réduite étendue pour prendre en compte l'erreur de gain et l'erreur de décalage du DAQ	
$E_G(V)$	0,01
$E_0(V)$	0,01
$V'_r(V)$	19,385
Amplitude du signal de stimulus	
$r_A(V)$	0,000 1
$e_A(V)$	0,005 92
$A(V)$	2,657
Nombre de pas et erreurs de décalage en tension	
$r_C(V)$	0,000 001
$e_C(V)$	0,000 084
$\Delta s_{\max}(V)$	5,040
Ns	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
Nombre d'échantillons	
ε_f (ppm)	25
ε_{fs} (ppm)	25
M	9 999,000
Fréquence du signal de stimulus	
f_s (Hz)	100 000
f (Hz)	10,001
Nombre d'archives	
K_u	3,29
B_u (LSB)	0,01
$\sigma\phi$ (rad)	1,00 E-03
$R_{\min}$	7,946
R	8

Le Tableau B.2 montre les résultats de l'essai d'histogramme et des tensions de passage correspondantes calculées comme décrit en 4.4.1.2

Table B.1 – Derivation of the amplitude (A) and offset (C_j) of the small triangular waves, the number of samples per record (M) and the number of records (R).

Reduced full-scale voltage	
$V_r(V)$	19,355
Maximum stimulus signal amplitude (due to triangular wave nonlinearity)	
$B_i(LSB)$	0,007
NL	0,0017
$A_{max}(V)$	2,657
Overdrive	
$s(V)$	0,1
$V_{OD}(V)$	0,137
Reduced full-scale voltage expanded to account for DAQ gain component of uncertainty and offset	
$E_G(V)$	0,01
$E_0(V)$	0,01
$V'_r(V)$	19,385
Stimulus signal amplitude	
$r_A(V)$	0,0001
$e_A(V)$	0,005 92
$A(V)$	2,657
Number of steps and offset voltages	
$r_C(V)$	0,000 001
$e_C(V)$	0,000 084
$\Delta s_{max}(V)$	5,040
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
Number of samples	
$\varepsilon_f(ppm)$	25
$\varepsilon_{fs}(ppm)$	25
M	9 999,000
Stimulus signal frequency	
$f_s(Hz)$	100 000
$f(Hz)$	10,001
Number of records	
K_u	3,29
$B_u(LSB)$	0,01
$\sigma\theta(rad)$	1,00E-03
R_{min}	7,946
R	8

Table B.2 shows the results of the histogram test and the corresponding transition voltages, computed as described in 4.4.1.2.

**Tableau B.2 – Résultats de l'essai d'histogramme et des tensions de passage correspondantes
pour un MAN 5-bits testé par la méthode B en 4 pas**

Code	Histogramme				Histogramme cumulatif				Tension de passage (V)				
	H ₀ [k]	H ₁ [k]	H ₂ [k]	H ₃ [k]	CH ₀ [k]	CH ₁ [k]	CH ₁ [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
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

Table B.2 – Results of the histogram test and corresponding transition voltages for a 5-bit ADM tested by method B in 4 steps

Code	Histogram				Cumulative Histogram				Transition voltage (V)				
k	$H_0[k]$	$H_1[k]$	$H_2[k]$	$H_3[k]$	$CH_0[k]$	$CH_1[k]$	$CH_2[k]$	$CH_3[k]$	$T_0[k]$	$T_1[k]$	$T_2[k]$	$T_3[k]$	$T[k]$
0	0	0	0	1885	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	1433	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
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	1884	0	0	0	10000	10 000	10 000	10 000	9,681 2				9,681 2

À partir des tensions de passage obtenues montrées dans la dernière colonne du Tableau B.2 les deux composantes l'erreur de gain et l'erreur de décalage peuvent être calculées.

En utilisant l'équation pour la résolution du MAN donnée en 4.4.1.2

$$Q = \frac{T[2^n - 1] - T[1]}{2^n - 1}$$

$$Q = \frac{T[31] - T[1]}{2^5 - 1}$$

$$Q = \frac{9,6812 \text{ V} - (-9,6805 \text{ V})}{31}$$

$$Q = 0,6246 \text{ V}$$

En utilisant l'équation donnée en 4.4.2, l'erreur de gain est calculée comme suit:

$$\begin{aligned} E_G &= (T[2^n - 1] - T[1] + Q) - V_{FSR} \\ E_G &= (T[2^5 - 1] - T[1] + 0,6246 \text{ V}) - 20 \text{ V} \\ E_G &= (T[31] - T[1] + 0,6246 \text{ V}) - 20 \text{ V} \\ E_G &= (9,6812 \text{ V} - (-9,6805 \text{ V}) + 0,6246 \text{ V}) - 20 \text{ V} \\ E_G &= -0,0137 \text{ V} \end{aligned}$$

En utilisant l'équation de 4.4.3, l'erreur de décalage est calculée comme suit:

$$\begin{aligned} E_0 &= \left(T[1] - \frac{Q}{2} \right) - V_{FS-} \\ E_0 &= \left(T[1] - \frac{Q}{2} \right) - V_{FS-} \\ E_0 &= \left(-9,6805 \text{ V} - \frac{0,6246 \text{ V}}{2} \right) - (-10 \text{ V}) \\ E_0 &= 0,0072 \text{ V} \end{aligned}$$

Le Tableau B.3 suivant montre les tensions de passage après la correction du gain et de l'erreur de décalage. $T_{\text{corr}}[k]$, les valeurs idéales des tensions de passage. $T_{\text{ideal}}[k]$ la non-linéarité intégrale calculée $INL[k]$, les largeurs de casier. $W[k]$, et enfin la non-linéarité différentielle $DNL[k]$ (les équations pour obtenir tous ces paramètres sont données en 4.4.5 et 4.4.6).

From the obtained transition voltages. shown in the last column of Table B.2 both gain component of uncertainty and offset can be calculated.

Using the equation for ADM resolution from 4.4.1.2

$$Q = \frac{T[2^n - 1] - T[1]}{2^n - 1}$$

$$Q = \frac{T[31] - T[1]}{2^5 - 1}$$

$$Q = \frac{9,6812 \text{ V} - (-9,6805 \text{ V})}{31}$$

$$Q = 0,6246 \text{ V}$$

Using the equation from 4.4.2 the gain component of uncertainty is computed as:

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

$$E_G = (T[2^5 - 1] - T[1] + 0,6246 \text{ V}) - 20 \text{ V}$$

$$E_G = (T[31] - T[1] + 0,6246 \text{ V}) - 20 \text{ V}$$

$$E_G = (9,6812 \text{ V} - (-9,6805) + 0,6246 \text{ V}) - 20 \text{ V}$$

$$E_G = -0,0137 \text{ V}$$

Using the equation from 4.4.3 the offset is computed as:

$$E_0 = \left(T[1] - \frac{Q}{2} \right) - V_{FS-}$$

$$E_0 = \left(T[1] - \frac{Q}{2} \right) - V_{FS-}$$

$$E_0 = \left(-9,6805 \text{ V} - \frac{0,6246 \text{ V}}{2} \right) - (-10 \text{ V})$$

$$E_0 = 0,0072 \text{ V}$$

The following Table B.3 shows the transition voltages after gain and offset correction, $T_{\text{corr}}[k]$, the ideal values of the transition voltages, $T_{\text{ideal}}[k]$, the computed integral non-linearity, $INL[k]$, the bin widths, $W[k]$, and finally the differential non-linearity, $DNL[k]$ (the equations to obtain all these parameters are found in 4.4.5 and 4.4.6).

Tableau B.3 – Dérivation non-linéarité intégrale et non-linéarité différentielle à partir des tensions de passage mesurées

k	T[k]	T _{corr} [k] (V)	T _{ideal} [k] (V)	INL[k] (LSB)	W[k] (V)	DNL[k] (LSB)
0						
1	–9,680 5	–9,6877	–9,6877	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
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	7,1765	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		

Des exemples de calcul sont donnés ci-dessous pour $T_{\text{corr}}[k]$, $T_{\text{ideal}}[k]$, $INL[k]$, $W[k]$, $DNL[k]$, utilisant les données à partir du Tableau B.2 à $k = 2$:

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

En utilisant l'équation donnée en 4.4.5, la non-linéarité intégrale est calculée comme suit:

$$T_{\text{corr}}[2] = \left(-10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} \right) + \frac{T[2] - T[1]}{T[2^5 - 1] - T[1]} (20 \text{ V} - 0,624 \text{ 6 V})$$

$$T_{\text{corr}}[2] = \left(-10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} \right) + \frac{-9,034 \text{ 4 V} - (-9,680 \text{ 5 V})}{9,681 \text{ 2 V} - (-9,680 \text{ 5 V})} (20 \text{ V} - 0,624 \text{ 6 V})$$

Table B.3 – Deriving INL and DNL from the measured transition voltages.

k	T[k]	T _{corr} [k] (V)	T _{ideal} [k] (V)	INL[k] (LSB)	W[k] (V)	DNL[k] (LSB)
0						
1	–9,680 5	–9,6877	–9,6877	0,0000	0,6461	0,0344
2	–9,034 4	–9,0411	–9,0631	0,0352	0,6496	0,0400
3	–8,384 8	–8,3911	–8,4385	0,0759	0,6524	0,0445
4	–7,732 4	–7,7382	–7,8139	0,1212	0,6328	0,0131
5	–7,099 6	–7,1050	–7,1893	0,1350	0,6489	0,0389
6	–6,450 7	–6,4556	–6,5647	0,1746	0,6524	0,0445
7	–5,798 3	–5,8028	–5,9401	0,2199	0,6412	0,0266
8	–5,157 1	–5,1611	–5,3155	0,2472	0,6474	0,0365
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		

Below are example calculations for $T_{\text{corr}}[k]$, $T_{\text{ideal}}[k]$, $INL[k]$, $W[k]$, $DNL[k]$, using the data from Table B.2 at $k = 2$:

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

Using the equation from 4.4.5. the INL is computed as:

$$T_{\text{corr}}[2] = \left(-10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} \right) + \frac{T[2] - T[1]}{T[2^5 - 1] - T[1]} (20 \text{ V} - 0,624 \text{ 6 V})$$

$$T_{\text{corr}}[2] = \left(-10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} \right) + \frac{-9,034 \text{ 4 V} - (-9,680 \text{ 5 V})}{9,681 \text{ 2 V} - (-9,680 \text{ 5 V})} (20 \text{ V} - 0,624 \text{ 6 V})$$

$$T_{\text{ideal}}[k] = V_{\text{FS-}} + \frac{Q}{2} + Q \cdot (k - 1)$$

$$T_{\text{ideal}}[2] = -10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} + 0,624 \text{ 6 V} \cdot (2 - 1)$$

$$T_{\text{ideal}}[2] = -10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} + 0,624 \text{ 6 V} \cdot (2 - 1)$$

$$T_{\text{ideal}}[2] = -9,063 \text{ 1 V}.$$

$$INL[k] = \frac{T_{\text{corr}}[k] - T_{\text{ideal}}[k]}{Q}$$

$$INL[2] = \frac{T_{\text{corr}}[2] - T_{\text{ideal}}[2]}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$INL[2] = \frac{(-9,032 \text{ 2 V}) - (-9,031 \text{ 5 V})}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$INL[2] = 0,035 \text{ 2 LSB}$$

En utilisant l'équation donnée en 4.4.6, la non-linéarité différentielle est calculée comme suit:

$$W[k] = T[k + 1] - T[k]$$

$$W[2] = T[2 + 1] - T[2]$$

$$W[2] = -8,384 \text{ 8 V} - (-9,034 \text{ 4 V})$$

$$W[2] = 0,649 \text{ 6 V}$$

$$DNL[k] = \frac{W[k] - Q}{Q}$$

$$DNL[2] = \frac{W[2] - 0,624 \text{ 6 V}}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$DNL[2] = \frac{0,649 \text{ 6 V} - 0,624 \text{ 6 V}}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$DNL[2] = 0,040 \text{ 0 LSB}$$

$$T_{\text{ideal}}[k] = V_{\text{FS-}} + \frac{Q}{2} + Q \cdot (k - 1)$$

$$T_{\text{ideal}}[2] = -10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} + 0,624 \text{ 6 V} \cdot (2 - 1)$$

$$T_{\text{ideal}}[2] = -10 \text{ V} + \frac{0,624 \text{ 6 V}}{2} + 0,624 \text{ 6 V} \cdot (2 - 1)$$

$$T_{\text{ideal}}[2] = -9,063 \text{ 1 V}.$$

$$INL[k] = \frac{T_{\text{corr}}[k] - T_{\text{ideal}}[k]}{Q}$$

$$INL[2] = \frac{T_{\text{corr}}[2] - T_{\text{ideal}}[2]}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$INL[2] = \frac{(-9,032 \text{ 2 V}) - (-9,031 \text{ 5 V})}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$INL[2] = 0,035 \text{ 2 LSB}$$

Using the equation from 4.4.6 the DNL is computed as:

$$W[k] = T[k + 1] - T[k]$$

$$W[2] = T[2 + 1] - T[2]$$

$$W[2] = -8,384 \text{ 8 V} - (-9,034 \text{ 4 V})$$

$$W[2] = 0,649 \text{ 6 V}$$

$$DNL[k] = \frac{W[k] - Q}{Q}$$

$$DNL[2] = \frac{W[2] - 0,624 \text{ 6 V}}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$DNL[2] = \frac{0,649 \text{ 6 V} - 0,624 \text{ 6 V}}{0,624 \text{ 6 V}}$$

$$DNL[2] = 0,040 \text{ 0 LSB}$$

Annexe C (informative)

Caractéristiques du module analogique numérique

Un module analogique numérique peut être caractérisé en utilisant une définition orientée utilisateur.

- nombre de bits (n);
- type de fonction de transfert (unipolaire, bipolaire avec zéro réel, ou bipolaire sans zéro réel);
- Plage de pleine échelle (pratique) (V_{FSR});

ou une définition orientée technicien;

- nombre de bits (n);
- pleine échelle positive (V_{FS+});
- pleine échelle négative (V_{FS-}).

Ces deux ensembles d'informations sont reliés de la façon suivante.

$$\begin{cases} V_{FS+} = V_{FSR} \\ V_{FS-} = 0 \end{cases} \quad , \quad \text{unipolar}$$

$$\begin{cases} V_{FS+} = \frac{V_{FSR}}{2} - \frac{Q}{2} \\ V_{FS-} = -\frac{V_{FSR}}{2} - \frac{Q}{2} \end{cases} \quad , \quad \text{bipolar with true zero}$$

$$\begin{cases} V_{FS+} = \frac{V_{FSR}}{2} \\ V_{FS-} = -\frac{V_{FSR}}{2} \end{cases} \quad , \quad \text{bipolar with no true zero}$$

où la largeur de pas idéale est $Q = \frac{V_{FSR}}{2^n - 1} = \frac{V_{FS+} - V_{FS-}}{2^n - 1}$ et les tensions de passage idéales

sont $T_{ideal}[k] = V_{FS-} - \frac{Q}{2} + Q \cdot k$, $k = 1, 2, \dots, 2^n - 1$.

Annex C (informative)

ADM characteristics

An ADM can be characterized using a user oriented definition:

- number of bits (n);
- type of transfer function (unipolar, bipolar with true zero or bipolar with no true zero);
- (practical) full-scale range (V_{FSR});

or a technician oriented definition:

- number of bits (n);
- positive full-scale (V_{FS+});
- negative full-scale (V_{FS-}).

These two sets of information are related in the following way:

$$\begin{cases} V_{FS+} = V_{FSR} \\ V_{FS-} = 0 \end{cases}, \text{ unipolar}$$

$$\begin{cases} V_{FS+} = \frac{V_{FSR}}{2} - \frac{Q}{2} \\ V_{FS-} = \frac{-V_{FSR}}{2} - \frac{Q}{2} \end{cases}, \text{ bipolar with true zero}$$

$$\begin{cases} V_{FS+} = \frac{V_{FSR}}{2} \\ V_{FS-} = \frac{-V_{FSR}}{2} \end{cases}, \text{ bipolar with no true zero}$$

where the ideal step width is $Q = \frac{V_{FSR}}{2^n - 1} = \frac{V_{FS+} - V_{FS-}}{2^n - 1}$ and the ideal transition voltages are

$$T_{ideal}[k] = V_{FS-} - \frac{Q}{2} + Q \cdot k, \quad k = 1, 2, \dots, 2^n - 1.$$

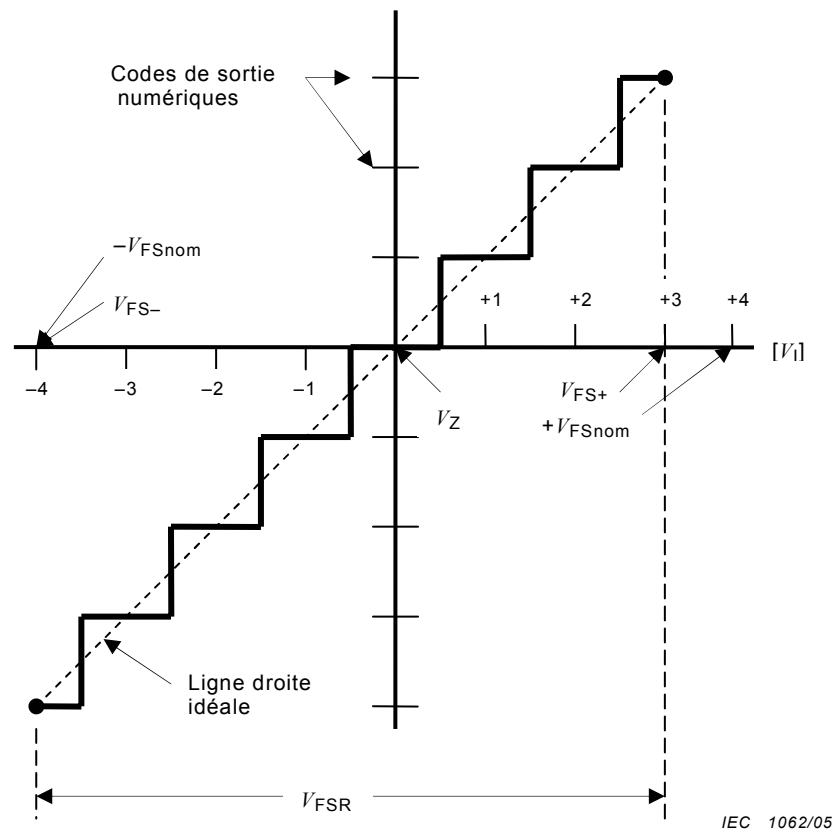


Figure C.1 – MAN bipolaire avec zéro réel

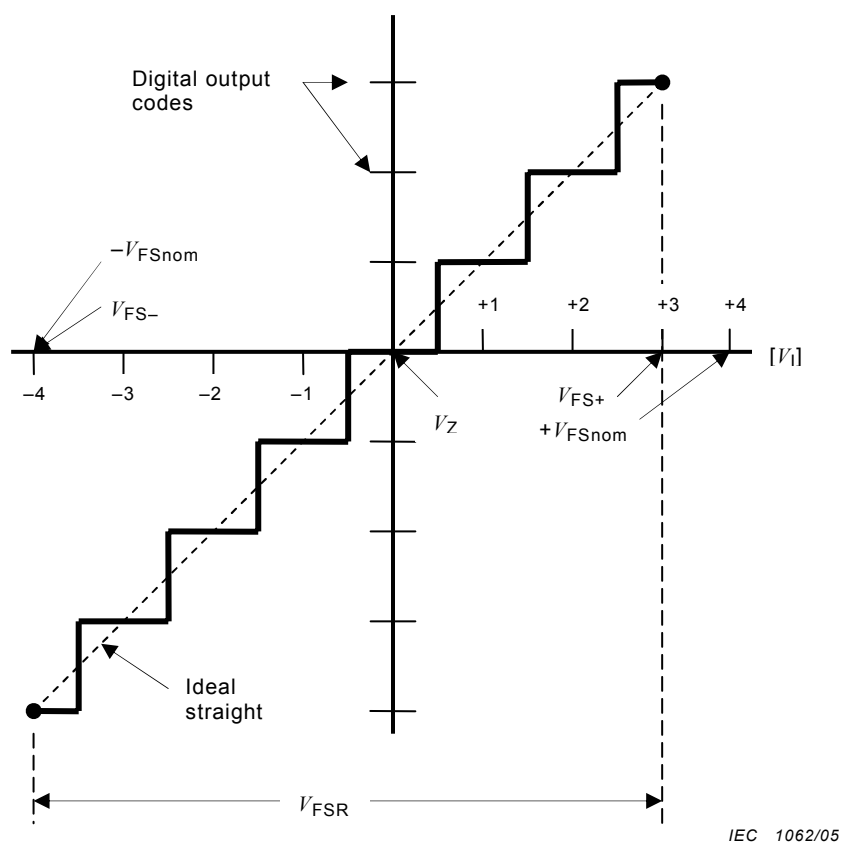
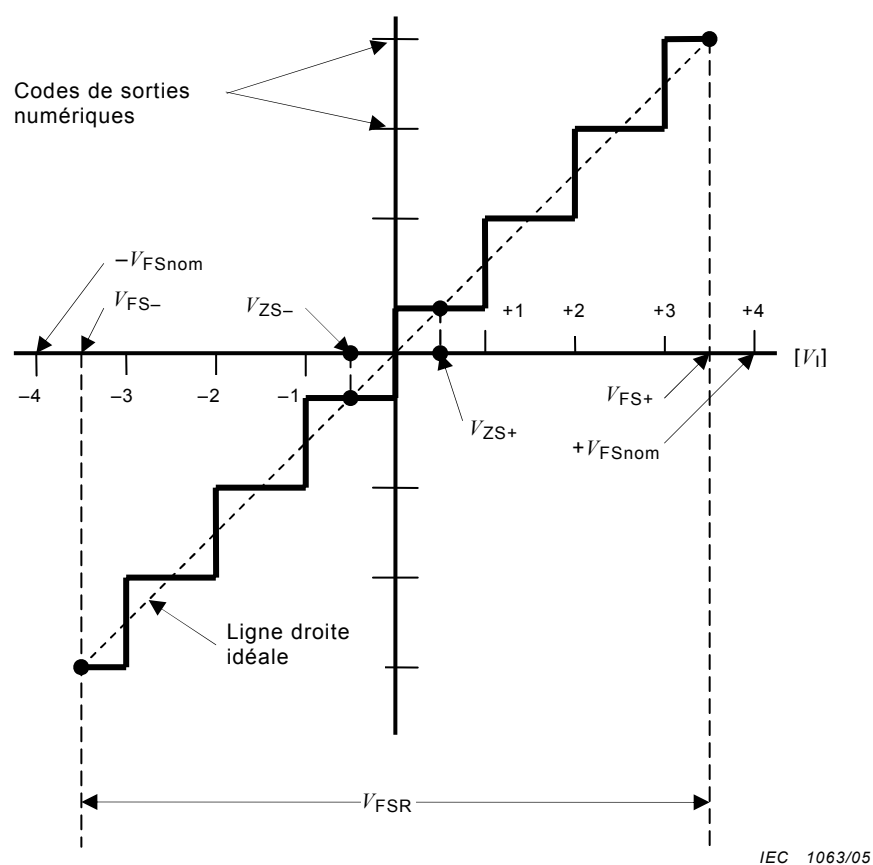


Figure C.1 – Bipolar ADM with true zero



IEC 1063/05

Figure C.2 – MAN bipolaire avec zéro non réel

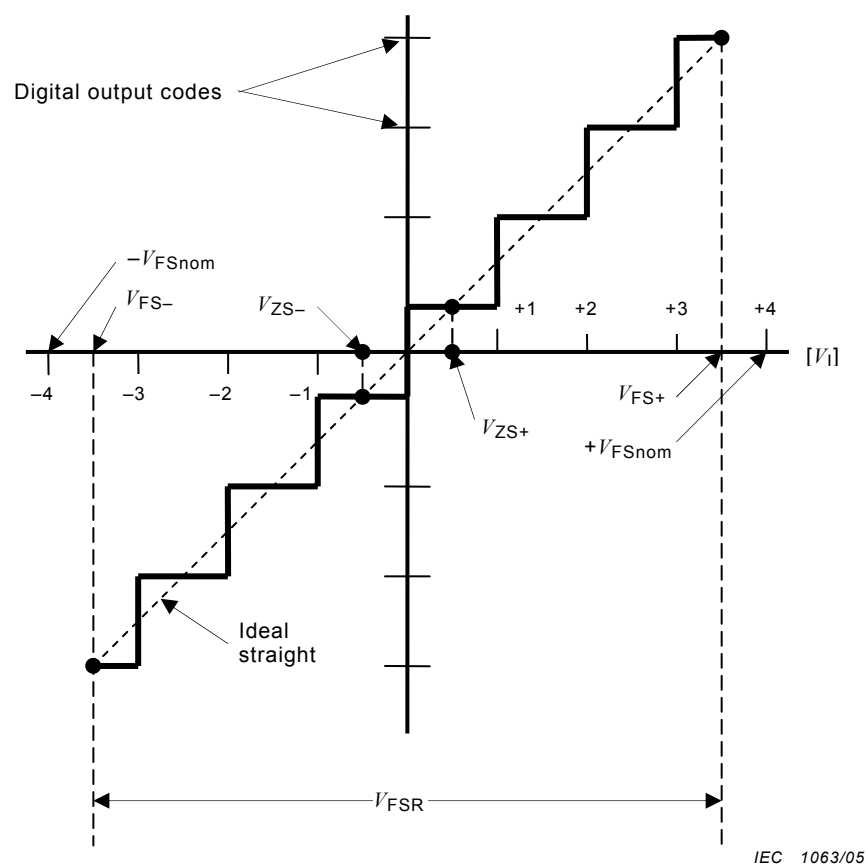


Figure C.2 – Bipolar ADM with no true zero

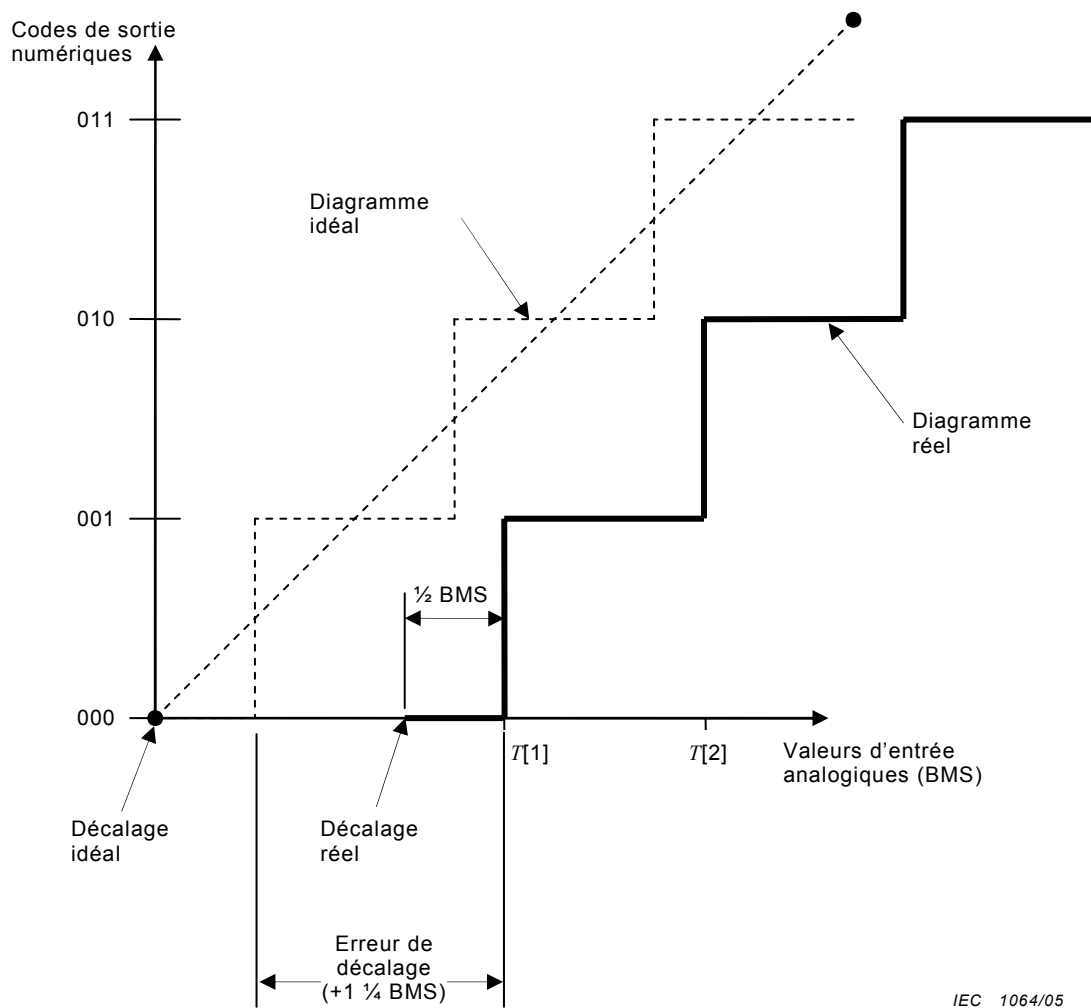
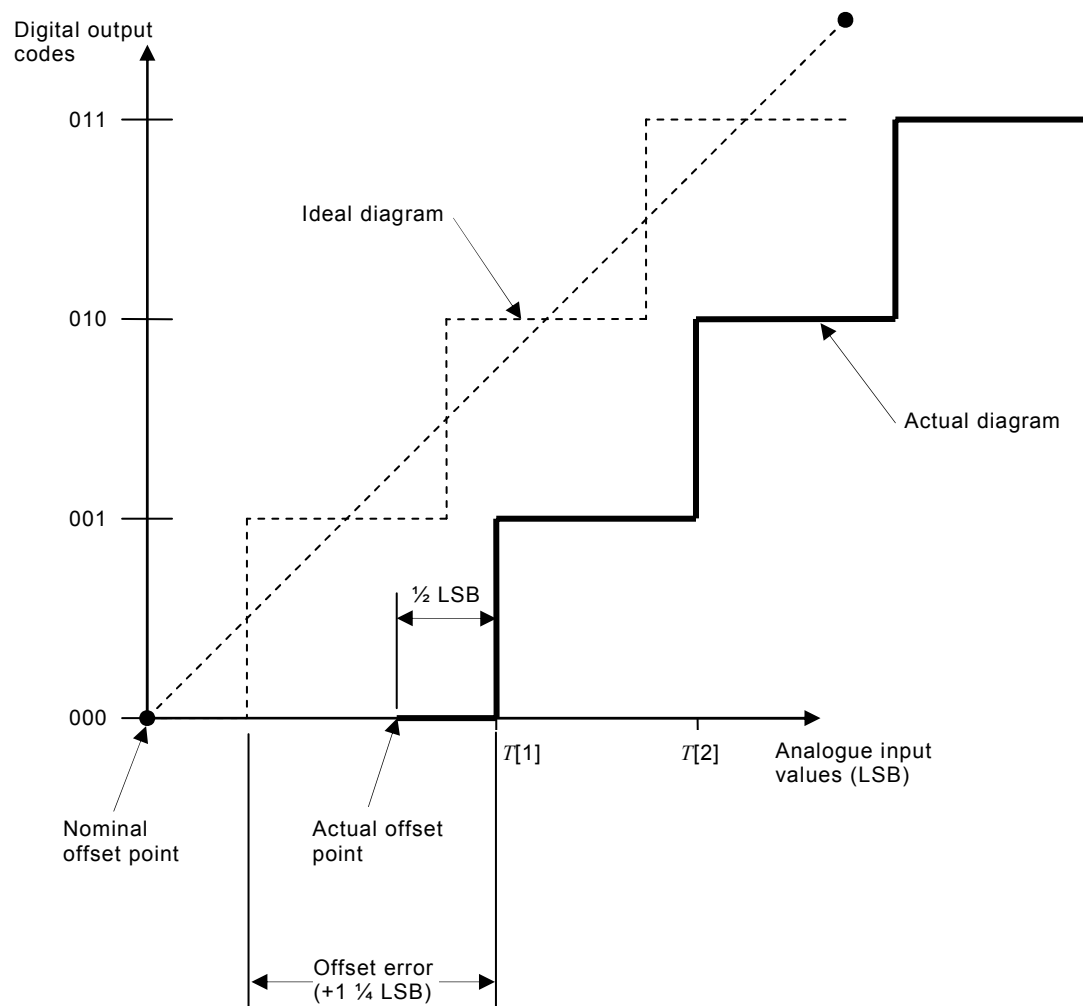
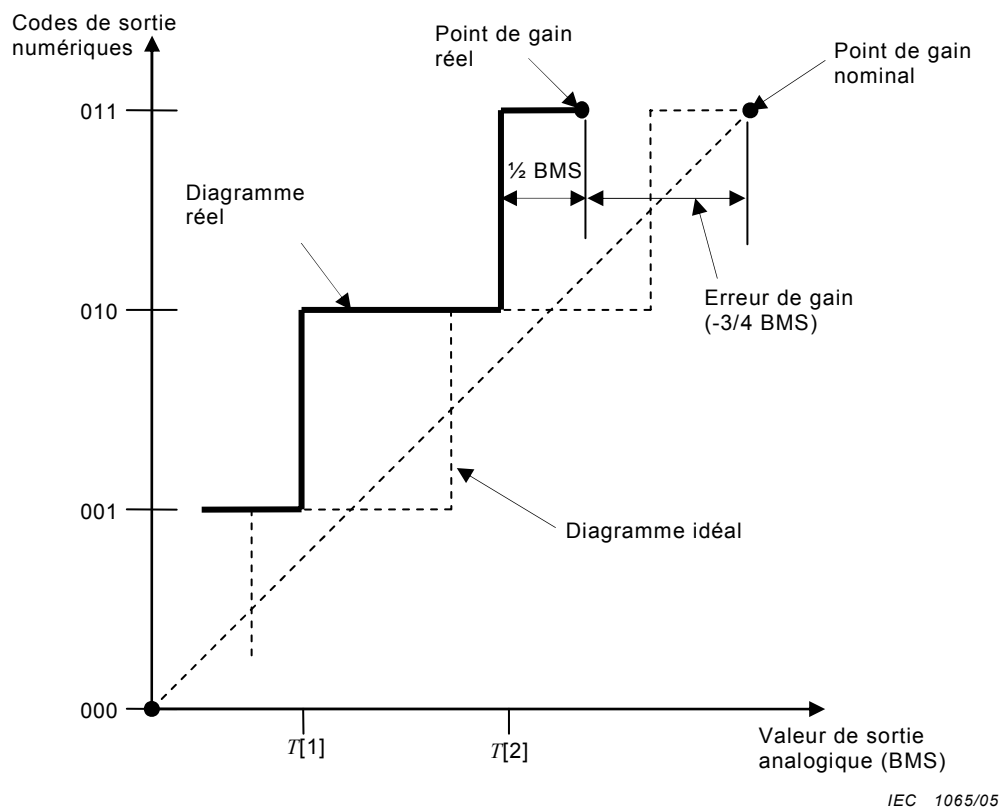


Figure C.3 – Erreur de décalage (spécifié au pas 000)

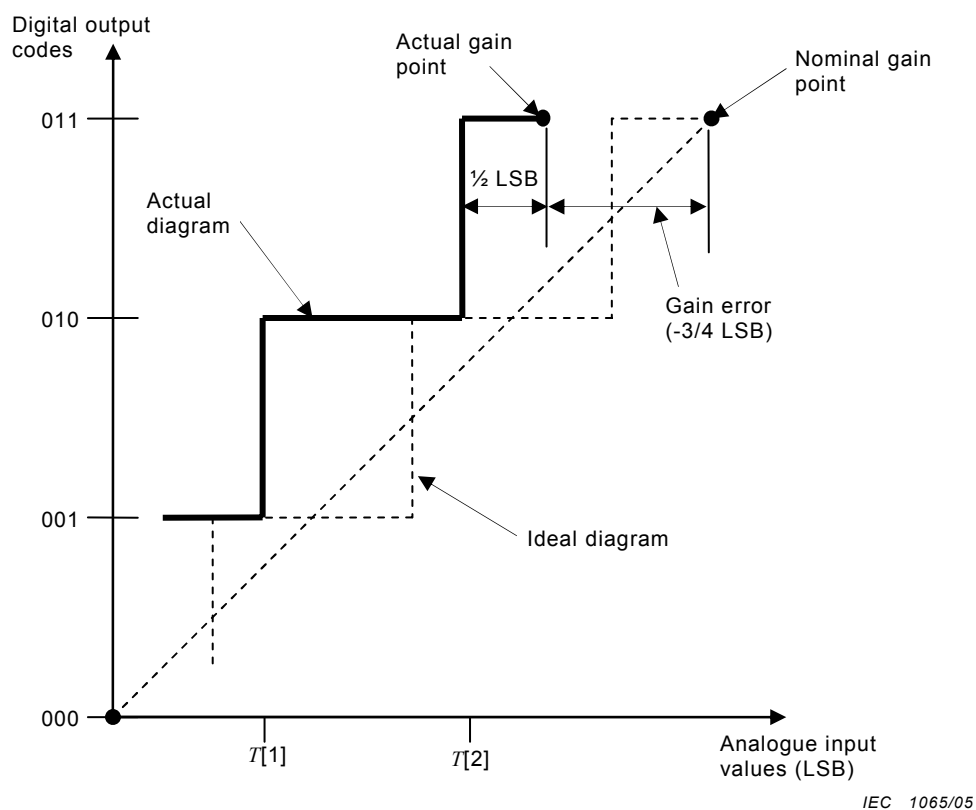


IEC 1064/05

Figure C.3 – Offset (specified at step 000)



**Figure C.4 – Erreur de gain (après la correction de l'erreur de décalage)
(spécifié au pas 011)**



**Figure C.4 – Gain component of uncertainty (after correction of offset)
(specified at step 011)**

Bibliographie

CEI 60359:2001, *Appareils de mesures électriques et électroniques – Expression des performances*

CEI 61083-1:2001, *Appareils et logiciels utilisés pour les mesures pendant les essais de choc à haute tension – Partie 1: Prescriptions pour les appareils*

IEEE Std. 1241:2002, *Norme pour Convertisseur Analogique-Numérique*

IEEE Std. 1057:1994. *Norme pour Enregistreurs de Forme d'onde de Numérisation*

ALEGRIA.FC. ARPAIA. P.. da CRUZ SERRA. A...Daponte. P. ADC Histogram Test by Triangular Small-Waves. *IEEE IMTC*. 2001. Budapest 21-23 May 2001. pp.1690-1695.

HAASZ. V. SCHUMNY. H. *Normalisation des systèmes d'acquisitions de données concernant les mesures CEM*, Vol.31 Edition 4, juin 2002, pp. 223-230.

Bibliography

IEC 60359:2001, *Electrical and electronic measurement equipment – Expression of performance*

IEC 61083-1:2001, *Instruments and software used for measurement in high-voltage impulse tests – Part 1: Requirements for instruments*

IEEE Std. 1241:2002, *IEEE standard for terminology and test methods for analog-to-digital converters*.

IEEE Std. 1057:1994, *Standard for Digitizing Waveform Recorders*.

ALEGRIA.FC., ARPAIA. P., da CRUZ SERRA, A., DAPONTE, P. ADC Histogram Test by Triangular Small-Waves. *IEEE IMTC*. 2001. Budapest 21-23 May 2001. pp.1690-1695.

HAASZ. V., SCHUMNY. H. *Standardization of DAQ Systems with regards to EMC. Measurement*. Vol.31. Issue 4. June 2002. pp. 223-230.



Standards Survey

The IEC would like to offer you the best quality standards possible. To make sure that we continue to meet your needs, your feedback is essential. Would you please take a minute to answer the questions overleaf and fax them to us at +41 22 919 03 00 or mail them to the address below. Thank you!

Customer Service Centre (CSC)

International Electrotechnical Commission

3, rue de Varembe

1211 Genève 20

Switzerland

or

Fax to: **IEC/CSC** at +41 22 919 03 00

Thank you for your contribution to the standards-making process.

A Prioritaire

Nicht frankieren
Ne pas affranchir



Non affrancare
No stamp required

RÉPONSE PAYÉE

SUISSE

Customer Service Centre (CSC)

International Electrotechnical Commission

3, rue de Varembe

1211 GENEVA 20

Switzerland



Q1 Please report on **ONE STANDARD** and **ONE STANDARD ONLY**. Enter the exact number of the standard: (e.g. 60601-1-1)

.....

Q2 Please tell us in what capacity(ies) you bought the standard (tick all that apply). I am the/a:

- purchasing agent ☐
 librarian ☐
 researcher ☐
 design engineer ☐
 safety engineer ☐
 testing engineer ☐
 marketing specialist ☐
 other.....

Q3 I work for/in/as a:
(tick all that apply)

- manufacturing ☐
 consultant ☐
 government ☐
 test/certification facility ☐
 public utility ☐
 education ☐
 military ☐
 other.....

Q4 This standard will be used for:
(tick all that apply)

- general reference ☐
 product research ☐
 product design/development ☐
 specifications ☐
 tenders ☐
 quality assessment ☐
 certification ☐
 technical documentation ☐
 thesis ☐
 manufacturing ☐
 other.....

Q5 This standard meets my needs:
(tick one)

- not at all ☐
 nearly ☐
 fairly well ☐
 exactly ☐

Q6 If you ticked NOT AT ALL in Question 5 the reason is: (tick all that apply)

- standard is out of date ☐
 standard is incomplete ☐
 standard is too academic ☐
 standard is too superficial ☐
 title is misleading ☐
 I made the wrong choice ☐
 other

Q7 Please assess the standard in the following categories, using the numbers:

- (1) unacceptable,
 (2) below average,
 (3) average,
 (4) above average,
 (5) exceptional,
 (6) not applicable

- timeliness.....
 quality of writing.....
 technical contents.....
 logic of arrangement of contents
 tables, charts, graphs, figures.....
 other

Q8 I read/use the: (tick one)

- French text only ☐
 English text only ☐
 both English and French texts ☐

Q9 Please share any comment on any aspect of the IEC that you would like us to know:

.....





Enquête sur les normes

La CEI ambitionne de vous offrir les meilleures normes possibles. Pour nous assurer que nous continuons à répondre à votre attente, nous avons besoin de quelques renseignements de votre part. Nous vous demandons simplement de consacrer un instant pour répondre au questionnaire ci-après et de nous le retourner par fax au +41 22 919 03 00 ou par courrier à l'adresse ci-dessous. Merci !

Centre du Service Clientèle (CSC)

Commission Electrotechnique Internationale

3, rue de Varembé

1211 Genève 20

Suisse

ou

Télécopie: **CEI/CSC** +41 22 919 03 00

Nous vous remercions de la contribution que vous voudrez bien apporter ainsi à la Normalisation Internationale.

A Prioritaire

Nicht frankieren
Ne pas affranchir



Non affrancare
No stamp required

RÉPONSE PAYÉE

SUISSE

Centre du Service Clientèle (CSC)

Commission Electrotechnique Internationale

3, rue de Varembé

1211 GENÈVE 20

Suisse

Q1 Veuillez ne mentionner qu'**UNE SEULE NORME** et indiquer son numéro exact:
(ex. 60601-1-1)
.....

Q2 En tant qu'acheteur de cette norme, quelle est votre fonction?
(cochez tout ce qui convient)
Je suis le/un:

- agent d'un service d'achat ☐
bibliothécaire ☐
chercheur ☐
ingénieur concepteur ☐
ingénieur sécurité ☐
ingénieur d'essais ☐
spécialiste en marketing ☐
autre(s).....

Q3 Je travaille:
(cochez tout ce qui convient)

- dans l'industrie ☐
comme consultant ☐
pour un gouvernement ☐
pour un organisme d'essais/
certification ☐
dans un service public ☐
dans l'enseignement ☐
comme militaire ☐
autre(s).....

Q4 Cette norme sera utilisée pour/comme
(cochez tout ce qui convient)

- ouvrage de référence ☐
une recherche de produit ☐
une étude/développement de produit ☐
des spécifications ☐
des soumissions ☐
une évaluation de la qualité ☐
une certification ☐
une documentation technique ☐
une thèse ☐
la fabrication ☐
autre(s).....

Q5 Cette norme répond-elle à vos besoins:
(une seule réponse)

- pas du tout ☐
à peu près ☐
assez bien ☐
parfaitement ☐

Q6 Si vous avez répondu PAS DU TOUT à Q5, c'est pour la/les raison(s) suivantes:
(cochez tout ce qui convient)

- la norme a besoin d'être révisée ☐
la norme est incomplète ☐
la norme est trop théorique ☐
la norme est trop superficielle ☐
le titre est équivoque ☐
je n'ai pas fait le bon choix ☐
autre(s)

Q7 Veuillez évaluer chacun des critères ci-dessous en utilisant les chiffres
(1) inacceptable,
(2) au-dessous de la moyenne,
(3) moyen,
(4) au-dessus de la moyenne,
(5) exceptionnel,
(6) sans objet

- publication en temps opportun
qualité de la rédaction.....
contenu technique
disposition logique du contenu
tableaux, diagrammes, graphiques,
figures
autre(s)

Q8 Je lis/utilise: (une seule réponse)

- uniquement le texte français ☐
uniquement le texte anglais ☐
les textes anglais et français ☐

Q9 Veuillez nous faire part de vos observations éventuelles sur la CEI:

-
.....
.....
.....
.....
.....



ISBN 2-8318-8113-7



ICS 33.200
