

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60759

Première édition
First edition
1983-01

**Méthodes d'essais normalisés des spectromètres
d'énergie X à semicteur**

**Standard test procedures for semiconductor
X-ray energy spectrometers**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60759: 1983

Numéros des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000.

Publications 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.

Validité de la présente publication

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 la date de reconfirmation de la publication sont disponibles dans le Catalogue de la CEI.

Les renseignements relatifs à des questions à l'étude et des travaux en cours entrepris par le comité technique qui a établi cette publication, ainsi que la liste des publications établies, se trouvent dans les documents ci-dessous:

- «Site web» de la CEI*
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement et mis à jour régulièrement
(Catalogue en ligne)*
- **Bulletin de la CEI**
Disponible à la fois au «site web» de la CEI* et comme périodique imprimé

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International (VEI)*.

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera la CEI 60027: *Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique*, la CEI 60417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles*, et la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas*.

* Voir adresse «site web» sur la page de titre.

Numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series.

Consolidated publications

Consolidated versions of some IEC publications including amendments are available. 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.

Validity of this publication

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 the date of the reconfirmation of the publication is available in the IEC catalogue.

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 to be found at the following IEC sources:

- **IEC web site***
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates

(On-line catalogue)*
- **IEC Bulletin**
Available both at the IEC web site* and as a printed periodical

Terminology, graphical and letter symbols

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary (IEV)*.

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*, IEC 60417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets* and IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams*.

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC
60759**

Première édition
First edition
1983-01

**Méthodes d'essais normalisés des spectromètres
d'énergie X à semicteur**

**Standard test procedures for semiconductor
X-ray energy spectrometers**

© IEC 1983 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
Telefax: +41 22 919 0300

e-mail: inmail@iec.ch

3, rue de Varembe Geneva, Switzerland
IEC web site <http://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

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4
Articles	
1. Domaine d'application	6
2. Objet	6
3. Glossaire	6
4. Symboles	22
5. Introduction	32
5.1 Système détecteur	32
5.2 Limite statistique de la résolution	34
5.3 Bruit du préamplificateur	34
5.4 Bruit du détecteur	36
5.5 Pertes de charges	36
5.6 Stabilité électronique et bruit extérieur	38
5.7 Effets du taux de comptage	38
5.8 Choix du matériau du détecteur: germanium ou silicium	42
5.9 Rendement du détecteur	44
5.10 Résolution de raies adjacentes et rapport raie/bruit de fond	44
5.11 Autres effets	46
6. Généralités	48
6.1 Définition du spectromètre d'énergie X à semicteur	48
6.2 Précautions et spécifications générales	48
6.3 Simulation du signal impulsion d'un détecteur	50
7. Résolution en énergie et distorsion spectrale	50
7.1 Mesure du bruit par distribution d'amplitude d'impulsion (méthode préférée)	50
7.2 Autres méthodes de mesure du bruit	52
7.3 Largeur du bruit considérée comme une fonction des constantes de temps de l'amplificateur	54
7.4 Mesure de la largeur de la raie X par distribution d'amplitude d'impulsion	54
7.5 Rapports pic/vallée et pic/trainée	58
8. Linéarité d'amplitude d'impulsion	60
8.1 Linéarité d'un système par la méthode de l'analyseur d'amplitude (méthode préférée)	60
8.2 Linéarité intégrale par la méthode du pont	62
9. Effets du taux de comptage	62
9.1 Montage expérimental	62
9.2 Déplacement du pic de distribution d'amplitude d'impulsion	66
9.3 Résolution spectrale et forme de la raie en fonction du taux de comptage	66
9.4 Pertes de comptage	66
10. Effets de surcharge	68
10.1 Généralités	68
10.2 Temps de restitution du gain de l'amplificateur	68
11. Stabilité de la hauteur d'amplitude	68
11.1 Variations de la tension du réseau d'alimentation	68
11.2 Effets de la température	70
11.3 Stabilité du gain	70
12. Efficacité	72
12.1 Mesure de l'atténuation de la fenêtre au moyen d'une source fluorescente en verre (méthode préférée pour appareils destinés à être utilisés en dessous de 5 keV)	72
12.2 Mesure de l'atténuation de la fenêtre au moyen de sources radioactives	76
12.3 Mesure de l'efficacité à haute énergie	78
FIGURES	82

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5
Clause	
1. Scope	7
2. Object	7
3. Glossary	7
4. Symbols	23
5. Introduction	33
5.1 Detector system	33
5.2 Statistical limit of resolution	35
5.3 Pre-amplifier noise	35
5.4 Detector noise	37
5.5 Charge loss	37
5.6 Electronic stability and extraneous noise	39
5.7 Count-rate effects	39
5.8 Detector material selection: germanium versus silicon	43
5.9 Detector efficiency	45
5.10 Resolution of adjacent lines and line-to-background ratio	45
5.11 Miscellaneous other effects	47
6. General	49
6.1 Definition of semiconductor X-ray energy spectrometer	49
6.2 General precautions and specifications	49
6.3 Simulating the signal pulse of a detector	51
7. Energy resolution and spectral distortion	51
7.1 Noise measurement by pulse-height distribution (preferred method)	51
7.2 Alternate techniques for noise measurement	53
7.3 Noise linewidth as a function of amplifier time constants	55
7.4 X-ray linewidth measurements by pulse-height distribution	55
7.5 Peak-to-valley and peak-to-tail ratios	59
8. Pulse-height linearity	61
8.1 System X-ray linearity by pulse-height analyzer method (preferred method)	61
8.2 Integral linearity by the bridge method	63
9. Count-rate effects	63
9.1 Experimental arrangement	63
9.2 Pulse-height distribution peak shift	67
9.3 Spectral resolution and line shape versus count-rate	67
9.4 Counting losses	67
10. Overload effects	69
10.1 General	69
10.2 Amplifier gain recovery time	69
11. Pulse-height stability	69
11.1 Line voltage variations	69
11.2 Temperature effects	71
11.3 Gain stability	71
12. Efficiency	73
12.1 Window attenuation measurements with glass fluorescent source (preferred method for instruments intended for use below 5 keV)	73
12.2 Window attenuation measurement with radioactive sources	77
12.3 High energy efficiency measurements	79
FIGURES	82

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**MÉTHODES D'ESSAIS NORMALISÉS
DES SPECTROMÈTRES D'ÉNERGIE X À SEMICTEUR**

PRÉAMBULE

- 1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, la CEI exprime le vœu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation de la CEI, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation de la CEI et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.

PRÉFACE

La présente norme a été établie par le Comité d'Etudes n° 45 de la CEI: Instrumentation nucléaire.

Un premier projet fut discuté lors de la réunion tenue à Stockholm en 1980. A la suite de cette réunion, un projet, document 45(Bureau Central)146, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en avril 1981.

Des modifications, document 45(Bureau Central)157, furent soumises à l'approbation des Comités nationaux suivant la Procédure des Deux Mois en janvier 1982.

Les Comités nationaux des pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication:

Afrique du Sud (République d')	Italie
Australie	Nouvelle-Zélande
Belgique	Pays-Bas
Canada	Pologne
Espagne	République Démocratique Allemande
Etats-Unis d'Amérique	Tchécoslovaquie
Finlande	Union des Républiques
France	Socialistes Soviétiques

Autres publications de la CEI citées dans la présente norme:

- Publications n°s 50: Vocabulaire Electrotechnique International (VEI).
333: Méthodes d'essais des détecteurs semiconducteurs pour rayonnements ionisants.
340: Méthodes d'essais des amplificateurs et préamplificateurs pour semicteurs pour rayonnements ionisants.
656: Méthodes d'essais pour semicteurs au germanium de haute pureté pour rayonnements X et gamma.
-

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

STANDARD TEST PROCEDURES FOR SEMICONDUCTOR X-RAY ENERGY SPECTROMETERS

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

PREFACE

This standard has been prepared by IEC Technical Committee No. 45: Nuclear Instrumentation.

A first draft was discussed at the meeting held in Stockholm in 1980. As a result of this meeting, a draft, Document 45(Central Office)146, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in April 1981.

Amendments, Document 45(Central Office)157, were submitted to the National Committees for approval under the Two Months' Procedure in January 1982.

The National Committees of the following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia	Netherlands
Belgium	New Zealand
Canada	Poland
Czechoslovakia	South Africa (Republic of)
Finland	Spain
France	Union of Soviet
German Democratic Republic	Socialist Republics
Italy	United States of America

Other IEC publications quoted in this standard:

- Publications Nos. 50: International Electrotechnical Vocabulary (IEV).
 333: Test Procedures for Semiconductor Detectors for Ionizing Radiation.
 340: Test Procedures for Amplifiers and Preamplifiers for Semiconductor Detectors for Ionizing Radiation.
 656: Test Procedures for High-purity Germanium Detectors for X and Gamma Radiation.

MÉTHODES D'ESSAIS NORMALISÉS DES SPECTROMÈTRES D'ÉNERGIE X À SEMICTEUR

1. Domaine d'application

La présente norme expose les méthodes d'essais normalisés des spectromètres d'énergie X à semicteur. De tels systèmes sont constitués d'un semicteur et de l'électronique de traitement du signal liée par une interface à un analyseur d'amplitude couplé à un ordinateur. Cette norme ne couvre pas les méthodes d'essais des analyseurs d'amplitude ni des ordinateurs. L'article 5 est essentiellement d'ordre pratique.

2. Objet

La présente norme n'implique pas l'obligation d'effectuer tous les essais décrits ci-après. Elle implique seulement que, si de tels essais sont effectués, ils doivent être exécutés conformément aux méthodes indiquées.

Les publications associées à cette norme sont la Publication 333 de la CEI: Méthodes d'essais des détecteurs semiconducteurs pour rayonnements ionisants, la Publication 340 de la CEI: Méthodes d'essais des amplificateurs et préamplificateurs pour semicteurs pour rayonnements ionisants, et la Publication 656 de la CEI: Méthodes d'essais pour semicteurs au germanium de haute pureté pour rayonnements X et gamma. La liste des symboles et le glossaire sont issus de ces publications.

Contrairement aux conventions antérieures concernant la spectrométrie X, la présente norme utilise l'énergie caractéristique E du rayon X de préférence à sa longueur d'onde λ . Ce choix se justifie par le fait que la quantité mesurée par ce type de spectromètre est l'énergie du rayon X. Une conversion convenable est donnée par la relation:

$$\lambda \text{ (m)} = 12,4 \cdot 10^{-10} E^{-1} \text{ (keV)}$$

$$(\lambda \text{ (Å)} = 12,4 \cdot E^{-1} \text{ (keV)})$$

3. Glossaire (selon l'ordre alphabétique français)

Amplificateur d'impulsions

Amplificateur électronique destiné à fournir dans les limites de ses caractéristiques normales de fonctionnement une seule impulsion de sortie pour chaque impulsion d'entrée (VEI 391-11-02).

Analyseur multicanal

Analyseur comprenant plusieurs canaux et généralement un nombre suffisant de ceux-ci pour permettre la détermination d'une fonction de distribution d'un groupe de signaux en répartissant les impulsions dans les divers canaux en fonction de l'une de leurs caractéristiques (amplitude, durée, etc.) (VEI 391-11-32).

STANDARD TEST PROCEDURES FOR SEMICONDUCTOR X-RAY ENERGY SPECTROMETERS

1. Scope

This standard presents standard test procedures for semiconductor X-ray energy spectrometers. Such systems consist of a semiconductor radiation detector assembly and signal processing electronics interfaced to a pulse-height analyzer/computer. Test procedures for pulse-height analyzers and computers are not covered in this standard. Clause 5 is essentially tutorial.

2. Object

This standard is not intended to imply that all tests described herein are mandatory, but only that such tests as are carried out shall be performed in accordance with the procedures described herein.

Companion publications to this standard are IEC Publication 333: Test Procedures for Semiconductor Detectors for Ionizing Radiation, IEC Publication 340: Test Procedures for Amplifiers and Preamplifiers for Semiconductor Detectors for Ionizing Radiation, and IEC Publication 656: Test Procedures for High-purity Germanium Detectors for X and Gamma Radiation. The list of symbols and the glossary are derived from those in the above-mentioned publications.

Contrary to previous convention in the X-ray spectroscopy field, this standard utilizes the characteristic energy E of the X-ray rather than its wavelength λ . This approach is consistent with the fact that the basic quantity measured by this type of spectrometer is the X-ray energy. A convenient conversion is provided by the relationship:

$$\lambda (\text{m}) = 12.4 \cdot 10^{-10} E^{-1} (\text{keV})$$

$$(\lambda (\text{\AA}) = 12.4 \cdot E^{-1} (\text{keV}))$$

3. Glossary (according to English alphabetical order)

Analog to digital converter (ADC)

A sub-assembly designed to provide an output signal which is a digital representation of the analog input signal (IEV 391-11-36).

Background (associated with a spectral peak from a semiconductor detector)

Non-ideal spectral response which results from radiation which is not a part of the monoenergetic line of interest.

Baseline (at pulse peak)

The instantaneous value that the voltage would have had at the time of the pulse peak in the absence of that pulse (IEC Publication 340).

Amplificateur d'impulsion à seuil

Amplificateur d'impulsions destiné à ne fournir une impulsion de sortie amplifiée que pour la partie de chaque signal d'entrée qui excède un seuil prédéterminé (VEI 391-11-05).

Axe de travail normal (d'un spectromètre d'énergie X à semicteur)

Ligne droite tirée entre le centre de la fenêtre d'entrée du détecteur et l'emplacement de la source de rayonnement X.

Bruit de fond (associé à un pic de spectre d'un semicteur)

Réponse spectrale non idéale qui résulte d'un rayonnement ne faisant pas partie de la raie monoénergétique considérée.

Bruit équivalent ramené à l'entrée

Valeur du bruit à l'entrée qui produirait le même bruit à la sortie que la source réelle de bruit (Publication 340 de la CEI).

Canal de contenu maximal

Le canal de contenu maximal est le canal contenant, dans la distribution, le plus grand nombre de coups.

Capacité (d'un semicteur)

Capacité entre les bornes du semicteur mesurée avec des signaux faibles dans des conditions de polarisation et de fréquence spécifiées (Publication 340 de la CEI).

Claquage (d'une jonction polarisée en inverse)

Transition d'un état de haute résistance dynamique vers un état de résistance dynamique nettement plus faible, lorsque la grandeur de la tension inverse augmente (VEI 391-10-50).

Compensation pôle-zéro

Méthode de mise en forme utilisant habituellement un différentiateur pour éliminer les sous-dépassements de longue durée (Publication 340 de la CEI).

Constante de temps de décroissance

Temps nécessaire pour que l'amplitude vraie d'une onde exponentielle unique décroisse jusqu'à $1/e$ de sa valeur (Publication 340 de la CEI).

Contact de barrière de surface

Contact redresseur caractérisé par une barrière de potentiel associée à une couche d'inversion ou d'accumulation, ladite couche d'inversion ou d'accumulation étant due à une charge de surface résultant de l'existence de différences de l'état de surface ou de fonction de travail.

Contact ohmique (d'un semicteur)

Contact purement résistif, c'est-à-dire ayant une caractéristique tension-courant linéaire tout le long de son domaine de fonctionnement (Publication 340 de la CEI).

Baseline restoration (BLR)

Appropriate linear or non-linear techniques which are used to accelerate the return of a voltage to its baseline.

Bias resistor (of a semiconductor radiation detector)

The resistor through which bias voltage is applied to the detector (IEC Publication 340).

Biased pulse amplifier

A pulse amplifier designed to provide an amplified output pulse only for that portion of an input signal exceeding a predetermined threshold value (IEV 391-11-05).

Bias voltage (of a semiconductor radiation detector)

The voltage applied to the detector to produce the electric field to collect the signal charge.

Breakdown (of a reverse-biased junction)

Transition from a state of high dynamic resistance to a state of substantially lower dynamic resistance for increasing magnitude of reverse voltage (IEV 391-10-50).

Breakdown region (of a semiconductor diode characteristic)

That entire region of the voltage-current characteristic beyond the initiation of breakdown for increasing magnitude of reverse current.

Breakdown voltage (of a semiconductor diode)

The voltage measured at a specified current in the breakdown region.

Capacitance (of a semiconductor radiation detector)

The small-signal capacitance measured between terminals of the detector under specified conditions of bias and frequency.

Charge carrier (abbreviation: carrier)

In a semiconductor, a free conduction electron or a mobile hole (IEV 391-10-53).

Charge collection time (of a semiconductor detector)

By convention, the time interval for the integrated current due to the charge collected in the semiconductor detector, after the passage of an ionizing particle, to increase from 10% to 90% of its final value (IEV 391-10-59).

Clip, clipping (jargon)

A limiting operation such as: 1) use of a high-pass filter (see Differentiated), or 2) a non-linear operation such as diode limiting of pulse amplitude.

Contact sans injection (d'un semicteur)

Contact pour lequel la densité des porteurs de charge dans le matériau semi-conducteur adjacent n'est pas changée par rapport à sa valeur d'équilibre (Publication 340 de la CEI).

Convertisseur analogique-numérique (CAN)

Sous-ensemble destiné à fournir un signal de sortie qui est la transformation en signal numérique d'un signal analogique appliqué à l'entrée (VEI 391-11-36).

Couche d'inversion

Sur un semi-conducteur d'un type donné, couche superficielle de type opposé (VEI 391-10-57).

Courant de fuite

Courant que le détecteur débite pour la tension de polarisation de fonctionnement en l'absence du rayonnement (VEI 391-10-14) (Publication 340 de la CEI).

Création de charge d'espace (dans un semicteur)

Création thermique de porteurs de charge libres dans la zone de charge d'espace (Publication 340 de la CEI).

Détecteur à ionisation

Détecteur de rayonnement basé sur l'utilisation de l'ionisation dans le volume utile du détecteur (VEI 391-08-06).

Diamètre normal d'une source

Diamètre d'une source émettant un rayonnement X utilisée pour mesurer les caractéristiques de réponse d'un spectromètre. Sauf autre spécification, elle est supposée être une source ponctuelle.

Distance de travail

Distance mesurée le long de l'axe de travail entre la source de rayon X et la fenêtre du détecteur.

Ecrêtage

Opération de limitation, par exemple par une diode (Publication 340 de la CEI).

Empilement (dans un ensemble de comptage)

Phénomène par lequel l'apparition d'une impulsion sur la descente de l'impulsion précédente produit une indication incorrecte de l'amplitude. Le phénomène d'empilement peut également empêcher de séparer les impulsions (VEI 391-15-15).

Facteur de crête (d'un voltmètre à lecture moyenne ou efficace)

Rapport entre (1) la tension de crête qu'un voltmètre à lecture moyenne ou efficace accepterait sans être surchargé et (2) la valeur maximale de l'échelle utilisée pour la mesure (Publication 340 de la CEI).

Compensated semiconductor

A semiconductor in which the effects of the impurities of a given type on the charge carrier density partially or completely cancel those of the other type. Such a semiconductor has properties which are similar to those of an intrinsic semiconductor (IEV 391-05-03).

Compensated semiconductor detector

A semiconductor detector consisting of a region of compensated semiconductor between a P-type region and an N-type region (IEV 391-09-44).

CR-RC shaping

The pulse shaping present in an amplifier that has a simple high-pass filter consisting of a capacitor and a resistor together with a simple, low-pass filter, separated by impedance isolation. Pulse shaping in such an amplifier cuts off at 6 decibels per octave at both ends of the band.

Crest factor (of an average reading or root-mean-square voltmeter)

The ratio of (1) the peak voltage value that an average reading or root-mean-square voltmeter will accept without overloading to (2) the full scale value of the range being used for measurement (IEC Publication 340).

D.C. level (see Baseline)

Dead layer (of a semiconductor detector)

A layer of a semiconductor detector in which no significant part of the energy lost by particles can contribute to the resulting signal (IEV 391-10-55).

Decay time constant

The time for a true single-exponential waveform to decay to a value of $1/e$ of the original height (IEC Publication 340).

Depletion layer (in a semiconductor detector)

A layer of a semiconductor detector in which no significant part of the energy lost by particles can contribute to the resulting signal.

Differentiated (pulse) (pulse amplifier jargon)

A pulse that is passed through a high-pass network, such as a CR filter (IEC Publication 340).

Efficiency (of a semiconductor radiation detector for a monoenergetic radiation source)

The ratio of the number of events in the spectral distribution to the total number of photons incident on the active detector volume during the same time interval.

Fenêtre (d'un détecteur) (voir zone morte)

Partie d'un détecteur conçue pour faciliter la pénétration du rayonnement que l'on désire mesurer (VEI 391-10-08).

Géométrie, détecteur (jargon)

Configuration physique d'un détecteur à l'état solide.

Impédance de charge (d'un semicteur)

Impédance shuntant le semicteur aux bornes de laquelle apparaît le signal de sortie en tension de celui-ci (Publication 340 de la CEI).

Impulsion de surcharge

Tout signal qui entraîne la saturation d'une portion d'une chaîne d'amplification.

Impulsion différenciée

Impulsion qui est passée à travers un circuit passe-haut, par exemple un circuit CR (Publication 340 de la CEI).

Impulsion intégrée

Impulsion qui est passée à travers un circuit passe-bas, par exemple un circuit RC ou une suite de circuits RC en cascade (Publication 340 de la CEI).

Jonction

Zone de transition entre des régions semi-conductrices de propriétés électriques différentes ou entre un semi-conducteur et une couche superficielle de type différent. Cette zone est caractérisée par l'existence d'une barrière de potentiel qui s'oppose au passage des porteurs de charge entre les deux régions (VEI 391-10-42) (Publication 340 de la CEI).

Largeur à mi-hauteur (LMH)

Dans une courbe représentant une distribution et comportant un seul pic, différence des abscisses des deux points de la courbe dont les ordonnées sont égales à la moitié de l'ordonnée de ce pic.

Note. — Lorsque la courbe considérée comporte plusieurs pics, il existe une largeur à mi-hauteur pour chacun des pics (VEI 391-15-08).

Largeur au cinquième de la hauteur (LCH)

Analogue à la largeur à mi-hauteur mais la mesure est faite au cinquième de la hauteur et non à la moitié.

Largeur au dixième de la hauteur (LDH)

Analogue à la largeur à mi-hauteur mais la mesure est faite au dixième de la hauteur et non à la moitié (Publication 340 de la CEI).

LCH (voir Largeur au cinquième de la hauteur)

LDH (voir Largeur au dixième de la hauteur)

LMH (voir Largeur à mi-hauteur)

Energy resolution (FWHM) (of a semiconductor radiation detector)

The detector's contribution (including detector leakage current noise), expressed in units of energy, to the FWHM of a pulse-height distribution corresponding to an energy spectrum (IEC Publication 340).

Energy resolution (per cent) (of a semiconductor radiation detector)

One hundred times the energy resolution divided by the energy for which the resolution is specified (IEC Publication 340).

Equivalent noise referred to input (of a linear amplifier)

The value of noise at the input that would produce the same value of noise at the output as does the actual noise source (IEC Publication 340).

Full energy peak (for a monoenergetic photon spectrum for a semiconductor spectrometer system)

The distribution of events within the peak of the pulse-height distribution spectrum representing response to the monoenergetic photon source.

Note — Notwithstanding other definitions or procedures for subtracting background and other distortions, the full energy peak intensity is defined as not including any events which exceed a Gaussian distribution by more than a factor 2σ .

Full energy peak efficiency (of a semiconductor radiation detector)

The ratio of the number of events in the full energy peak of the spectral distribution to the total number of photons incident on the active detector volume during the same time interval.

Full width at fifth maximum

Same as full width at half maximum except that measurement is made at one-fifth of the maximum ordinate rather than one-half (N.B.: This definition should be written in its entirety).

Full width at half maximum (FWHM)

In a distribution curve comprising a single peak, the distance between the abscissae of two points on the curve whose ordinates are half of the ordinate of the peak.

Note. — If the curve considered comprises several peaks, a full width at half maximum exists for each peak (IEV 391-15-08).

Full width at tenth maximum (FWTM)

Same as full width at half maximum except that measurement is made at one-tenth of the maximum ordinate rather than one-half (IEC Publication 340).

FWFM (see *Full width at fifth maximum*)

FWHM (see *Full width at half maximum*)

FWTM (see *Full width at tenth maximum*)

Largeur de raie due au bruit

Contribution du bruit à la largeur à mi-hauteur d'un pic spectral (Publication 340 de la CEI).

Ligne de base (au maximum de l'impulsion)

Valeur instantanée que la tension aurait au moment du maximum de l'impulsion en l'absence de cette impulsion (Publication 340 de la CEI).

Mise en forme CR-RC (RC-CR)

Circuit de mise en forme incorporé dans un amplificateur possédant un simple filtre passe-haut et un simple filtre passe-bas consistant chacun en une capacité et une résistance (Publication 340 de la CEI).

*Niveau continu (voir Ligne de base)**Non-linéarité (d'un système amplificateur d'impulsions)*

Distorsion due à une déviation de la relation linéaire souhaitée entre les mesures déterminées des amplitudes des impulsions à la sortie et à l'entrée d'un système ou d'un dispositif.

Non-linéarité intégrale (NLI) (%)

Ecart par rapport à la réponse linéaire en amplitude exprimée en pourcentage de l'amplitude nominale maximale du signal de sortie (Publication 340 de la CEI).

Pic d'énergie totale (pour un spectre de photons monoénergétiques d'un système spectromètre à semicteur)

Distribution des événements dans le pic du spectre de distribution d'amplitudes représentant la réponse à une source de photons monoénergétiques.

Note. — Malgré d'autres définitions ou procédés pour soustraire le bruit de fond et les autres distorsions, l'intensité du pic d'énergie totale est définie comme n'incluant aucun événement qui sortirait des limites d'une distribution gaussienne d'un facteur supérieur à 2σ .

Porte

Dispositif ou élément qui, muni d'une ou plusieurs entrées spécifiques possède la propriété de permettre ou interdire le passage d'un signal.

Porte linéaire

Porte dont la présence n'affecte pas la linéarité du signal qui la passe.

Porteur (de charge)

Dans un semi-conducteur, électron de conduction libre ou trou mobile (VEI 391-10-53).

Pourcentage de la résolution en énergie (voir Résolution en énergie en pourcentage)

Gate

A device or element that, depending upon one or more specified inputs, has the ability to permit or inhibit the passage of a signal.

Geometry, detector (detector jargon)

The physical configuration of a solid-state detector.

Inactive region (of a semiconductor radiation detector)

A region of a detector in which charge created by ionizing radiation does not contribute significantly to the signal (IEC Publication 340).

Integral non-linearity (INL) (%)

The departure from the linear response expressed as a percentage of the maximum rated output pulse amplitude (IEC Publication 340).

Integrated (pulse) (pulse amplifier jargon)

A pulse that is passed through a low-pass network, such as a single RC network or a cascaded RC network (IEC Publication 340).

Integrating preamplifier

A pulse preamplifier in which individual pulses are intentionally integrated by passive or active circuits (IEC Publication 340).

Intrinsic semiconductor (I-type)

An effectively pure semiconductor in which, under conditions of thermal equilibrium, the charge carrier densities of each sign are nearly equal (IEV 391-05-02).

Note. — By extension, this term is incorrectly used to designate compensated semiconductors.

Inversion layer

For a given type of semiconductor, a surface layer of the opposite type (IEV 391-10-57).

Ionization detector

A radiation detector based on the use of ionization in the sensitive volume of the detector (IEV 391-08-06).

Junction (of a semiconductor radiation detector)

A transition layer between semiconductor regions of different electrical properties, or between a semiconductor and a superficial layer of different type. This layer is characterized by a potential barrier impeding the movement of charge carriers from one region to the other (IEV 391-10-42) (IEC Publication 340).

Junction depth (of a p-n semiconductor radiation detector)

The distance below the crystal surface at which the conductivity type changes.

Préamplificateur à intégration

Préamplificateur d'impulsions dans lequel les impulsions individuelles sont volontairement intégrées par des circuits passifs ou actifs (Publication 340 de la CEI).

Profondeur de jonction (d'un semicteur p-n)

La distance en dessous de la surface du cristal où le type de conductivité change.

Queue ou traînée (d'un pic monoénergétique)

Toute distorsion de la forme du pic qui n'entre pas dans les limites définissant l'intensité du pic d'énergie totale et qui ne doit pas provenir d'une source de radiation autre que la source monoénergétique en question.

Raie spectrale

Partie très pointue d'un spectre correspondant à une caractéristique particulière du rayonnement incident, habituellement l'énergie d'un rayonnement monoénergétique (Publication 340 de la CEI).

Rapport raie/bruit de fond

Rapport de l'intensité d'une raie monoénergétique à l'intensité du bruit de fond immédiatement adjacent (à cette raie).

Région de claquage (de la caractéristique d'une diode semi-conductrice)

L'entière région de la caractéristique tension-courant au-delà du début de claquage lorsque la grandeur de la tension inverse augmente.

Région ou zone partiellement morte (d'un semicteur)

Toute région ou zone, sur ou dans le détecteur, qui concourt à une impulsion de sortie plus petite que le pic d'énergie totale d'un rayonnement incident donné.

Réjection d'empilement

Technique utilisée pour identifier et rejeter les impulsions (signaux) qui sont empilés.

Rendement (d'un semicteur pour une source de rayonnement monoénergétique)

Rapport entre le nombre d'événements dans la distribution spectrale et le nombre total de photons qui arrivent sur le volume actif du détecteur pendant le même intervalle de temps.

Rendement d'un pic d'énergie totale (d'un semicteur)

Rapport entre le nombre d'événements dans le pic d'énergie totale d'une distribution spectrale et le nombre total de photons arrivant sur le volume actif du détecteur pendant le même intervalle de temps.

Résistance de charge (d'un semicteur)

Résistance faisant partie de l'impédance de charge (Publication 340 de la CEI).

Résistance de polarisation (d'un semicteur)

Résistance à travers laquelle la tension de polarisation est appliquée au semicteur (Publication 340 de la CEI).

Leakage current (of a semiconductor radiation detector)

The total detector current flowing at the operating bias in the absence of radiation.

Linear gate

A gate whose presence does not affect the linearity of the gated signal.

Line-to-background ratio (of a spectral line)

The ratio of the intensity of a monoenergetic line to the intensity of the background immediately adjacent to the line.

Lithium drifted semiconductor detector

A compensated semiconductor detector in which the compensated region is obtained by causing lithium ions to move through a P-type crystal under an applied electric field in such a way as to compensate the charge of the bound impurities (IEV 391-09-45).

Load impedance (of a semiconductor radiation detector)

The impedance shunting the detector, and across which the detector output voltage signal is developed (IEC Publication 340).

Load resistance (of a semiconductor radiation detector)

The resistive component of the load impedance (IEC Publication 340).

Modal channel

The modal channel is that channel in the distribution containing the largest number of counts.

Multichannel analyzer (MCA)

An analyzer with more than one channel, usually containing a sufficient number of channels to determine a distribution function of a group of signals by sorting the pulses into the various channels according to one of their characteristics (amplitude, duration, etc.) (IEV 391-11-32).

Noise linewidth

The contribution of noise to the width of a spectral peak.

Non-injecting contact (of a semiconductor radiation detector)

A contact at which the carrier density in the adjacent semiconductor material is not changed from its equilibrium value (IEC Publication 340).

Non-linearity (of a pulse amplifying system)

Distortion caused by a deviation from a desired linear relationship between specified measures of the output and input pulse amplitudes of a system or device.

Résolution en énergie (pourcentage) (voir Résolution en énergie en pourcentage)

Résolution en énergie (LMH) (d'un semicteur)

Contribution du semicteur (comprenant le bruit dû au courant de fuite), exprimée en unités d'énergie, à la LMH de la distribution en amplitude correspondant à un spectre d'énergie (Publication 340 de la CEI).

Résolution en énergie en pourcentage (d'un semicteur)

Cent fois la résolution en énergie divisée par l'énergie pour laquelle la résolution est spécifiée (Publication 340 de la CEI).

Restitution de la ligne de base (RLB)

Technique appropriée linéaire ou non linéaire utilisée pour accélérer le retour de la tension à sa ligne de base.

Semi-conducteur compensé

Semi-conducteur dans lequel les effets des impuretés d'un type donné sur le nombre volumique des porteurs de charge sont partiellement ou totalement annulés par les effets des impuretés du type opposé. Un tel semi-conducteur a des propriétés voisines de celles d'un semi-conducteur intrinsèque (VEI 391-05-03).

Semi-conducteur intrinsèque (type I)

Semi-conducteur pratiquement pur dans lequel, à l'équilibre thermodynamique, les nombres volumiques des porteurs de charge de chaque signe sont à peu près égaux (VEI 391-05-02).

Note. — Par extension, ce terme est improprement utilisé pour désigner les semi-conducteurs compensés.

Semicteur

Détecteur à ionisation utilisant un milieu semi-conducteur dans lequel un champ électrique permet la collection sur les électrodes de l'excédent des porteurs de charge produits par un rayonnement ionisant (VEI 391-08-13) (Publication 340 de la CEI).

Semicteur à barrière de surface

Semicteur dans lequel la barrière de potentiel due à la jonction résulte de la création en surface d'une couche d'inversion (VEI 391-09-42) (Publication 340 de la CEI).

Semicteur à transmission

Semicteur totalement déserté dont l'épaisseur, y compris les fenêtres d'entrée et de sortie, est suffisamment petite pour permettre aux particules chargées de le traverser complètement (Publication 340 de la CEI).

Semicteur à zone de déplétion totale (ou totalement déserte)

Semicteur dans lequel l'épaisseur de la zone de déplétion est pratiquement égale à l'épaisseur du matériau semi-conducteur (VEI 391-09-49) (Publication 340 de la CEI).

Semicteur compensé

Semicteur comportant une région constituée d'un semi-conducteur compensé, comprise entre une région de type P et une région de type N (VEI 391-09-44).

Ohmic contact (of a semiconductor radiation detector)

A purely resistive contact, i.e. one that has a linear voltage-current characteristic throughout its entire operating range (IEC Publication 340).

Overload pulse

Any signal which drives a section of the amplifying chain into saturation.

Paralyzable system

Any system or device whose response characteristics contain a region where the ratio of output to input count rate decreases with increasing input count rate.

Partially dead region or layer (of a semiconductor detector)

Any region or layer on or in the detector which contributes an output pulse which is less than the full energy peak for that incident radiation.

Per cent energy resolution (see Energy resolution [per cent])

Pile-up (in a counting assembly)

A phenomenon where a pulse occurs on the tail of the preceding pulse so as to result in an incorrect indication of the pulse amplitude. The pile-up can also result in failure to resolve some pulses (IEV 391-15-15).

Pile-up rejection

A technique used to identify and reject pulses (signals) which are piled up.

p-i-n detector

A detector consisting of an intrinsic or nearly intrinsic region between a p and n region.

Pole-zero cancellation

A pulse-shaping method, usually by means of a differentiator, eliminating undershoots of long duration (IEC Publication 340).

Pulse decay time (t_d)

The interval between the instants at which the instantaneous value last reaches specified upper and lower limits, namely, 90% and 10% of the peak pulse value unless otherwise stated. (In the case of a step function applied to an amplifier that has simple CR-RC shaping, the decay time is given by $t_d = 3.36 \text{ CR}$.)

Pulse amplifier

An electronic amplifier designed to provide within the limits of its normal operating characteristics a single output pulse for each input pulse (IEV 391-11-02).

SemictEUR compensé

SemictEUR dans lequel un type d'impuretés (par exemple le type donneur) annule partiellement les effets électriques de l'autre type d'impuretés (par exemple le type accepteur) (Publication 340 de la CEI).

SemictEUR compensé au lithium

SemictEUR compensé dont la région compensée est obtenue en provoquant, par application d'un champ électrique, la migration d'ions lithium dans un cristal de type P de façon à compenser la charge des impuretés liées au cristal (VEI 391-09-45) (Publication 340 de la CEI).

SemictEUR PIN

SemictEUR composé d'une région intrinsèque ou presque intrinsèque entre une région de type P et une région de type N (Publication 340 de la CEI).

Spectre (d'un rayonnement ionisant)

Distribution des valeurs d'une grandeur caractéristique d'un rayonnement, en général liée à l'énergie, par exemple le débit d'émission en fonction de l'énergie des particules émises (VEI 391-15-07) (Publication 340 de la CEI).

Système paralysable

Tout système ou dispositif dont les caractéristiques de réponse contiennent une zone dans laquelle le rapport du taux de comptage entre la sortie et l'entrée décroît avec l'augmentation du taux de comptage à l'entrée.

Temps de balayage des charges (d'un semictEUR) (voir *Temps de collection des charges*)

Temps de collection des charges (d'un semictEUR)

Par convention, temps nécessaire pour que le courant intégré dû aux charges collectées dans le semictEUR à la suite du passage d'une particule ionisante passe de 10% à 90% de sa valeur finale (VEI 391-10-59).

Temps de descente d'une impulsion (t_d)

Temps séparant les instants auxquels la valeur instantanée du front arrière de l'impulsion atteint des limites supérieures et inférieures spécifiées, c'est-à-dire 90% et 10% de l'amplitude sauf spécifications différentes.

Note. — Dans le cas où l'on applique une fonction échelon à un amplificateur qui a une simple mise en forme CR-RC, c'est-à-dire un filtre passe-haut et un filtre passe-bas RC ayant les mêmes constantes de temps, le temps de décroissance est donné par: $t_d = 3,36 CR$ (Publication 340 de la CEI).

Temps de montée d'une impulsion (t_m)

Temps séparant les instants auxquels la valeur instantanée du front avant de l'impulsion atteint des limites inférieures et supérieures spécifiées, c'est-à-dire 10% et 90% de l'amplitude sauf spécifications différentes.

Note. — Dans le cas où l'on applique une fonction échelon à un filtre passe-bas RC, le temps de montée est donné par $t_m = 2,2 RC$. Dans le cas où on applique une fonction échelon à un amplificateur qui a une simple mise en forme RC-CR, c'est-à-dire un filtre passe-haut et un filtre passe-bas ayant les mêmes constantes de temps, le temps de montée est donné par $t_m = 0,57 RC$ (Publication 340 de la CEI).

Pulse rise time (t_r)

The interval between the instants at which the instantaneous value first reaches specified lower and upper limits, namely, 10% and 90% of the peak pulse value unless otherwise specified. (In the case of a step function applied to an RC low-pass filter, the rise time is given by $t_r = 2.2 RC$. In the case of a step function applied to an amplifier that has simple CR-RC shaping, i.e., one high-pass and one low-pass RC filter of equal time constants, the rise time is given by $t_r = 0.57 RC$.)

Resolution, energy (per cent) (see *Energy resolution (per cent)*)

Semiconductor detector

An ionizing detector using a semiconductor medium in which an electric field is provided for the collection at the electrodes of the excess charge carriers produced by ionizing radiation (IEV 391-08-13).

Space-charge generation (in a semiconductor radiation detector)

The thermal generation of free charge carriers in the space-charge region.

Space-charge region (of a semiconductor radiation detector)

A region in which the net charge density is significantly different from zero (see also *Depletion region*).

Spectral line

A sharply peaked portion of the spectrum that represents a specific feature of the incident radiation, usually the full energy of a monoenergetic radiation.

Spectrum (radiation)

A distribution of the intensity of radiation as a function of energy or its equivalent electric analog (such as charge or voltage) at the output of a radiation detector.

Standard source diameter

The diameter of the X-ray emission source which is used to measure the response characteristics of the spectrometer. Unless otherwise specified, this is assumed to be a point source.

Standard working axis (of a semiconductor X-ray energy spectrometer)

A straight line drawn between the centre of the entrance window on the detector and the specified location of the source of X-rays.

Surface barrier contact

A rectifying contact that is characterized by a potential barrier associated with an inversion or accumulation layer; said inversion or accumulation layer being caused by surface charge resulting from the presence of surface states and/or work function differences.

Surface barrier semiconductor detector

A semiconductor detector in which the potential barrier due to the junction results from a superficial inversion layer (IEV 391-09-42).

Tension de claquage (d'une diode semi-conductrice)

La tension mesurée à un courant déterminé dans la région de claquage.

Tension de déplétion totale (d'un semicteur)

Tension inverse à partir de laquelle la zone de déplétion s'étend pratiquement à toute l'épaisseur du semi-conducteur.

Tension de polarisation (d'un semicteur)

Tension appliquée au semicteur pour produire le champ électrique permettant de collecter les charges des signaux (Publication 340 de la CEI).

Zone de charge d'espace (d'un semicteur)

Zone dans laquelle la densité de charge nette est très différente de zéro (voir aussi zone de déplétion) (Publication 340 de la CEI).

*Zone de déplétion (d'un semicteur)**Zone désertée (d'un semicteur)*

Région d'un semicteur qui constitue son volume utile. La plus grande partie de l'énergie perdue par les particules dans cette région peut contribuer à la formation du signal (VEI 391-10-56).

Zone inactive (d'un semicteur)

Région d'un semicteur dans laquelle la charge créée par le rayonnement ionisant ne contribue pas de façon significative à la charge du signal (Publication 340 de la CEI).

Zone morte (d'un semicteur)

Région d'un semicteur dans laquelle aucune partie notable de l'énergie perdue par les particules ne peut contribuer à la formation du signal (VEI 391-10-55).

Zone morte totale (d'un semicteur)

Région composée de tous les matériaux insensibles du système de détection que le rayonnement doit traverser pour atteindre le volume utile (Publication 340 de la CEI).

4. Symboles

A = intensité du pic monoénergétique, nombre total de coups dans le pic

A_b = nombre de coups de bruit de fond sous un pic

A_E = intensité d'énergie spectrale E d'un pic, nombre total de coups dans le pic d'énergie E

A_{Mn} = intensité de la raie K_{α} Mn rétrodiffusée

A_t = surface totale du pic, nombre de coups dans le pic et dans le bruit de fond

Sweep-out time, charge (of a semiconductor radiation detector) (see Charge collection time)

Tail or tailing (on a monoenergetic peak)

Any peak shape distortion which does not comply with the limits defining the full energy peak intensity and which does not come from a source of radiation other than the monoenergetic source in question.

Total depletion voltage (of a semiconductor detector)

The reverse voltage at which the depletion layer extends over essentially the whole thickness of the semiconductor.

Total detector dead layer (of a semiconductor detector)

All insensitive materials of the detector system which the radiation must penetrate to reach the sensitive volume (IEC Publication 596).

Totally depleted detector

A detector in which the thickness of the depletion region is essentially equal to the thickness of the semiconductor material.

Transmission semiconductor detector

A semiconductor detector whose thickness, including its entrance and exit windows, is sufficiently small to permit the radiation to pass completely through the detector (IEC 391-09-47).

Window (of a semiconductor radiation detector) (see Dead layer thickness)

Window amplifier (see Biased amplifier)

Working distance

The distance, measured along the working axis, between the source of X-rays and the outermost window on the detector.

4. Symbols

A = intensity of full energy monoenergetic peak; total number of counts in a full energy peak

A_b = number of counts in the background under a peak

A_E = intensity of spectral peak at energy E ; the total number of counts in the full energy peak of energy E

A_{Mn} = intensity of backscattered Mn K_α peak

A_t = total peak area, number of counts in the full energy peak, plus background

- a, b = constantes caractéristiques du bruit
- B = bande passante
- C = capacité
- C_d = capacité du détecteur
- C_c = capacité calibrée utilisée pour coupler un générateur d'impulsions à l'entrée du système
- C_{eff} = capacité d'entrée du préamplificateur
- C_f = capacité de contre-réaction dans la boucle d'intégration du préamplificateur sensible à la charge
- C_t = capacité totale à l'entrée du préamplificateur
- C_1 = nombre de coups moyen par canal d'un groupe de cinq canaux contigus centrés autour de l'énergie 5,4 keV dans la queue du spectre d'énergie de la raie K_α du Mn
- C_2 = identique à C_1 , mais à 4,5 keV
- C_3 = identique à C_1 , mais à 1 keV
- Δ = LMH d'un pic spectral monoénergétique
- Δ_E^A = LMH, exprimée en unités d'énergie, due au bruit de l'amplificateur
- Δ_N^A = LMH, exprimée en canaux, due au bruit de l'amplificateur
- Δ_Q^A = LMH, exprimée en unités de charge, due au bruit de l'amplificateur
- Δ_E^D = LMH, exprimée en unités d'énergie, due au bruit du détecteur
- Δ_N^D = LMH, exprimée en canaux, due au bruit du détecteur
- Δ_Q^D = LMH, exprimée en unités de charge, due au bruit du détecteur
- ΔE_{max} = la déviation maximale, en unités d'énergie, entre la mesure et la réponse idéale
- ΔN = changement, exprimé en nombre de canaux, du canal du centre du pic (modal)
- Δ_E^O = LMH, exprimée en unités d'énergie, due à tous les facteurs autres que le bruit électrique
- Δ_N^O = LMH, exprimée en canaux, due à tous les facteurs autres que le bruit électrique
- Δ_E^S = LMH d'un rayonnement incident monoénergétique, exprimée en unités d'énergie, incluant tous les effets du spectre

- a, b = constants characterizing noise
- B = bandwidth
- C = electrical capacitance
- C_d = detector capacitance
- C_c = calibrated capacitor used to couple a pulse generator to a circuit under test
- C_{eff} = effective input capacitance of a preamplifier
- C_f = feedback capacitance in the integrating loop of a charge-sensitive preamplifier
- C_i = total capacitance at a preamplifier input
- C_1 = the average number of counts per channel in five contiguous channels centred around the energy of 5.4 keV in the tail of a Mn K_α X-ray energy spectrum
- C_2 = same as C_1 except 4.5 keV
- C_3 = same as C_1 except 1 keV
- Δ = FWHM of a monoenergetic spectral peak
- Δ_E^A = FWHM, expressed in units of energy, due to amplifier noise
- Δ_N^A = FWHM, expressed in channels, due to amplifier noise
- Δ_Q^A = FWHM, expressed in units of charge, due to amplifier noise
- Δ_E^D = FWHM, expressed in units of energy, due to detector noise
- Δ_N^D = FWHM, expressed in channels, due to detector noise
- Δ_Q^D = FWHM, expressed in units of charge, due to detector noise
- ΔE_{max} = the maximum deviation, in units of energy, between the measured linearity curve and the ideal linear response curve
- ΔN = a shift, expressed in channels, of the peak centre (modal) channel
- Δ_E^O = FWHM, expressed in units of energy, due to all factors other than electrical noise
- Δ_N^O = FWHM, expressed in channels, due to all factors other than electrical noise
- Δ_E^S = FWHM for monoenergetic incident radiation, expressed in units of energy, including all spectral broadening effects

- Δ_N^S = LMH d'un rayonnement incident monoénergétique, exprimée en canaux, incluant tous les effets du spectre
- Δ_E^T = LMH, exprimée en unités d'énergie, résultant des effets combinés du détecteur et du bruit de l'amplificateur
- Δ_N^T = LMH, exprimée en canaux, résultant des effets combinés du détecteur et du bruit de l'amplificateur
- Δ_Q^T = LMH, exprimée en unités de charge, résultant des effets combinés du détecteur et du bruit de l'amplificateur
- E = énergie de la particule ou du photon
- ε = énergie moyenne nécessaire pour créer une paire d'électrons-trou dans un semi-conducteur
- e = charge de l'électron
- E_F = énergie correspondant à l'étendue linéaire maximale de sortie du spectromètre
- e_{ni} = tension efficace du bruit équivalente appliquée à l'entrée du préamplificateur
- e_{no} = tension efficace de bruit
- e_{qi} = valeur efficace de bruit, en unités de charge, à l'entrée de l'amplificateur
- F = facteur de Fano, le rapport de la dispersion (carré de la déviation standard) de la statistique réelle (vraie ou empirique) des charges en mouvement à la dispersion statistique calculée par la loi de Poisson
- G_B = gain de l'amplificateur à seuil (sans dimension)
- φ = densité spectrale de bruit
- i = courant de bruit du détecteur
- I = courant électrique
- I_d = courant de fuite du détecteur
- I_o = courant gaussien de bruit équivalent d'une diode dans une bande de fréquence spécifiée
- NLI = non-linéarité intégrale, déviation maximale de la linéarité exprimée en un pourcentage de l'amplitude nominale maximale de sortie
- k = constante de Boltzmann
- K = constante permettant de relier la LMH en unités d'énergie à la LMH en unités de charge
- L_D = non-linéarité différentielle d'un amplificateur

- Δ_N^S = FWHM for monoenergetic incident radiation, expressed in channels, including all spectral broadening effects
- Δ_E^T = FWHM, expressed in units of energy, due to the combined effect of detector and amplifier noise
- Δ_N^T = FWHM, expressed in channels, due to the combined effect of detector and amplifier noise
- Δ_Q^T = FWHM, expressed in units of charge, due to the combined effect of detector and amplifier noise
- E = energy of a particle or photon
- ε = average energy required to form one hole-electron pair in a semiconductor
- e = electron charge
- E_F = the energy corresponding to the maximum linear output of a spectrometer
- e_{ni} = equivalent root-mean-square noise voltage referred to the preamplifier input
- e_{no} = root-mean-square noise voltage
- e_{qi} = root-mean-square noise in units of charge at the amplifier input
- F = Fano factor, the ratio of the dispersion (square of the standard deviation) of real (or actual, true, empirical) statistics of charge carriers to the dispersion of calculated Poisson statistics
- G_B = gain of a biased amplifier (dimensionless)
- ϕ = noise spectral power density
- i = detector noise current
- I = electric current
- I_d = detector leakage current
- I_o = diode equivalent Gaussian noise current in a specified frequency band
- INL = integral non-linearity; the maximum deviation from linearity expressed as a percentage of the maximum linear output
- k = Boltzmann's constant
- K = constant relating FWHM in units of energy to FWHM in units of charge
- L_D = differential non-linearity of an amplifier

- L_i = non-linéarité différentielle d'un amplificateur à seuil
 L_I = non-linéarité intégrale d'un amplificateur
 N = numéro de canal correspondant au maximum d'un pic d'un spectre monoénergétique
 N_{avg} = nombre moyen de coups dans tous les canaux d'un analyseur d'amplitude multicanal
 N_B = nombre équivalent de canaux supprimés par un amplificateur à seuil
 N_p = nombre total de coups dans le canal central (modal) de la raie K_α du Mn du spectre d'énergie du Mn
 N_x = nombre de coups dans le canal X d'un multicanal analysant un spectre d'amplitude
 P_1 = rapport pic/traînée à 5,4 keV du spectre d'énergie de la raie K_α du Mn
 P_2 = rapport pic/traînée à 4,5 keV du spectre d'énergie de la raie K_α du Mn
 P_3 = rapport pic/traînée à 1 keV du spectre d'énergie de la raie K_α du Mn
 Q = charge électrique
 R = résistance électrique
 R_c = résistance utilisée en parallèle avec C_c pour effectuer l'annulation pole-zéro
 R_f = résistance en parallèle avec C_f (utilisée pour stabiliser le point de fonctionnement du premier élément actif du préamplificateur)
 r_i = valeur du taux à l'entrée du système ou du dispositif
 R_L = résistance de charge du détecteur
 r_o = valeur du taux à la sortie du système ou du dispositif
 S_L = stabilité de sortie de l'amplitude d'impulsions
 S_M = sensibilité de l'analyseur multicanal ou du système de conversion analogique numérique, exprimée en unités d'énergie d'eV/canal
 T = température absolue
 t_c = temps de collection des charges dans un détecteur
 t_d = temps mort dans un dispositif ou un système
 t_e = temps de montée d'un détecteur résultant de la combinaison des effets du temps de collection des charges et du temps de montée électrique du détecteur

- L_i = integral non-linearity of a biased amplifier
- L_1 = integral non-linearity of an amplifier
- N = channel number corresponding to the maximum of a monoenergetic spectral peak
- N_{avg} = average number of counts in all channels of a multichannel pulse-height analyzer spectrum
- N_B = equivalent number of channels suppressed by a biased amplifier
- N_p = the total number of counts in the modal (peak centre) channel of the Mn full energy peak from a Mn K_α X-ray energy spectrum
- N_x = number of counts in channel X of a multichannel pulse-height analyzer spectrum
- P_1 = the peak-to-tail ratio at 5.4 keV for a Mn K_α X-ray energy spectrum
- P_2 = the peak-to-tail ratio at 4.5 keV for a Mn K_α X-ray energy spectrum
- P_3 = the peak-to-tail ratio at 1 keV for a Mn K_α X-ray energy spectrum
- Q = electric charge
- R = electrical resistance
- R_c = resistor used in parallel with C_c to effect pole-zero cancellation
- R_f = a resistor in parallel with C_f (used to stabilize the operating point of the first active element in a preamplifier)
- r_i = input data rate to a system or device
- R_L = detector load resistor
- r_o = output data rate of a system or device
- S_L = output pulse-height stability
- S_M = sensitivity of MCA or ADC/computer system expressed in energy units of eV/channel
- T = absolute temperature
- t_c = charge collection time in a detector
- t_d = dead time in a device or system
- t_e = observed detector rise time due to the combined effects of the charge collection time and detector electrical rise time

- t_p = temps de montée électrique du détecteur
 t_r = temps de montée (10% à 90%)
 τ = constante de temps
 τ_c = constante de temps d'un circuit CR utilisé pour représenter la montée d'une impulsion d'un semicteur
 τ_d = constante de temps de décroissance
 t_w = largeur d'une impulsion, en unités de temps, où la ligne de base est définie par le niveau du seuil du discriminateur
 V = tension électrique
 V_a = amplitude de tension à la sortie de l'amplificateur
 V_d = seuil de tension du détecteur
 V_D = tension de déplétion
 V_p = variation d'amplitude de tension appliquée à C_c par une impulsion du générateur
 W_E = index d'atténuation de la fenêtre à l'énergie E déterminé par le spectre d'une cible normalisée excitée avec du ^{55}Fe
 X = numéro du canal, d'un analyseur multicanal (AMC) ou de la visualisation d'un calculateur, du spectre d'énergie des photons
 Z = nombre atomique
 Z_0 = impédance caractéristique
 λ = longueur d'onde caractéristique associée à une raie X
 δ_E^S = LDH d'un rayonnement incident monoénergétique, exprimée en unités d'énergie, incluant tous les effets du spectre
 δ_N^S = LDH d'un rayonnement incident monoénergétique, exprimée en canaux, incluant tous les effets du spectre
 δ_E^T = LDH, exprimée en unités d'énergie, résultant des effets combinés du détecteur et du bruit de l'amplificateur
 δ_E^O = LDH, exprimée en unités d'énergie, due à tous les facteurs autres que le bruit électrique
 δ_N^T = LDH, exprimée en canaux, résultant des effets combinés du détecteur et du bruit de l'amplificateur

- t_p = detector electrical rise time
 t_r = rise time (10% to 90%)
 τ = time constant
 τ_c = time constant of a CR network used to simulate the rise of a pulse from a radiation detector
 τ_d = decay time constant
 t_w = width of a pulse, in time units, at the baseline established by the discriminator threshold level
 V = electric voltage
 V_a = amplitude of amplifier output voltage
 V_d = detector bias voltage
 V_D = depletion voltage
 V_p = amplitude of the voltage step impressed on C_c by the pulse generator
 W_E = window attenuation index at energy E as determined by the spectrum from a standard target excited with ^{55}Fe
 X = channel number in a multichannel analyzer (MCA) or computer display of a photon energy spectrum
 Z = atomic number
 Z_0 = characteristic impedance
 λ = the characteristic wavelength associated with an X-ray photon
 δ_E^S = FWTM for monoenergetic incident radiation, expressed in units of energy, including all spectral broadening effects
 δ_N^S = FWTM for monoenergetic incident radiation, expressed in channels, including all spectral broadening effects
 δ_E^T = FWTM, expressed in units of energy, due to the combined effect of detector and amplifier noise
 δ_E^O = FWTM, expressed in units of energy, due to all factors other than electrical noise
 δ_N^T = FWTM, expressed in channels, due to the combined effects of detector and amplifier noise

5. Introduction

5.1 Système détecteur

Un semicteur est comparable à une chambre d'ionisation dans laquelle le gaz a été remplacé par un solide. La figure 1, page 82, illustre la configuration de ce type de détecteur et de son préamplificateur. Le détecteur est constitué d'un cristal semi-conducteur disposé entre deux électrodes conductrices. Une différence de potentiel appliquée aux électrodes produit un champ électrique dans le semi-conducteur. Lorsqu'un photon X pénètre dans le semi-conducteur, il crée des porteurs de charge libres dont le nombre est proportionnel à l'énergie qu'il a perdue. Il résulte du déplacement des charges sous l'influence du champ électrique une impulsion de courant dans le circuit extérieur. Ce courant constitue l'information de base du signal, et l'intégration de cette impulsion de courant est proportionnelle à l'énergie perdue par le rayon X. Les impulsions sont dirigées vers un analyseur d'amplitude multicanal (AMC) où elles sont triées et stockées en fonction de leurs amplitudes pour constituer un spectre correspondant au spectre d'énergie du rayonnement X. L'AMC peut être un appareil intrinsèquement spécialisé ou un convertisseur analogique-numérique (CAN) relié à un ordinateur par une interface.

Les matériaux constitutifs des semi-conducteurs le plus souvent utilisés en spectrométrie X (par exemple le silicium et le germanium) ne doivent pas avoir une trop grande résistivité pour s'opposer aux champs électriques élevés mais, toutefois, les courants de fuite ne devront pas être excessifs. Il est par conséquent nécessaire d'employer des techniques particulières pour limiter le débit de courant à travers le semi-conducteur. On y arrive en utilisant, comme volume sensible de détection, la région de charge d'espace d'une jonction polarisée en inverse. Le silicium et le germanium sont les seuls matériaux semi-conducteurs actuellement disponibles ayant suffisamment de perfection cristalline et de pureté pour être couramment utilisés dans ce type de dispositifs, bien que les études sur d'autres semi-conducteurs tels que l'HgI₂, CdTe et GaAs soient en progrès.

Bien que les cristaux de Si et Ge puissent être obtenus sous une forme très pure, le niveau d'impuretés électriques actives est parfois trop élevé pour permettre la réalisation de grands détecteurs. Cette limitation peut être surmontée en utilisant des ions mobiles de lithium pour compenser les impuretés électriques actives. Si la technique de compensation par le lithium est utilisée, le semi-conducteur de germanium est soumis à des problèmes de stabilité du fait que la compensation peut être très instable à la température ambiante et, c'est pourquoi, le germanium compensé au lithium doit être conservé à très basse température. Dans le cas du silicium, la compensation est pratiquement stable avec un niveau de stabilité dépendant de la présence d'autres impuretés dans le cristal et des détails techniques de sa fabrication.

Du fait qu'il n'existe pas de gain interne dans ce type de semicteur, le problème du bruit dans le détecteur et dans les circuits du préamplificateur est d'importance, particulièrement aux basses énergies X. En conséquence, le semicteur ainsi que le premier étage du préamplificateur sont habituellement utilisés à basse température de façon à réduire le bruit de fond thermique.

La résolution en énergie est une des caractéristiques les plus importantes d'un spectromètre d'énergie X du fait qu'elle détermine son aptitude à séparer des raies très voisines. La figure 2, page 83 montre la séparation K_{α} des éléments adjacents en fonction des nombres atomiques.

5. Introduction

5.1 *Detector system*

A semiconductor detector is analogous to a gas ion chamber in which the gas has been replaced by a solid. Figure 1, page 82, illustrates this type of detector and its preamplifier configuration. The detector consists of a semiconducting crystal between two conducting electrodes. A potential difference is established between the electrodes thereby producing an electric field in the semiconductor. When an X-ray photon enters the semiconductor it produces free charge carriers in the crystal, the number of which is proportional to the energy lost by the X-ray photon. The charge motion resulting from the influence of the electric field produces an induced current pulse in the external circuit. This current represents the basic signal information and the integrated current pulse is proportional to the energy lost by the X-ray. The pulses are routed to a multichannel pulse-height analyzer (MCA) where they are sorted and stored according to the amplitude distribution to produce a pulse-height spectrum that corresponds to the X-ray energy spectrum. The MCA may be a dedicated instrument or an analog-to-digital converter (ADC) interfaced to a computer.

The semiconductor materials which are most frequently used for X-ray spectrometers (i.e., silicon and germanium) do not have sufficiently high resistivity to withstand large electric fields without excessive leakage currents. It is therefore necessary to use special techniques to limit the current flow through the semiconductor device. This is usually accomplished by utilizing the space charge region of a reverse biased diode junction as the detector sensitive volume. Silicon and germanium are the only semiconductor materials which are presently available with sufficient crystalline perfection and purity to be generally useful for this type of device, although work is progressing on other semiconductors such as HgI_2 , CdTe and GaAs .

Although both Si and Ge crystals are available in very pure form, the electrically active impurity level is sometimes too high to allow fabrication of usefully large detectors. This limitation can be overcome by using mobile lithium ions to compensate the electrically active impurities. If the lithium compensation technique is used, the germanium semiconductor device is subject to inherent stability problems since the compensation can be classed as highly unstable at room temperature and therefore lithium-compensated germanium devices must be stored at reduced temperatures. In silicon the compensation is quasi-stable, with the degree of stability depending on the presence of other impurities in the crystal and on the details of the device fabrication.

Since there is no internal gain in the type of semiconductor detector considered here, the problem of noise in the detector and in the preamplifier circuits is significant, particularly at low X-ray energies. Consequently, both the semiconductor detector and first stage of the preamplifier are usually operated at low temperature to reduce the thermal noise.

Energy resolution is one of the most important characteristics of an X-ray energy spectrometer since it sets the limit on the ability to resolve closely spaced lines. Figure 2, page 83, shows the K_α separation of adjacent elements as a function of atomic number.

Pour comparer les appareils, il faut également examiner d'autres caractéristiques, d'autant que l'amélioration de la résolution en énergie peut être obtenue au détriment d'autres paramètres importants comme le taux de comptage, la stabilité du gain et la taille du détecteur (rendement).

La limite résultant de l'incertitude statistique découlant du phénomène selon lequel l'énergie d'un rayon X incident produit des porteurs de charges libres constitue une limite fondamentale à la résolution en énergie; elle est examinée en détail au paragraphe 5.2.

Le bruit du détecteur et du préamplificateur affecte également la résolution; il est examiné aux paragraphes 5.3 et 5.4. La perte des charges due au piégeage et la recombinaison peut également avoir des effets significatifs sur la qualité spectrale. L'élargissement du pic dû à la perte des charges augmente typiquement avec l'augmentation en énergie du fait que la fluctuation dans le nombre des charges piégées augmente d'habitude avec la charge totale. Les régions ou couches «partiellement mortes» peuvent également entraîner une distorsion spectrale dans la forme des extrémités de basse énergie, des non-linéarités et la perte de rendement du détecteur aux basses énergies. Ces effets sont décrits au paragraphe 5.5.

La stabilité électronique est un paramètre important qui comprend non seulement la stabilité du préamplificateur, mais aussi toutes les autres parties du système, comme l'amplificateur principal et l'analyseur d'amplitude multicanal.

Les effets des forts taux de comptage comme l'empilement et les variations du niveau continu sont également importants. A chaque événement il se produit une impulsion dans l'ensemble amplificateur, des niveaux continus sont perturbés dans tout le système et demandent un certain temps pour revenir à leurs valeurs initiales. Si un autre événement apparaît dans cet intervalle de temps, l'amplitude de son impulsion de sortie peut être altérée, ce qui contribue à la distorsion spectrale.

5.2 Limite statistique de la résolution

En appliquant la statistique de Poisson au phénomène de la perte d'énergie X et la formation de porteurs de charges libres, on peut calculer la largeur statistique d'un pic X monoénergétique par la relation $LMH = 2,35\sqrt{\varepsilon E}$, où E est l'énergie du rayon incident et ε l'énergie moyenne nécessaire pour créer une paire libre d'électron-trou. Les valeurs habituelles de ε à 77 K sont de 3,8 eV/paire pour le silicium et 3,0 eV/paire pour le germanium. En réalité, le processus de création de la charge ne suit pas la loi de Poisson parce que les multiples événements qui surviennent dans le processus de perte d'énergie sont corrélés. C'est pourquoi la formule statistique est habituellement modifiée par l'insertion d'un facteur F de correction (facteur de Fano) d'où l'expression $LMH = 2,35\sqrt{\varepsilon F E}$. Cela corrige le fait que la largeur observée est nettement moindre que ne le prévoit la loi de Poisson. Pour le silicium et le germanium, F n'est pas connu avec précision, mais l'expérience donne comme limites de 0,05 à 0,15.

Puisqu'il n'est pas possible de mesurer le facteur de Fano et la largeur de résolution correspondant à la capture unique d'un porteur de charge, les deux effets sont fréquemment confondus dans la valeur fixée pour F . Cela revient à supposer que la perte de charge (capture) est une fraction constante de la charge libre créée.

5.3 Bruit du préamplificateur

Le bruit du préamplificateur a de nombreuses causes. L'une est le bruit thermique du transistor d'entrée à effet de champ (TEC du préamplificateur) (voir figure 1, page 82). Il est habituellement réduit en refroidissant le transistor à effet de champ et en le

In comparing instruments it is necessary also to examine the other specifications, since improved energy resolution may be provided at the expense of other important parameters such as count-rate capability, gain stability, and detector size (efficiency).

The limit resulting from the statistical uncertainty involved in the process whereby the incident X-ray energy produces free charge carriers is a fundamental limit on energy resolution and is discussed in detail in Sub-clause 5.2.

Preamplifier and detector noise also affect the resolution and are examined in Sub-clauses 5.3 and 5.4. Charge loss from trapping and recombination can also have significant effects on the spectral quality. The peak-width broadening from charge loss typically increases with increasing energy since the fluctuation in the amount of charge trapped usually increases with total charge. "Partially dead" regions or layers can also produce spectral distortion in the form of low energy tails, non-linearities, and loss of detector efficiency at low energies. These effects are described in Sub-clause 5.5.

Electronic stability is an important variable which includes not only the stability of the preamplifier, but also that of other parts of the system, such as the main amplifier and the MCA.

Effects of high count-rate such as pulse pile-up and d.c. level shifts are also important. Every time an event produces a pulse in the amplifying equipment, the d.c. levels throughout the system are perturbed and take some time to return to their original values. If another event occurs within this time interval, its effective output pulse height may be altered, thereby contributing to spectral distortion.

5.2 *Statistical limit of resolution*

If Poisson (random) statistics are applied to the process of the X-ray energy loss mechanism by free charge carrier formation, then it would be possible to calculate the statistical broadening of a monoenergetic X-ray peak from $\text{FWHM} = 2.35\sqrt{\varepsilon E}$, where E is the energy of the incident radiation and ε is the average energy required to create a free electron-hole pair. Frequently used values of ε at 77 K are 3.8 eV/pair for silicon and 3.0 eV/pair for germanium. In fact, the charge production process does not follow Poisson statistics because the multiple events that occur in the energy loss process are correlated. Therefore, the statistical formula is usually modified by inserting a correction factor F (called the Fano factor), resulting in the expression $\text{FWHM} = 2.35\sqrt{\varepsilon F E}$. This corrects for the fact that the observed broadening is substantially less than that predicted by Poisson statistics. For Si and Ge, F is not accurately known, but measurements have indicated limits between 0.05 and 0.15.

Since it is not possible to measure the Fano factor and the resolution broadening caused by charge carrier trapping independently, the two effects are frequently combined in the value assumed for F . This is equivalent to the assumption that the charge loss (trapping) is a constant fraction of the free charge created.

5.3 *Preamplifier noise*

Preamplifier noise arises from a number of sources. One is the thermal noise in the input field effect transistor (FET) of the preamplifier (see Figure 1, page 82). This is usually minimized by cooling the FET and using selected FETs. With regard to the FET

sélectionnant. Quant à la contribution du transistor à effet de champ, le rapport signal sur bruit (S/n) décroît avec l'augmentation de la capacité totale à son entrée et, par conséquent, avec l'augmentation de la surface du détecteur. Ainsi, il y a un important compromis entre la taille du détecteur et le rapport S/n observé. Les capacités parasites affectent également le rapport S/n. En conséquence, la configuration physique du détecteur et son assemblage avec le préamplificateur demandent des précautions. Les résistances R_f et R_L du circuit représenté sur la figure 1a, page 82, peuvent être également des sources importantes de bruit. En vue de diminuer l'effet de capacité parasite et de bruit de résistance, C_c et R_L sont généralement supprimées par un couplage direct du détecteur à l'entrée du premier TEC comme le montre la figure 1b, page 82. Ainsi tout le courant dû aux radiations est contraint de traverser R_f ou la forte impédance d'entrée du transistor à effet de champ. Cela peut modifier le point de fonctionnement du TEC et le gain global du système, à moins qu'il n'y ait une contre-réaction continue suffisante par R_f pour maintenir la stabilité requise du taux de comptage et du gain. Plus est grande la résistance R_f de contre-réaction, plus est petite sa contribution au bruit, mais moins le produit taux de comptage-énergie est représentatif. Cela amène à choisir un compromis entre l'augmentation de la contribution du bruit à la résolution et le fonctionnement à haut taux de comptage.

A cet égard, il convient de remarquer qu'il est insuffisant de ne spécifier que l'aptitude au taux de comptage, car c'est le produit du taux de comptage par l'énergie moyenne du rayonnement qui est important, par exemple les X de 100 keV présentent 20 fois plus de problèmes de comptage que dans le cas des X de 5 keV. D'autres systèmes de contre-réaction plus évolués comme la contre-réaction optique, la contre-réaction continue ou la contre-réaction optique pulsée peuvent être utilisés à la place de R_f et sont employés couramment pour réduire le bruit. Cependant, ces techniques impliquent des compromis identiques entre la résolution et le comptage.

La figure 3, page 84, montre les effets combinés du bruit du préamplificateur et de la statistique pour deux valeurs du facteur de Fano, du bruit de l'amplificateur et de ε . La contribution du préamplificateur est indépendante de l'énergie tandis que la largeur statistique varie comme la racine carrée de l'énergie. A un niveau de bruit de l'ordre de 400 eV, le bruit du préamplificateur domine sur la totalité de la zone d'intérêt pour les raies K des éléments stables, tandis qu'avec un bruit de 100 eV, le bruit et les effets statistiques équivalent à peu près à l'énergie d'un photon de 3,7 keV.

5.4 Bruit du détecteur

Le courant de fuite dans le détecteur et le bruit Johnson dans la résistance additionnelle du détecteur peuvent aussi contribuer au bruit du système et à l'élargissement de la résolution. Dans les systèmes spectromètres X intégrés, il n'est pas possible de distinguer sans ambiguïté les sources de bruit séries (par exemple, le bruit série du TEC) des sources de bruit parallèles, telles que le courant de fuite du détecteur, de la résistance de contre-réaction et de la microphonie. Alors que le bruit parallèle prédomine aux basses fréquences, quelques indications de la présence du bruit du courant du détecteur ou du bruit de l'excès de contre-réaction peuvent être obtenues par l'examen du bruit en fonction de la bande passante de l'amplificateur.

5.5 Pertes de charges

La perte par capture de porteurs de charge libres dans un cristal semi-conducteur peut être une cause importante de la distorsion spectrale. L'augmentation de la largeur du pic découlant de cet effet est proportionnelle à l'énergie du rayon X et, par conséquent, plus prononcée aux plus hautes énergies. La capture de la charge, qui est une fonction de la

contribution, the signal-to-noise ratio (S/n) decreases with increasing total capacitance at the FET gate and therefore decreases with increasing detector area. Thus, there is an important compromise between detector size and the observed S/n. Parasitic capacitance also affects S/n. Consequently, the physical configuration of the detector and preamplifier package is critical. The resistors R_f and R_L shown in the circuit of Figure 1a, page 82, also can be important sources of noise. In order to minimize the effect of stray capacitance and resistor noise, C_c and R_L are usually eliminated by d.c. coupling the detector to the gate of the first FET as in Figure 1b, page 82. Hence all of the current caused by the radiation must flow through R_f or the high impedance gate of the field effect transistor. This can change the FET operating point and the overall gain of the system, unless there is sufficient d.c. feedback via R_f to provide the required count-rate versus gain stability. The greater the feedback resistance (R_f) the smaller the resistor noise contribution but the poorer the count-rate energy product capability. This presents an important compromise consideration between noise broadening of the resolution and performance at high count-rates.

In this respect, it should be pointed out that it is not enough to specify just the simple count-rate capability because it is the product of count-rate and average radiation energy which is important, for example 100 keV X-rays present 20 times the count-rate problem of 5 keV X-rays. Other more sophisticated feedback mechanisms such as optical feedback, d.c. feedback, or pulsed optical feedback can be used in place of R_f and are in common usage as methods for reducing noise. However, these techniques also involve similar resolution versus count-rate compromises.

Figure 3, page 84, shows the combined effects of preamplifier noise and statistics for two values of Fano factor, amplifier noise and ϵ . The preamplifier contribution is independent of energy, while the statistical broadening varies as the square root of the energy. At a noise level of about 400 eV, the preamplifier noise dominates over the entire range of interest for the K-lines of the stable elements, while with 100 eV noise, the noise and statistical effects are about equal at the photon energy of 3.7 keV.

5.4 *Detector noise*

Leakage current in the detector element and Johnson noise in the detector series resistance can also contribute to system noise and resolution broadening. In integrated X-ray spectrometer systems, it is usually not possible to distinguish unambiguously between series noise sources (e.g., the FET series noise) and parallel noise sources such as detector leakage current, feedback resistor, and microphonics. Since the parallel noise predominates at lower frequencies, some indication of the presence of detector current noise or excess feedback noise can be obtained by examining the noise as a function of amplifier passband.

5.5 *Charge loss*

Loss of free charge carriers because of trapping in the semiconductor crystal can be a significant source of spectral distortion. The peak width broadening from this effect is proportional to the energy of the X-ray and therefore more pronounced at higher energies. Charge trapping, which is a function of detector bias voltage, frequently results

tension de polarisation du détecteur, apparaît souvent dans les queues de basse énergie des raies spectrales monoénergétiques. L'effet est cependant souvent plus facilement apparent dans la largeur au dixième de la hauteur (LDH) que dans la largeur à mi-hauteur (LMH) du pic. Les rapports pic sur vallée des raies X $K_{\alpha} - K_{\beta}$ sont aussi assez sensibles à cet effet. La caractéristique de la LDH du système est plus importante qu'il ne semble à première vue. Par exemple, si l'on cherche à déterminer une contribution de 10% d'une raie de fluorescence X d'un élément en présence d'une contribution de 90% de l'élément suivant, la LDH est plus utile que la LMH.

Les fenêtres et les zones mortes, même quand elles ne sont pas une partie intime de l'élément détecteur, contribuent à la diminution du rendement dans les basses énergies X. En outre, la perte de la charge dans les «zones partiellement mortes» comme la partie du détecteur adjacente à la fenêtre d'entrée peut provoquer à la fois une perte de rendement dans le pic d'énergie totale, une distorsion spectrale indésirable dans la forme de la queue à basse énergie, des pics fantômes et de la non-linéarité.

Puisque la plupart des problèmes de perte de charges surviennent fréquemment autour de la périphérie extérieure de la zone active du détecteur, ces problèmes dépendent de la géométrie source-détecteur employée dans la mesure. Par conséquent, pour les paramètres de spécification où la perte de la charge est une variable, il est essentiel de définir la géométrie source-détecteur. Cette géométrie peut être convenablement définie en termes d'axe de travail, de distance de travail et de diamètre de source normalisée. Pour les détecteurs utilisés en micro-analyse, la normalisation du diamètre de la source n'a pas d'intérêt (source ponctuelle).

Pour les mesures décrites ici, il est souhaitable d'établir une distinction entre le mouvement propre et les formes non idéales du pic telles que les asymétries, les queues, les pics fantômes, etc. Tel qu'on l'utilise ici, le terme mouvement propre se réfère uniquement à une réponse spectrale non idéale résultant du rayonnement qui ne ferait pas partie de la raie X monoénergétique étudiée.

5.6 *Stabilité électronique et bruit extérieur*

La stabilité du gain du système et l'importance du bruit découlant des effets électriques parasites ou de la microphonie peuvent modifier les qualités du système. La LDH est en général plus affectée par ces problèmes que la LMH.

5.7 *Effets du taux de comptage*

5.7.1 *Considérations sur la forme de l'impulsion et la distorsion par empilement*

En vue d'optimiser le rapport signal sur bruit et pour obtenir un taux de comptage raisonnable, il est nécessaire de limiter à la fois en bas et en haut la bande passante de l'amplificateur. A un taux de comptage donné, la largeur (en temps) de l'impulsion résultante déterminera la probabilité que l'impulsion précédente ou suivante soit déformée par empilement sur l'impulsion ou sur sa traînée. Le choix du type d'impulsion et les constantes de temps qui lui sont associées impliquent cependant un compromis important entre une résolution optimale en énergie à faible taux de comptage et le fonctionnement du système à fort taux de comptage. Le bruit du préamplificateur peut être souvent diminué en utilisant des constantes de temps relativement importantes ($\approx 10 \mu\text{s}$) par rapport à la durée de l'impulsion. Cependant, la constante de temps optimale résultante pour un bruit minimal peut être incompatible avec les exigences du taux de comptage de l'utilisateur. En conséquence, les spécifications de la résolution en énergie devront toujours être accompagnées soit de l'indication du taux de comptage maximal et des informations détaillées sur la forme de l'impulsion, soit d'une description détaillée de la

in low energy tails on monoenergetic spectral lines. The effect is therefore often more readily apparent in the full width at tenth maximum of the peak height (FWTM) than in the FWHM of the spectral peak. The peak-to-valley ratios of $K_{\alpha} - K_{\beta}$ X-ray lines are also quite sensitive to this effect. The FWTM performance of the system is more important than it might appear on superficial examination. For example, if it is desired to determine a 10% X-ray fluorescence contribution from one element in the presence of a 90% contribution from the next higher element, the FWTM is more relevant than the FWHM.

Windows and dead layers, even when not an intimate part of the detector element, contribute to loss of efficiency at low X-ray energies. In addition, charge loss in "partially-dead" layers in the portion of the detector adjacent to the entrance window can result in both a loss of full energy peak efficiency and in undesirable spectral distortion in the form of a low energy tail, spurious peaks, and non-linearity.

Since major charge loss problems frequently occur around the outer periphery of the detector active area, these problems tend to be very sensitive to the source-detector geometry employed in the measurement. Consequently, for specification parameters where charge loss is a key variable, it is essential to define the source-detector geometry. This geometry can be conveniently defined in terms of the standard working axis, standard working distance, and standard source diameter. For detectors used in microanalysis applications, the standard source diameter is negligible (a point source).

For the measurements described herein, it is desirable to make a distinction between background and non-ideal peak shapes such as asymmetries, tails, spurious peaks, etc. As used herein, the term background will refer only to non-ideal spectral response which results from radiation that is not a part of the monoenergetic X-ray line of interest.

5.6 *Electronic stability and extraneous noise*

The gain stability of the system and excess noise from spurious electrical effects or from microphonics can affect the performance of the system. The FWTM is frequently more sensitive to these problems than the FWHM.

5.7 *Count-rate effects*

5.7.1 *Pulse-shape considerations and distortion by pulse pile-up*

In order to optimize the signal-to-noise ratio as well as to provide reasonable count-rate capability, it is necessary to restrict both the upper and lower limits of the amplifier passband. At any given count-rate, the width (in time) of the resulting pulse will determine the probability that the preceding or succeeding pulse will be distorted by pulse-on-pulse or pulse-on-tail pile-up. Choice of the type of pulse shaping and the time constants associated with the pulse therefore involves an important compromise between optimum energy resolution at low count-rates and the performance of the system at high count-rates. Preamplifier noise can frequently be minimized by using relatively long pulse shaping time constants ($\approx 10 \mu\text{s}$). However, the resulting optimum shaping time constant for minimum noise can be inconsistent with the count-rate requirements of the user. Consequently, energy resolution specifications should always be accompanied by either the maximum applicable count-rate and detailed information on the pulse shape, or a detailed description of the change in FWHM and FWTM as a function of count-rate at a specified energy. The latter description of performance is particularly useful in cases

la modification entre la LMH et LDH en fonction du taux de comptage à une énergie déterminée. Cette dernière description est particulièrement utilisée en analyse quantitative où les modifications de résolution en fonction du taux de comptage compliquent sérieusement l'analyse des résultats.

La valeur usuelle de la constante de temps associée à l'amplificateur est relativement peu utile pour déterminer le taux de comptage. La limitation de l'empilement dans le système est essentiellement déterminée par la largeur de l'impulsion au voisinage de la ligne de base.

Pour une constante de temps nominale donnée, cet intervalle de temps peut varier d'un rapport deux ou plus selon la forme de l'impulsion et de la convention employée pour le choix de la constante de temps. Bien que l'obtention d'un faible empilement nécessite que la largeur caractéristique de l'impulsion soit petite devant l'intervalle moyen entre impulsions, il est aussi nécessaire que le retour de l'impulsion à la ligne de base (niveau moyen continu) s'effectue dans un temps également petit devant cet intervalle. De nombreux systèmes préamplificateur-amplificateur ont pour principe la compensation par pôle-zéro (PZ) pour atténuer les dépassements inférieurs indésirables.

Le défaut d'annulation précise par pôle-zéro altère les LMH et LDH, et il peut également en résulter des distorsions sur les pics du spectre tant en basse qu'en haute énergie selon qu'il existe des dépassements inférieurs ou supérieurs. Cette cause de distorsion est particulièrement importante aux forts taux de comptage.

5.7.2 *Changements de ligne de base (niveau continu), restitution de la ligne de base (continue), influences du taux de comptage sur le gain et les non-linéarités*

Une variation du niveau continu, due au taux de comptage, dans la chaîne électronique d'amplification, provoquera des variations de gain et des non-linéarités chaque fois que le niveau continu sortira de la zone de linéarité dynamique. Aussi lorsqu'on atteint la limite de la zone de linéarité dynamique, les fluctuations statistiques dans le niveau continu peuvent dépasser cette limite avec, comme conséquence, l'élargissement du pic et d'autres distorsions de spectre. De plus, une légère variation du niveau continu à la sortie du système amplificateur va produire une variation équivalente de l'amplitude de l'impulsion de sortie appliquée au convertisseur analogique numérique de l'analyseur d'amplitude multicanal ou monocanal, altérant ainsi la résolution. Habituellement, ces phénomènes sont réduits en utilisant une contre-réaction continue et un régénérateur de ligne de base (RLB) à la sortie de la chaîne d'amplification. La restitution de la ligne de base peut également contribuer au bruit selon son mode et son taux (constante de temps).

En conséquence, lorsqu'on spécifie la résolution, la stabilité, la variation de gain, la linéarité, etc., en fonction du taux de comptage, il est essentiel que soient fournies les données suivantes:

- a) énergie pour laquelle la caractéristique est spécifiée;
- b) détails de la mise en forme de l'impulsion;
- c) détails du mode de restitution;
- d) détails du rejet d'empilement.

Les caractéristiques en fonction du taux de comptage doivent être obtenues dans les mêmes conditions de fonctionnement (par exemple: même forme d'impulsion, même contre-réaction, même mode de restitution, etc.). Cette exigence s'applique particulièrement aux cas où il n'est pas pratique d'optimiser à chaque fois l'ensemble de spectrométrie pour chaque produit du taux de comptage par l'énergie.

where the instrument is to be used in quantitative analysis where changes in resolution with changing count-rate would seriously complicate analysis of the resulting data.

The usual shaping time constant number associated with the amplifier is by itself only marginally useful in predicting count-rate capability. The pile-up limitation of the system is primarily determined by the width of the pulse near the baseline.

For a given nominal time constant, this time interval can vary by a factor of two or more, depending on the type of pulse shaping and the convention used for assigning a time constant value. Although the attainment of low pile-up requires that the characteristic width of the pulse be small compared to the mean interval between pulses, it is also necessary that the pulse return closely to the baseline (average d.c. level) in a time interval small compared to the mean interval between pulses. Many preamplifier-amplifier systems utilize a design principle referred to as pole-zero (PZ) cancellation to minimize undesirable undershoots.

Failure to achieve accurate PZ cancellation can degrade the FWHM and FWTM and can also result in low or high energy tails on spectral peaks, depending on whether an undershoot or overshoot exists. This source of distortion is particularly important at high count-rates.

5.7.2 *Baseline (d.c. level) shifts, baseline (d.c.) restoration, count-rate induced gain shifts and non-linearities*

A count-rate induced d.c. level shift anywhere within the electronic amplifying chain will introduce gain shifts and non-linearities whenever the d.c. level exceeds the linear dynamic range of that portion of the signal processing chain. Also, when the limit of the linear dynamic range is approached, statistically induced fluctuations in the d.c. level can exceed this limit, resulting in peak broadening and other related spectral distortions. In addition, a short-term d.c. level shift at the output of the amplifier system will produce an equivalent shift in the magnitude of the output voltage pulse presented to the ADC of the MCA or single-channel analyzer, thereby degrading the resolution. Customarily, these problems are reduced by using d.c. feedback and by using a baseline restorer (BLR) at the output of the amplifying chain. Baseline restoration can also add a noise contribution which depends on the restoration mode and restoration rate (time constant).

Consequently, when specifying resolution, stability, gain shift, linearity, etc., as a function of count-rate, it is essential that the following information be stated:

- a) the energy for which the performance is specified;
- b) details of the pulse shaping;
- c) details of restoration mode;
- d) details of pile-up rejection.

Specifications as a function of count-rate shall be obtained at the same operating conditions (e.g., same pulse shape, feedback configuration, restoration mode, etc.). This requirement is particularly relevant to applications where it is not practical to reoptimize the spectrometer system every time the product of the count-rate and the energy changes.

5.7.3 *Restitution de surcharge*

Les impulsions de surcharge produites par les radiations de haute énergie dépassant le domaine dynamique de la chaîne d'amplification peuvent occasionner des effets indésirables tels que les dépassements supérieurs ou inférieurs de la ligne de base ou la paralysie du système (temps mort). Cependant, le fait qu'une bonne aptitude aux surcharges puisse compromettre les autres caractéristiques du système, il convient de ne pas insister dans les applications où les signaux de surcharge ne posent pas de problèmes.

5.8 *Choix du matériau du détecteur: germanium ou silicium*

Les deux matériaux pour semicteurs actuellement disponibles pour les spectromètres d'énergie X à haute résolution sont le germanium et le silicium. Les avantages et inconvénients potentiels relatifs de chacun d'eux sont résumés ci-après:

Germanium

Avantages

- 1) Nombre atomique (Z) plus grand, ce qui offre un meilleur rendement aux hautes énergies.
- 2) La valeur plus petite de ε réduit l'importance relative du bruit (voir paragraphe 5.3) et peut-être la contribution statistique à la résolution (voir paragraphe 5.2).

Inconvénients

- 1) Un rendement plus grand aux hautes énergies crée plus de problèmes de bruit de fond provenant des sources à haute énergie.
- 2) A épaisseur linéaire égale de la zone morte (fenêtre d'entrée) correspond une bien plus grande perte de rendement à basse énergie.
- 3) Bien plus mauvaises traînées sur les pics de basse énergie.
- 4) Le haut rendement à haute énergie augmente la probabilité de surcharge de l'amplificateur.
- 5) Un grand Z conduit à augmenter la complication du spectre par des problèmes de pics d'échappement et rend plus complexe la relation entre le rendement et l'énergie.
- 6) Un plus petit écart de bande augmente les problèmes potentiels du bruit de courant de fuite du détecteur.

Silicium

Avantages

- 1) Les effets de la zone morte sont plus faibles.
- 2) Il offre une certaine indépendance vis-à-vis des complications du pic d'échappement dans les spectres complexes.
- 3) Le silicium est moins sensible aux problèmes de bruit de fond de haute énergie.
- 4) Le silicium peut être utilisé à des températures plus élevées avec une moindre contribution de bruit du détecteur.

Inconvénients

- 1) Le rendement est plus faible à haute énergie (>30 keV).
- 2) Energies moyennes plus élevées nécessaires pour créer une paire électron-trou (c'est-à-dire, ε plus grand).

5.7.3 *Overload recovery*

Overload pulses produced by high-energy radiation events which exceed the dynamic range of the amplifying equipment can produce undesirable effects such as baseline overshoot or undershoot and system paralysis (dead time). However, since good overload performance may compromise other system characteristics it should not be emphasized in those applications where overload signals are not a significant problem.

5.8 *Detector material selection: germanium versus silicon*

The two semiconductor detector materials which are presently available for high-resolution X-ray energy spectrometers are germanium and silicon. The relative potential advantages and disadvantages of each are summarized as follows:

Germanium

Advantages

- 1) Higher atomic number (Z) which results in better efficiency at high energies.
- 2) The smaller value of ϵ reduces the relative importance of noise (see Sub-clause 5.3) and possibly the statistical contribution to the resolution (see Sub-clause 5.2).

Disadvantages

- 1) Higher efficiency at high energy produces more background problems from high-energy sources.
- 2) An equal linear thickness for the dead layer (entrance window) corresponds to a much greater efficiency loss at low energy.
- 3) Worse low-energy tailing on low-energy peaks.
- 4) High efficiency at high energy increases the probability of amplifier overload.
- 5) High Z results in increased spectral complication by escape peak problems and a more complex relation between efficiency and energy.
- 6) Smaller band-gap increases the potential detector leakage current noise problems.

Silicon

Advantages

- 1) Dead layer effects are smaller.
- 2) It exhibits relative freedom from escape peak complications in complex spectra.
- 3) Silicon is less sensitive to high-energy background problems.
- 4) Silicon can be used at higher temperatures with less detector noise contribution.

Disadvantages

- 1) Efficiency is lower at high energy (>30 keV).
- 2) Higher average energies required to form an electron-hole pair (i.e., larger ϵ).

5.9 Rendement du détecteur

Le rendement du pic d'énergie totale d'un spectromètre d'énergie X à semicteur dépend de l'énergie. Il est fonction du volume et de la forme du détecteur, de la présence de fenêtres ou zones mortes sur le détecteur et son enveloppe, des problèmes de capture de charges dans le détecteur, du Z de son matériau constitutif et de l'énergie de la discontinuité K_{abs} du semi-conducteur.

Des courbes typiques du rendement en fonction de l'énergie sont représentées sur la figure 4, page 85. Le seuil de réponse aux faibles énergies est déterminé par l'absorption dans la fenêtre d'entrée du détecteur. De plus, toute zone partiellement morte dans le détecteur, au voisinage de sa fenêtre d'entrée, peut contribuer à la chute du rendement aux faibles énergies et peut également se traduire par des impulsions de bruit de fond sur le flanc des pics du côté des faibles énergies (c'est-à-dire une queue de basse énergie sur un pic X monoénergétique). Des variations du rendement dans un pic d'énergie totale en fonction de l'énergie sont également causées par la variation brutale du coefficient d'absorption près de la discontinuité K_{abs} . Du fait que cette brusque variation de section efficace se traduit par une probabilité élevée d'interaction près de la fenêtre d'entrée du semicteur, des zones mortes ou partiellement mortes, voisines de la fenêtre d'entrée, peuvent provoquer d'importantes baisses du rendement dans le pic d'énergie totale pour des énergies immédiatement supérieures à la discontinuité K_{abs} .

La chute du rendement aux énergies élevées dépend de l'épaisseur utile et du volume du détecteur. Le rendement à haute énergie ainsi que la qualité des spectres (dissymétrie du pic aux faibles énergies) peuvent également être affectés par l'existence d'une zone partiellement morte près du contact arrière de la région sensible, par une mauvaise collection des charges dans toute la région sensible ou par des îlots de zones partiellement mortes à l'intérieur du volume sensible.

5.10 Résolution de raies adjacentes et rapport raie/bruit de fond

La question de savoir quand deux raies spectrales voisines sont «résolues» est quelque peu subjective car elle dépend des conditions expérimentales particulières et des critères des caractéristiques. Par exemple, lorsqu'on essaye d'analyser une raie en présence d'une raie voisine beaucoup plus énergétique, il se peut que la LDH de la raie la plus intense fasse croire que les raies sont «résolues». Lorsqu'on analyse une raie au voisinage d'une raie plus intense d'énergie plus élevée, il est possible que ce soit la traînée de basse énergie de la raie la plus intense qui fixe le rendement et la précision de la mesure. La présente norme ne prétend pas établir une définition arbitraire, et peut-être erronée, pour décider que deux raies adjacentes sont résolues. Au contraire, l'approche adoptée dans cette norme est de définir des caractéristiques clés d'une réponse spectrale de façon que l'utilisateur puisse interpréter les qualités de l'appareil en fonction de ses propres besoins.

Le concept de rapport raie/bruit de fond a, traditionnellement, été particulièrement utile pour celui qui analyse les raies X. Cependant, le rapport raie/bruit de fond dépend, dans toute application particulière, non seulement des caractéristiques de l'analyseur d'énergie X, mais aussi d'autres facteurs comme le mode d'obtention de la raie X (par exemple par électron, par ion lourd, par rayonnement X secondaire ou source radioactive), de la nature de l'échantillon fluorescent, et de la disposition géométrique de la source d'excitation, de la cible et du détecteur. Du fait que, souvent, ces derniers facteurs ne dépendent pas du constructeur du spectromètre, cette norme n'inclut pas de procédures d'essai pour la détermination du rapport raie/bruit de fond.

5.9 *Detector efficiency*

The full-energy peak efficiency of a semiconductor X-ray energy spectrometer is energy dependent. It is a function of the physical size and shape of the detector, the presence of windows or dead layers on the detector and its container, charge trapping problems within the detector, the Z of the detector material, and the energy of the K_{abs} edge of the semiconductor.

Typical graphs of efficiency versus energy are illustrated in Figure 4, page 85. The low-energy response threshold is established by absorption in the window of the detector entrance surface. In addition, any partially-dead layer within the detector near its entrance window may contribute to the drop in efficiency at low energy and may also result in low-energy background counts for peaks at lower energies (i.e., a low-energy tail on a monoenergetic X-ray peak). Variations of full-energy peak efficiency as a function of energy are also caused by the sharp change in the absorption coefficient near the K_{abs} edge. Since this sudden increase in cross-section results in a high probability of interaction near the entrance window on the semiconductor, dead or partially-dead layers adjacent to the entrance window can cause large drops in the full-energy peak efficiency at energies just above the K_{abs} edge.

The drop in efficiency at high energy depends on the sensitive depth and volume of the detector. The efficiency at high energies, as well as the spectral quality (low-energy tailing) can also be affected by the existence of a partially-dead layer near the back contact to the sensitive region, poor charge collection throughout the sensitive region, or by isolated partially-dead layers within the sensitive volume.

5.10 *Resolution of adjacent lines and line-to-background ratio*

The question of when two adjacent spectral lines are “resolved” is somewhat subjective since it depends on the particular experimental conditions and performance criteria. For example, when attempting to analyze a line in the presence of a nearby much stronger line, it may be the FWTM of the more intense line that determines whether the lines are “resolved”. When attempting to analyze a line in the presence of a much more intense higher-energy neighbour, it may be the low-energy tailing from the more intense line that establishes the sensitivity and accuracy of the measurement. This standard does not attempt to establish an arbitrary – and possibly misleading – definition to determine if two adjacent lines are resolved. Rather, the approach adopted in this standard is that of defining key characteristics of the spectral response so that the user can interpret the instrument specification with respect to his own needs.

The concept of line-to-background ratio has traditionally been of considerable usefulness to the X-ray analyst. However, the line-to-background ratio in any particular application depends not only on the performance of the X-ray energy analyzer, but also on other factors such as the method of X-ray excitation (e.g. electron, heavy ion, secondary X-ray, radioactive source), the character of the fluorescing sample, and geometrical arrangement of the exciting source, target, and detector. Since these latter factors are frequently beyond the control of the X-ray energy spectrometer manufacturer, this standard does not include test procedures for line-to-background ratio determination.

Cependant, des normes pour la spécification des paramètres caractéristiques du spectromètre, tels que la LMH, la LDH, les rapports pic/trainée et pic/vallée qui influent directement sur le rapport raie/bruit de fond, ont été incluses (par exemple si la LMH double, le rapport raie/bruit de fond diminuera de moitié, tous les autres facteurs demeurant constants).

5.11 *Autres effets*

5.11.1 *Effet microphonique*

La production du bruit microphonique peut être une cause importante de l'élargissement de la résolution. Dans les systèmes cryogéniques, les vibrations mécaniques des composants du circuit d'entrée à proximité de surfaces à potentiels différents peuvent introduire du bruit. De telles vibrations peuvent être produites par l'ébullition de l'azote liquide, par la turbulence des systèmes d'alimentation automatique en azote, par la trépidation d'un autre équipement en contact avec le cryostat du détecteur et par le bruit de l'environnement. Une variation de capacité entre la grille de commande du transistor à effet de champ et la haute tension (polarisation à 1 000 V du détecteur) de 5×10^{-7} pF seulement est suffisante pour produire un signal microphonique équivalant à celui d'un rayonnement X de 10 keV. Comme les capacités parasites classiques sont de l'ordre du pF, des vibrations mécaniques (dans la bande passante de l'amplificateur de mise en forme) de l'ordre de 10^7 sont importantes. Du fait que la plupart des problèmes de vibration apparaissent à des fréquences relativement basses, la plus grande partie du bruit microphonique est rejetée par la réponse à basse fréquence de l'amplificateur. En conséquence, les ennuis dus à la microphonie deviennent beaucoup plus graves aux fortes constantes de temps de mise en forme. Cela entraîne à l'intérieur l'apparition de résonances mécaniques provoquées par les vibrations internes et externes, et tout cela est très complexe. Les problèmes de microphonie peuvent être étudiés de façon qualitative en excitant le système à l'aide d'un haut-parleur alimenté par un générateur à fréquence variable. Cependant, du fait de la grande diversité des configurations mécaniques des détecteurs, il est très difficile d'établir une norme sur l'effet microphonique. Néanmoins, l'utilisateur doit être averti de ce problème potentiel.

5.11.2 *Fluorescence secondaire*

La fluorescence secondaire des parties métalliques du cryostat, du détecteur, de l'assemblage du préamplificateur et les électrodes de métal du détecteur peuvent causer une distorsion spectrale sous forme de faux pics dans le spectre. Les producteurs de détecteurs sont incités à donner des informations détaillées sur le matériel, spécialement sur les composants, le support du détecteur lui-même et la zone de contact. En outre, la géométrie du transistor à effet de champ du préamplificateur en rapport avec le rayonnement direct est nécessaire pour tenir compte de l'influence de la fluorescence secondaire.

5.11.3 *Taux de perte de l'azote liquide*

La plupart des analyseurs pour rayonnement X à semicteur utilisent l'azote liquide pour le refroidissement du détecteur et du préamplificateur. Le rendement du modèle de cryostat est directement reflété par le taux de consommation en azote liquide. Une consommation excessive d'azote liquide aggrave le bruit microphonique et augmente le coût de l'utilisation, le dérangement et le risque d'une surchauffe accidentelle. Ce paramètre caractéristique est habituellement exprimé en spécifiant la capacité du réservoir d'azote liquide et son temps minimal garanti de maintien (de la température).

However, standards for specifying the characteristic spectrometer parameters such as FWHM, FWTM, peak-to-tail, and peak-to-valley ratios which directly affect the line-to-background ratio have been included (e.g. if the FWHM doubles, the line-to-background ratio will decrease to one-half, all other factors remaining constant).

5.11 *Miscellaneous other effects*

5.11.1 *Microphonics*

Microphonic noise generation may be a serious source of resolution broadening. In cryogenic systems, mechanical vibrations of the input circuit components relative to surfaces at different potentials can introduce noise. Such vibrations can be produced by bubbling of liquid nitrogen, turbulence from automatic nitrogen transfer systems, vibration of other equipment in contact with the detector cryostat, and environmental noise. A change of capacitance between the FET gate and the high voltage (detector bias 1 000 V) of only 5×10^{-7} pF is sufficient to generate a microphonic signal equivalent to that of a 10 keV X-ray. Since the typical stray capacitances are of the order of 1 pF, mechanical motions (within the frequency pass-band of the shaping amplifier) of approximately one part in 10^7 are significant. Since most of the vibration problems are at relatively low frequency, much of the microphonic noise is filtered out by the low-frequency response of the amplifier. Consequently, microphonic problems become more serious at long shaping time constants. This problem involves the excitation of internal mechanical resonances by internal or external vibrations and is quite complex. Microphonics problems can be studied in a qualitative way by exciting the system with an audio speaker driven by a variable frequency generator. However, because of the wide diversity of detector mechanical configurations available, it would be difficult to establish a standard for microphonics. None the less, the user should be aware of this potential problem.

5.11.2 *Secondary fluorescence*

Secondary fluorescence of metal parts of the cryostat, detector, and preamp mount and the metal electrodes on the detector can cause spectral distortion in the form of spurious peaks in the spectrum. Detector producers are urged to give detailed information about the material, especially of related components, the detector mount itself and the contact zone. Additionally, the geometry of the preamp FET relative to the radiation main axis is needed to assess the influence of the secondary fluorescence.

5.11.3 *Liquid nitrogen loss rate*

Most semiconductor X-ray analyzers use liquid nitrogen for cooling the detector and preamplifier. The efficiency of the cryostat design is directly reflected in the liquid nitrogen consumption rate. Excessive liquid nitrogen consumption aggravates microphonics, and increases the operating cost, inconvenience, and the chance of accidental warm-up. This performance parameter is usually covered by specifying the capacity of the liquid nitrogen reservoir and the minimum guaranteed holding time (of the temperature).

6. Généralités

6.1 Définition du spectromètre d'énergie X à semicteur

Un spectromètre d'énergie X à semicteur est un instrument qui utilise la proportionnalité entre l'énergie d'une raie X et le nombre de paires d'électron-trou créées dans un semicteur par cette raie X pour mesurer l'énergie. Dans la présente norme le spectromètre est censé se composer d'un semicteur, d'un préamplificateur, de moyens de refroidissement, du boîtier du détecteur, du vide nécessaire, des conteneurs métalliques, de l'amplificateur des alimentations et autre électronique analogique. Dans le cas de cette norme, le convertisseur analogique numérique et tout l'équipement de traitement associé ne font pas partie du spectromètre, bien qu'ils soient reconnus comme étant essentiels à la détermination des caractéristiques du système. En plus, les porte-échantillons, l'émetteur X et les moyens d'excitation eux-mêmes (par exemple les sources radioactives, les faisceaux d'électrons, etc.) sont considérés comme étant un équipement accessoire et non comme partie du spectromètre.

6.2 Précautions et spécifications générales

Les précautions et spécifications générales suivantes sont applicables à toutes les procédures d'essai décrites ici.

La tension maximale de polarisation du détecteur, le taux de variation de la tension de polarisation, les débits de flux de radiation, la tension réseau, la température maximale du détecteur et les autres limites des caractéristiques du fournisseur ne doivent pas être dépassés sous peine de détérioration permanente possible de l'instrument.

Les valeurs spécifiées des paramètres doivent être reproductibles dans l'intervalle de précision des mesures pour un ou plusieurs essais menés. On doit veiller à ce que les parasites du réseau, les mises à la terre, les vibrations mécaniques et les caractéristiques des équipements accessoires d'essai n'aient pas d'influence marquante sur les résultats.

Les conditions d'essai applicables, telles que la mise en forme de l'impulsion (type et constantes de temps), la polarisation du détecteur, etc., doivent être clairement fixées. En aucun cas, on ne doit fournir sous forme de courbe ou de tableau les caractéristiques obtenues au cours d'essais dont on a modifié les conditions de conduite (par exemple, si on a enregistré la résolution en énergie en fonction du taux de comptage, tous les points relevés doivent correspondre à des conditions de mesure identiques). Si on désire obtenir des résultats pour différents modes opératoires (par exemple différentes constantes de temps), ils doivent apparaître comme une famille de courbes ayant le mode opératoire en paramètre.

Du fait que l'utilisateur du spectromètre d'énergie X à semicteur recherche des informations sur la distribution de l'énergie et de son intensité, il est raisonnable de spécifier les performances en termes de distorsion du spectre d'énergie et de variations de rendement du système de détection en fonction de l'énergie. En conséquence, de nombreuses caractéristiques indiquées ici sont présentées par comparaison à des valeurs idéales.

En vue d'établir des procédures d'essai normalisées indépendantes des multiples sources X éventuellement utilisables avec l'appareil, on indique, pour ces procédures, les sources radioactives d'usage courant. Chaque fois que possible, on a choisi des isotopes à spectres d'énergie simple. Cela est particulièrement important pour les mesures de la résolution en fonction du taux de comptage où de nombreuses raies compliquent grandement l'interprétation des résultats. Un effort a été fait pour spécifier les sources

6. General

6.1 *Definition of semiconductor X-ray energy spectrometer*

A semiconductor X-ray energy spectrometer is an instrument which utilizes the proportionality between the energy of an X-ray and the number of free electron-hole pairs created in a semiconductor radiation detector by that X-ray as a means of measuring the energy of the X-ray. In this standard the spectrometer is assumed to consist of the semiconductor detector, preamplifier, means for cooling, encapsulation, required vacuum and mechanical housings, amplifier, power supplies, and other required analog electronics. For the purposes of this standard, analog-to-digital data conversion and subsequent data-handling equipment are not considered to be a part of the spectrometer, even though it is recognized that they are an essential ingredient in establishing the total system performance. In addition, sample stages, the X-ray emitter, and means for exciting same (e.g., radioactive sources, electron beams, etc.) are considered to be ancillary equipment and not part of the spectrometer.

6.2 *General precautions and specifications*

The following general precautions and specifications are relevant to all of the test procedures described herein.

Maximum detector bias voltage, rate of bias voltage change, radiation flux ratings, line voltage, maximum detector temperature, and other manufacturer's specification limits should not be exceeded or permanent damage to the instrument may result.

The values of the parameters specified should be reproducible within the precision of the measurements after the performance of any one or all of the tests performed. Care should be taken to ensure that power-line noise, earth loops, mechanical vibration, and the characteristics of ancillary test equipment do not substantially influence the test results.

Relevant test conditions such as pulse shaping (type and time constants), detector bias, etc., shall be clearly stated. In no case shall performance data which require change in operating condition or mode be presented as a plotted envelope or table (e.g., if energy resolution versus count-rate is plotted, all data points must correspond to the same operating conditions). If it is desired to show results for several operating modes (e.g. time constants), then these should be shown as a family of curves with operating mode as a parameter.

Since the semiconductor X-ray energy spectrometer user seeks energy and intensity distribution information, it is reasonable to specify system performance in terms of energy spectrum distortion and variations in the system detection efficiency as a function of energy. Consequently, many of the performance parameters contained herein are described in terms of deviations from ideal behaviour.

In order to establish standardized test procedures which are independent of the various sources of X-rays which might eventually be used with the instrument, readily available radioactive sources have been specified for the test procedures. Whenever possible, isotopes having simple energy spectra have been selected. This is particularly important in resolution versus count-rate tests where multiple lines greatly complicate the interpretation of the data. An attempt has been made to specify standard sources covering the energy

normalisées couvrant la gamme d'énergie concernée, à la fois pour les détecteurs Si et Ge utilisés avec des raies X de caractéristique élémentaire. Il est reconnu que des usages ou exigences particulières peuvent entraîner l'emploi d'énergies X auxiliaires pour caractériser convenablement l'appareil.

6.3 Simulation du signal impulsion d'un détecteur

Une impulsion fournie par un générateur est utile pour la mesure de la contribution du bruit de l'électronique à la résolution de la linéarité de l'électronique, de la stabilité du gain et aussi pour les étalonnages en énergie. Afin d'échantillonner par impulsion d'essai toutes les sources de bruit, de dérive, etc., la charge doit être injectée à l'entrée du préamplificateur comme le montre la figure 5, page 86. Le type de générateur d'impulsions indiqué sur la figure 6, page 87, est fréquemment un générateur d'impulsions à traînée. Les générateurs d'impulsions qui fournissent des signaux carrés sont également parfois utilisés à la place des générateurs d'impulsions à traînée.

Les impulsions d'essai, appliquées par liaison capacitive, ne peuvent simuler exactement d'authentiques impulsions. La décroissance exponentielle τ_d montrée sur la figure 6 correspond à une polarité non supprimée qui aboutit à un sous-dépassement à la sortie de l'amplificateur. La compensation pôle-zéro de la charge introduite par couplage capacitif n'est pas adaptée à la solution de ce problème car il peut en résulter un excès de bruit à l'entrée du préamplificateur. Pour un signal carré, la décroissance de l'impulsion correspond à une polarité à grande constante de temps et, de plus, les parties de l'impulsion devenant négatives produiront une impulsion de mauvaise polarité dans l'amplificateur et il peut en résulter des déplacements indésirables de la ligne de base.

Par conséquent, un générateur d'impulsions ne devra pas être utilisé pour produire les taux de comptages élevés et variables nécessaires aux mesures de l'effet du taux de comptage. Il est, de plus, préférable de l'arrêter pendant les mesures de résolution, en particulier si les mesures sont effectuées à fort taux de comptage et/ou avec de grandes constantes de temps de mise en forme. Certains systèmes, par exemple les amplificateurs à RLB à porte, peuvent ne pas accepter les sous-dépassements d'un générateur d'impulsions «à queue» ni le signal de polarité contraire produit par un générateur de signaux carrés.

7. Résolution en énergie et distorsion spectrale

7.1 Mesure du bruit par distribution d'amplitude d'impulsion (méthode préférée)

La contribution du bruit du détecteur et de l'électronique à la largeur de la résolution ne peut être déterminée par cette méthode que si l'appareil est fourni avec un condensateur (C_c) de couplage comme l'indique la figure 5. Le spectromètre est relié à un analyseur multicanal (figure 5). Avec tous les éléments du système fonctionnant dans leur domaine linéaire et le détecteur soumis à la tension nominale spécifiée, on expose le détecteur à une source X (par exemple le 5,9 keV de la raie K_α du Mn issu du ^{55}Fe) et on effectue l'enregistrement du spectre. Le gain du système et l'amplitude de l'impulsion doivent être tels que la LMH du pic de la raie X occupe au moins huit canaux et celle du pic du générateur au moins cinq. (Pour les AMC à faible nombre de canaux, il peut être nécessaire d'utiliser un amplificateur à seuil ou à niveau réglable dans le convertisseur analogique-numérique placé à la suite de l'amplificateur principal pour réaliser cette condition.) On retire ensuite la source X et on étalonne le générateur d'impulsions en amenant son amplitude de sortie à la valeur de l'énergie de la source (par exemple 5,9 keV) en jouant sur les réglages jusqu'à ce que le pic du générateur et

range of interest for both Si and Ge detectors when used with characteristic elemental X-rays. It is recognized that special applications or requirements may necessitate the use of additional X-ray energies to adequately characterize the instrument.

6.3 *Simulating the signal pulse of a detector*

A pulse from a pulse generator is useful for measuring the electronic noise contribution to the resolution, electronic linearity, gain stability, and also for energy calibrations. In order for all sources of noise, drift, etc., to be sampled by the test pulse, the charge shall be injected into the input of the preamplifier as illustrated in Figure 5, page 86. The type of pulse generator shown in Figure 6, page 87, is frequently referred to as a tail pulse generator. Pulse generators which produce a square pulse are also occasionally used instead of tail pulse generators.

Test pulses applied by capacitive coupling cannot precisely simulate true signal pulses. The exponential decay τ_d shown in Figure 6 corresponds to an uncancelled pole which results in an undershoot at the amplifier output. Pole-zero cancellation of the charge coupling capacitance is not appropriate to this problem, since it would result in excess noise at the preamplifier input. For a square pulse, droop in the pulse corresponds to a long time constant pole and, in addition, the negative going portions of the pulse will produce a pulse of the wrong polarity in the amplifier and possibly result in undesirable baseline shifts.

Consequently, pulse generators should not be used to generate the high and variable count-rate required for count-rate effect measurements. In addition, it is preferable to turn the pulser off during X-ray resolution measurements, particularly if the measurements are performed at high count-rates and/or with long pulse shaping time constants. Some systems, for example amplifiers with gated BLR, may not tolerate the undershoot from a tail pulse generator or the opposite polarity signal produced by a square pulse generator.

7. Energy resolution and spectral distortion

7.1 *Noise measurement by pulse-height distribution (preferred method)*

The electronic and detector noise contribution to the resolution width can be determined by this method only if the instrument is provided with a pulser coupling capacitor (C_c) as shown in Figure 5. The spectrometer is connected to a multichannel analyzer as shown in Figure 5. With all elements of the system operating within their linear range and with the detector at its specified operating voltage, expose the detector to an appropriate X-ray source (e.g., 5.9 keV Mn K_α from ^{55}Fe) and accumulate a spectrum. The system gain and pulse amplitude shall be such that the FWHM of the X-ray peak is at least eight channels and that of the pulser peak is at least five channels. (For MCAs with a small number of channels it may be necessary to use a biased amplifier or a digital off-set in the ADC following the main amplifier to achieve this condition.) Remove the X-ray source and calibrate the pulse generator by setting its output amplitude dial to the appropriate X-ray energy (e.g. 5.9 keV) and adjusting the calibration controls until the pulser peak and the X-ray peak have the same peak centre (modal) channel. With the source removed, and with the system gain such that the

celui de la raie X aient le même canal comme centre (modal). La source étant enlevée et le gain du système réglé de telle façon que la LMH du pic du générateur occupe au moins cinq canaux, on enregistre deux pics du générateur correspondant aux énergies E_1 et E_2 dans les canaux X_1 et X_2 comme le montre la figure 7, page 88. La largeur de la raie de bruit de l'ensemble du système est définie par:

$$\Delta_E^T = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \Delta_N^T \quad (1)$$

où Δ_N^T est le nombre de canaux interpolés correspondant à la largeur totale du pic à sa mi-hauteur.

La LDH est définie par:

$$\delta_E^T = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \delta_N^T \quad (2)$$

où δ_N^T est le nombre de canaux correspondant à la largeur totale du pic à son dixième de hauteur.

Si le générateur d'impulsions est assujéti à la fréquence du réseau, cette méthode peut ne pas détecter la présence du bruit corrélié à la fréquence réseau. Cet inconvénient peut être évité par l'emploi d'un générateur à oscillateur interne de fréquence indépendante de celle du secteur.

Quand on spécifie la largeur totale de la raie du bruit, il y a lieu d'informer complètement sur la forme de l'impulsion (par exemple circuit CR-RC de 2 μ s ou semi-gaussienne à l'aide de quatre intégrations par circuit CR de 2 μ s et une différentiation par circuit RC de 2 μ s). Si la restitution de la ligne de base (RLB) et/ou des techniques de porte sont employées, les caractéristiques de la RLB et/ou le portillonnage doivent être aussi spécifiés (voir article 5).

7.2 *Autres méthodes de mesure du bruit*

7.2.1 *Mesure du bruit au moyen d'un oscilloscope et d'un voltmètre de valeur efficace*

Une autre méthode de mesure du bruit utilise le système indiqué par la figure 8, page 88. La valeur efficace de la tension de bruit est donnée par un voltmètre de valeur efficace possédant une courbe de réponse plate s'étendant au moins jusqu'à dix fois la fréquence du milieu de la bande du circuit de mise en forme de l'amplificateur. De plus, le gain différentiel de l'amplificateur doit être constamment faible pour abaisser le niveau de bruit (un amplificateur à seuil, une RLB ou un portillonnage peuvent rendre ce procédé de mesure inutile). Les mêmes obligations vis-à-vis des conditions expérimentales et la référence aux spécifications énumérées au paragraphe 7.1 s'appliquent également ici. L'étalonnage du générateur d'impulsions doit être effectué comme au paragraphe 7.1 à cette différence que l'oscilloscope sert à comparer les hauteurs des impulsions de la source et du générateur. Une impulsion du générateur équivalant à l'énergie E_p est appliquée et le signal de sortie correspondant V_a de l'amplificateur est mesuré à l'oscilloscope. On élimine ensuite le générateur et la valeur efficace vraie du bruit e_{no} est donnée par le voltmètre. La LMH du bruit du système est donnée par:

$$\Delta_E^T = 2,35 \cdot a \cdot e_{no} \left(\frac{E_p}{V_a} \right) \quad (3)$$

où a est égal à 1,11 pour un voltmètre efficace étalonné en onde sinusoïdale et l'unité pour un voltmètre de valeur efficace vraie. La valeur de E_p/V_a peut également être obtenue au moyen d'une source X monoénergétique d'énergie E_p .

FWHM of the pulser peaks is at least five channels, accumulate the two peaks corresponding to pulse generator equivalent output energies E_1 and E_2 in channels X_1 and X_2 as shown in Figure 7, page 88. The system total noise line width is defined as:

$$\Delta_E^T = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \Delta_N^T \quad (1)$$

where Δ_N^T is the interpolated number of channels corresponding to the full width of the peak at one-half the maximum height of the peak.

The FWTM is defined as:

$$\delta_E^T = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \delta_N^T \quad (2)$$

where δ_N^T is the number of channels corresponding to the full width of the peak at one-tenth the maximum height of the peak.

If the pulse generator is triggered by line frequency, this technique may not detect the presence of noise which is correlated with line frequency. This problem may be avoided by using a pulse generator with an internal trigger which is asynchronous with line frequency.

When stating the total noise line width, complete information on the pulse shaping (including the full-pulse width) shall be given (e.g. 2 μ s CR-RC, or semi-Gaussian with four 2 μ s CR integrations and one 2 μ s RC differentiation). If baseline restoration (BLR) and/or gating techniques are used, the characteristics of the BLR and/or gating shall also be stated (see Clause 5).

7.2 Alternate techniques for noise measurement

7.2.1 Noise measurement by oscilloscope and r.m.s. voltmeter

An alternative method of measuring noise employs the system shown in Figure 8, page 88. The root-mean-square (r.m.s.) noise voltage level is indicated on an r.m.s. voltmeter having a flat-band frequency response extending to at least ten times the band centre frequency of the amplifier pulse-shaping networks. In addition, the amplifier incremental-gain shall be constant down to below the noise level (a biased amplifier, BLR, or gating can render this measuring technique useless). The same constraints regarding operating conditions and reference specifications outlined in Sub-clause 7.1 apply here also. The pulse generator is calibrated as in Sub-clause 7.1 except that the oscilloscope is used to compare the pulse heights of the source and pulser. A pulse generator-pulse equivalent to energy E_p is applied and the resulting amplifier output V_a is measured in the oscilloscope. The pulse generator is switched off and the r.m.s. noise voltage e_{no} is read from the voltmeter. The system FWHM noise linewidth is given by:

$$\Delta_E^T = 2.35 \cdot a \cdot e_{no} \left(\frac{E_p}{V_a} \right) \quad (3)$$

where a is 1.11 for a sine-wave-calibrated average-reading voltmeter and unity for a true r.m.s. voltmeter. The value of E_p/V_a can also be obtained by using a monoenergetic X-ray source of energy E_p .

7.2.2 Approximation du bruit par résolution spectrale des raies X

La contribution du bruit de l'électronique à l'élargissement de la résolution peut être évaluée à partir de la variation de la largeur d'un pic X en fonction de l'énergie par la formule:

$$\Delta_E^T = \left(\frac{(\Delta_{E_1}^S)^2 \cdot E_2 - (\Delta_{E_2}^S)^2 \cdot E_1}{E_2 - E_1} \right)^{1/2} \quad (4)$$

où Δ_E^T est la LMH du bruit donnée par l'équation (3) et $(\Delta_{E_1}^S)$ et $(\Delta_{E_2}^S)$ sont respectivement les LMH totales des pics d'énergie E_1 et E_2 , (voir également le paragraphe 7.4).

Des précautions particulières doivent être prises dans l'application de l'équation (4) qui est sujette à erreur pour les raisons suivantes:

- la valeur pour Δ_E^T peut découler d'un faible écart entre deux grands nombres et de ce fait le problème de la propagation de l'erreur est important;
- l'équation (4) suppose que les effets partiels de perte de charge sont indépendants de l'énergie, supposition qui est discutable en dessous de 3 keV ou au-dessus du domaine des grandes énergies;
- les pics de rayon X sont des multiplets (par exemple $K_{\alpha 1}$, $K_{\alpha 2}$). L'écartement de ces multiplets est fonction de l'énergie selon que le pic est une raie K, L ou M. L'équation (4) ne tient pas compte de ces différentes causes d'élargissement du pic.

7.3 Largeur du bruit considérée comme une fonction des constantes de temps de l'amplificateur

Des informations concernant les contributions séries et parallèles du bruit peuvent être obtenues en traçant une courbe de largeur du bruit en fonction des constantes de temps de l'amplificateur. De plus, un tel tracé peut donner d'importants renseignements concernant le compromis entre le taux de comptage et la résolution en énergie. Pour exécuter cette mesure, la méthode des paragraphes 7.1 ou 7.2 est utilisée avec un amplificateur disposant d'un réglage des constantes de temps de mise en forme. Les résultats sont représentés par le tracé de la largeur du bruit en fonction des constantes de mise en forme de l'impulsion (avec éventuellement d'autres variables comme paramètres, telle la restitution de la ligne de base).

7.4 Mesure de la largeur de la raie X par distribution d'amplitude d'impulsion

7.4.1 Sources de rayonnement X

Les sources radioactives suivantes sont recommandées pour déterminer la résolution en énergie:

- ^{55}Fe 5,9 keV – Mn K_{α} ($K_{\alpha 1}$ – 5,898, $K_{\alpha 2}$ – 5,887);
- ^{109}Cd 22,162 ($K_{\alpha 1}$) et 21,988 ($K_{\alpha 2}$) keV Ag K rayons X et 88 keV rayons gamma;
- ^{57}Co 6,4 Fe K_{α} ($K_{\alpha 1}$ – 6,403, $K_{\alpha 2}$ – 6,390) et 14,4, 122 et 136 keV rayons gamma (non recommandée pour les mesures de l'effet du taux de comptage).

Si la résolution est déterminée à une seule énergie, la source ^{55}Fe est préférable. La source X de 5,9 keV du Mn représente un compromis raisonnable entre les effets de l'élargissement de la résolution du détecteur et ceux du bruit de l'amplificateur. Les raies au-dessus de 30 keV sont surtout applicables aux semicteurs Ge. Pour éviter la distorsion spectrale du rayonnement de rétrodiffusion, l'épaisseur derrière la source et son Z doivent être aussi faibles que possible.

7.2.2 Noise approximation from X-ray spectral resolution

The electronic noise contribution to the resolution broadening can also be approximated from the variation of X-ray peak width as a function of energy as given by:

$$\Delta_E^T = \left(\frac{(\Delta_{E_1}^S)^2 \cdot E_2 - (\Delta_{E_2}^S)^2 \cdot E_1}{E_2 - E_1} \right)^{1/2} \quad (4)$$

where Δ_E^T is the FWHM noise linewidth of equation (3) and $(\Delta_{E_1}^S)$ and $(\Delta_{E_2}^S)$ are the FWHM total linewidths for the peak at energies E_1 and E_2 , respectively (see also Sub-clause 7.4).

Considerable caution needs to be applied in the use of equation (4), since it is prone to error for the following reasons:

- a) the value for Δ_E^T may be the result of taking a small difference between large numbers and therefore, the error propagation problem is significant;
- b) equation (4) assumes that the fractional charge loss effects are independent of energy, an assumption that is questionable below 3 keV or over a large energy range;
- c) the X-ray peaks are multiplets (e.g. $K_{\alpha 1}$, $K_{\alpha 2}$). The separation of these multiplets is a function of energy and whether the peak is a K or L or M line. This source of variable peak broadening has not been taken into account in equation (4).

7.3 Noise linewidth as a function of amplifier time constants

Information concerning the series and parallel noise contributions can be obtained by plotting noise linewidth as a function of amplifier time constants. In addition, such a plot can give important information regarding the count-rate versus energy resolution compromise. To perform this measurement, the method of Sub-clause 7.1 or 7.2 is employed with an amplifier having adjustable shaping time constants. The results are displayed as a plot of noise linewidth as a function of pulse-shaping time constants (with other possible variables such as BLR as a parameter).

7.4 X-ray linewidth measurements by pulse-height distribution

7.4.1 X-ray sources

The following radioactive sources are recommended for specification of energy resolution:

- a) ^{55}Fe 5.9 keV — Mn K_{α} ($K_{\alpha 1}$ — 5.898, $K_{\alpha 2}$ — 5.887);
- b) ^{109}Cd 22.162 ($K_{\alpha 1}$) and 21.988 ($K_{\alpha 2}$) keV Ag K X-rays and 88 keV gamma-ray;
- c) ^{57}Co 6.4 Fe K_{α} ($K_{\alpha 1}$ — 6.403, $K_{\alpha 2}$ — 6.390) and 14.4, 122, and 136 keV gamma-rays (not recommended for count-rate effect measurements).

If resolution is specified at one energy only, ^{55}Fe is the preferred source. The 5.9 keV Mn X-ray represents a reasonable compromise between amplifier noise broadening and other detector resolution broadening effects. The lines above 30 keV are relevant mostly to Ge detectors. To prevent spectral distortion from backscattered radiation, the source backing thickness and Z should be kept as small as possible.

Si l'on veut des raies de plus basse énergie, celles-ci peuvent être obtenues par fluorescence secondaire d'une cible telle que celle en verre normalisé, qui est décrite à l'article 12.

Dans le cas où l'on utilise cette cible à fluorescence secondaire comme source X pour les mesures de résolution, le bruit de fond du continuum doit être soustrait avant de déterminer N_x (les coups dans le canal X). Une méthode convenable pour soustraire le bruit de fond est décrite au paragraphe 12.1 de la présente publication et au paragraphe 4.1 de la Publication 340 de la CEI.

7.4.2 Résolution spectrale

Ces essais sont exécutés en utilisant le montage de la figure 5, page 86, et une des sources de radiation énumérées au paragraphe 7.4.1. La source est située sur l'axe de travail du détecteur et à distance normale de travail. Le diamètre actif de la source ne doit pas trop s'écarter du diamètre de travail normalisé. Pour le cas où la source est purement X la position des centres des pics K_α et K_β peut être utilisée pour l'étalonnage:

$$S = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \quad (5)$$

Pour les autres cas, ou si K_α et K_β ne sont pas suffisamment bien résolues, la méthode du générateur décrite au paragraphe 7.1 peut être utilisée pour l'étalonnage. Les résultats doivent être exprimés en LMH et LDH. La LMH s'obtient par la relation:

$$\Delta_E^S = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \Delta_N^S \quad (6)$$

où Δ_N^S est la largeur totale (nombre fractionnaire de canaux dû à l'interpolation* du pic à mi-hauteur. La LDH est donnée par:

$$\delta_E^S = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \delta_N^S \quad (7)$$

où δ_N^S est la largeur totale (en nombre fractionnaire de canaux) du pic au dixième de la hauteur. Pour un pic gaussien: $\delta_N^S = 1,78 (\Delta_N^S)$ et $\delta_E^S = 1,78 (\Delta_E^S)$.

La LMH doit occuper au moins dix canaux avec un minimum de 40 000 coups dans le canal du centre du pic (modal). Dans le compte rendu des résultats concernant la résolution spectrale, on devra préciser:

- a) la source X incidente et son énergie;
- b) le taux de comptage avec lequel la mesure a été effectuée;
- c) la disposition détecteur-source (distance normale de travail et diamètre normal de la source);
- d) la description détaillée du détecteur et de son collimateur (forme, surface, épaisseur, nature: Si ou Ge, etc.);
- e) la polarisation du détecteur;
- f) la largeur du bruit du système dans les mêmes conditions de mesure;
- g) les paramètres de la mise en forme de l'amplificateur (largeur totale de l'impulsion et paramètres de la RLB).

* La méthode d'interpolation doit être donnée par le constructeur.

If lower-energy lines are desired, they may be obtained by secondary fluorescence of a target such as the standard glass described in Clause 12.

In case a secondary fluorescent target is used as a source of X-rays for resolution measurements, the background from the continuum should be subtracted before determining N_X (the counts in channel X). A suitable technique for background subtraction is described in Sub-clause 12.1 of this publication and Sub-clause 4.1 of IEC Publication 340.

7.4.2 Spectral resolution

These tests are carried out using the system of Figure 5, page 86, and one of the radiation sources listed in Sub-clause 7.4.1. The source is located on the standard working axis of the detector at the standard working distance. The active diameter of the source must not significantly exceed the standard working diameter. For those cases where the source is a true characteristic X-ray, the location of the centres of the K_α and K_β peaks can be used to obtain the calibration:

$$S = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \quad (5)$$

For other cases, or if the K_α and K_β are not sufficiently well resolved, the pulser technique of Sub-clause 7.1 may be used to obtain calibration. The results should be expressed as the FWHM and FWTM. The FWHM is obtained from the relation:

$$\Delta_E^S = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \Delta_N^S \quad (6)$$

where Δ_N^S is the full width (in interpolated fractional channels* of the peak at one-half its maximum amplitude. The FWTM is given by:

$$\delta_E^S = \left(\frac{E_1 - E_2}{X_1 - X_2} \right) \delta_N^S \quad (7)$$

where δ_N^S is the full width (in fractional channels) of peak at one-tenth its maximum amplitude. For a Gaussian peak: $\delta_N^S = 1.78 (\Delta_N^S)$, thus $\delta_E^S = 1.78 (\Delta_E^S)$.

The FWHM must be at least ten channels with a minimum of 40 000 counts in the peak centre (modal) channel. In reporting information on spectral resolution, the following shall be noted:

- a) incident X-ray source and energy;
- b) count-rate at which measurement was taken;
- c) detector-source geometry (standard working distance and standard source diameter);
- d) detailed description of detector and its collimator (shape, area, depth, Si or Ge, etc.);
- e) detector operating bias;
- f) system noise linewidth under the same operating conditions;
- g) amplifier pulse-shaping parameters (including the full pulse width and BLR parameters).

* The method of interpolation shall be given by the manufacturer.

D'autres paramètres que le bruit électrique contribuent à l'élargissement de la raie du détecteur (par exemple les problèmes de statistique et la collection des charges). On trouve ces valeurs en soustrayant les contributions de la largeur du bruit élevées au carré conformément aux relations:

$$\Delta_E^O = \sqrt{(\Delta_E^S)^2 - (\Delta_E^T)^2} \quad (8) \quad \text{et} \quad \delta_E^O = \sqrt{(\delta_E^S)^2 - (\delta_E^T)^2} \quad (9)$$

Il importe de remarquer que la résolution limite obtenue à partir de calculs statistiques est donnée par:

$$\lim (\Delta_E^O) = 2,35 \sqrt{F \varepsilon E} \quad (10)$$

où:

- Δ_E^O = LMH en unités d'énergie
- E = énergie du rayonnement X
- ε = énergie moyenne pour créer une paire d'électron-trou
- F = facteur de Fano

La valeur du facteur de Fano n'est pas actuellement connue avec précision pour le Si ni le Ge. Il existe des données expérimentales fixant la valeur limite supérieure probable de F ; cependant on emploie habituellement $F = 0,1$.

7.5 *Rapports pic/vallée et pic/trainée*

Les rapports pic/vallée (paragraphe 7.5.1) pour deux pics très proches (par exemple les K_α et K_β du Mn issu du ^{55}Fe) et les rapports pic/trainée (paragraphe 7.5.2) peuvent être de précieux indicateurs des distorsions spectrales causées par de nombreux facteurs allant des problèmes de collection de charges dans le détecteur (ou ses zones partiellement mortes) aux instabilités de la ligne de base et autres effets de taux de comptage dans l'électronique. Les rapports pic/trainée peuvent aussi fournir d'intéressantes indications sur les possibilités du rapport pic/bruit de fond du système détecteur.

Lorsqu'on établit les rapports pic/vallée ou pic/trainée, les détails complets des conditions de mesures, y compris la disposition source-détecteur (distance normale de travail et diamètre normal de la source), la valeur de la constante de temps de l'amplificateur, le taux de comptage à l'entrée et toutes les autres variables importantes qui peuvent affecter la mesure de façon significative, doivent être clairement indiquées. Les réglages des paramètres du système, employés pour ces spécifications, doivent être conformes à ceux qui sont utilisés pour la spécification d'autres paramètres de fonctionnement comme la LMH, etc.

7.5.1 *Rapport pic/vallée*

Le rapport pic/vallée entre deux pics déterminés est défini par le rapport de la hauteur du pic le plus grand à celle du minimum de la vallée entre les deux pics.

Les caractéristiques des rapports pic/vallée doivent être déterminées avec suffisamment d'informations statistiques (par exemple nombre de coups par canal dans la vallée) pour garantir une erreur statistique probable de ces rapports inférieure à 5%.

7.5.2 *Rapport pic/trainée*

L'essai consiste à placer la partie active d'une source normale de ^{55}Fe , de la centrer sur l'axe normal et de la disposer à la distance normale de travail, de régler les gains de telle façon que la LMH occupe au moins dix canaux et qu'un nombre N_p de coups (20 000 au minimum) soit accumulé dans le canal central du pic (canal modal) à 5,9 keV.

Another set of parameters of interest are those contributions to the detector linewidth caused by all factors other than electrical noise (e.g. statistical and charge collection problems). These quantities are found by subtracting the noise linewidth contributions in quadrature according to the relationships,

$$\Delta_E^O = \sqrt{(\Delta_E^S)^2 - (\Delta_E^T)^2} \quad (8) \quad \text{and} \quad \delta_E^O = \sqrt{(\delta_E^S)^2 - (\delta_E^T)^2} \quad (9)$$

It is relevant to point out that the resolution limit set by statistical considerations alone is given by:

$$\lim (\Delta_E^O) = 2.35 \sqrt{F \varepsilon E} \quad (10)$$

where:

Δ_E^O = FWHM linewidth in units of energy
 E = X-ray energy
 ε = average energy to form an electron-hole pair
 F = Fano factor

The value of the Fano factor is not accurately established at the present time for either Si or Ge. Existing experimental data establish only a probable upper limit for F ; however, $F = 0.1$ is commonly employed as a useful estimate of F .

7.5 Peak-to-valley and peak-to-tail ratios

Peak-to-valley ratios (Sub-clause 7.5.1) for two closely spaced peaks (e.g., the K_α and K_β of Mn from ^{55}Fe) and peak-to-tail ratios (Sub-clause 7.5.2) can be very sensitive indicators of spectral distortions caused by a variety of factors ranging from charge collection problems in the detector (or its partially-dead windows) to baseline instability and other related count-rate effects in the electronics. Peak-to-tail ratios can also be sensitive indicators of the detector system's line-to-background ratio capability.

When quoting peak-to-valley or peak-to-tail ratios complete details of the measurement conditions, including source-detector geometry (standard working distance and standard source diameter) amplifier time constant settings, input count-rate, and any other major variables which would significantly affect the measurement shall be clearly stated. The system parameter adjustments used for these specifications should be consistent with those used for specification of other performance parameters, such as FWHM, etc.

7.5.1 Peak-to-valley ratio

The peak-to-valley ratio between two specified peaks is defined as the ratio of the height of the larger peak to the height in the minimum of the valley between the two peaks.

Specifications of peak-to-valley ratios should be based on sufficient statistical information (i.e. number of counts per channel in the valley) to ensure a maximum statistical probable error of less than 5% in the peak-to-valley ratio.

7.5.2 Peak-to-tail ratio

This test consists of placing the active side of a standard ^{55}Fe source normal to and centred on the standard working axis and located at the standard working distance, adjusting gains so that at least ten channels appear across the FWHM, and counting until N_p counts (20 000 minimum) are accumulated in the peak centre channel (modal

La moyenne du nombre de coups dans chacun des groupes de cinq canaux contigus centrés, respectivement, autour des énergies de 5,4 keV, 4,5 keV et 1 keV donne les valeurs C_1 , C_2 et C_3 correspondantes.

Les rapports pic/trainée P_1 , P_2 et P_3 sont donnés par:

$$P_1 = N_p/C_1 \quad P_2 = N_p/C_2 \quad \text{et} \quad P_3 = N_p/C_3 \quad (11)$$

La baisse du rapport pic/trainée peut provenir de la détérioration de la qualité du système due à la rétrodiffusion des abords immédiats de la source ou de son arrière, des taux élevés de comptage, du bruit du système (mise à la terre, bruit alternatif, etc.) du réglage incorrect de l'appareil (mauvais réglage du circuit d'annulation de pôle-zéro, des temps de mise en forme différents de l'optimum, etc.) ou de la présence, dans le voisinage, d'autres sources radioactives. Le bruit de fond ayant d'autres causes que la source de ^{55}Fe doit être négligeable pour rendre cette mesure significative.

Cette méthode pour la détermination du rapport pic/trainée peut donner de faux résultats s'il existe, dans la source, des impuretés radioactives contribuant à apporter des événements dans la trainée. Les erreurs résultant de ces impuretés peuvent être détectées par une nouvelle mesure du rapport pic/trainée en disposant un absorbeur entre la source de ^{55}Fe et le détecteur.

8. Linéarité d'amplitude d'impulsion

8.1 Linéarité d'un système par la méthode de l'analyseur d'amplitude (méthode préférée)

Cette technique mesure la non-linéarité intégrale, à la fois du système détecteur et de l'analyseur d'amplitude. Pour déterminer la linéarité intégrale d'un constituant de la chaîne de l'appareil, il y a lieu de mesurer et soustraire l'action des autres constituants.

Avec le dispositif représenté sur la figure 5, page 86, le détecteur est exposé à une série de raies X caractéristiques couvrant la zone d'énergie concernée. Normalement un minimum de dix raies plus ou moins régulièrement espacées dans toute la région concernée est exigé pour vérifier une bonne linéarité. Ces raies peuvent être créées par une excitation secondaire due à des X, des gammas ou des particules chargées. La raie de plus petite énergie doit être au-dessous des 10% de la région énergétique concernée et la raie de plus grande énergie au-dessus des 90%.

Il faut veiller à utiliser uniquement des raies dont les énergies caractéristiques sont déterminées avec précision (par exemple les multiplets mal résolus, qui ont pour conséquence un élargissement important de la résolution, doivent être écartés chaque fois que possible).

Si ces raies sont émises séquentiellement plutôt que simultanément, il faut prendre soin de s'assurer que le taux de comptage soit faible et comparable, sans quoi les variations de gain dues au taux de comptage peuvent être interprétées par méprise comme un défaut de linéarité. Il faut également veiller à ce que les dérives du gain de l'équipement ne soient pas interprétées comme des non-linéarités. La méthode la plus sûre est de produire toutes les raies simultanément.

La non-linéarité intégrale (NLI) est définie comme l'écart maximal par rapport à la réponse linéaire en amplitude exprimée en pourcentage de l'amplitude nominale maximale du signal de sortie. Lorsqu'elle est caractérisée par un nombre sans commentaires, la NLI ne doit jamais dépasser ce nombre dans le domaine de fonctionnement spécifié pour l'appareil et doit être déterminée dans les mêmes conditions (réglages) que celles qui sont

channel) at 5.9 keV. The number of counts in each of the groups of five contiguous channels centred around the energies of 5.4 keV, 4.5 keV and 1 keV, respectively, are averaged to give values C_1 , C_2 and C_3 respectively.

The peak-to-tail ratios P_1 , P_2 and P_3 are calculated from:

$$P_1 = N_p/C_1 \quad P_2 = N_p/C_2 \quad \text{and} \quad P_3 = N_p/C_3 \quad (11)$$

Reduction of the peak-to-tail ratio may result from deterioration in system performance from contributions due to backscattering from the surroundings or source backing, high count-rates, system noise (ground loops, a.c. noise, etc.), improper equipment settings (misadjustment in pole-zero cancellation networks, non-optimum shaping times, etc.) or the presence of other radiation sources in the vicinity. Background from origins other than the ^{55}Fe source must be negligible in order to make this measurement meaningful.

This method for the determination of the peak-to-tail ratio can yield misleading results if there are other radionuclide impurities in the source which contribute to events in the tail. Errors resulting from impurities in the source can be detected by remeasuring the peak-to-tail ratio with an absorber placed between the ^{55}Fe source and the detector.

8. Pulse-height linearity

8.1 System X-ray linearity by pulse-height analyzer method (preferred method)

This technique measures the combined integral non-linearity of the detector system and the pulse-height analyzer. To determine the integral linearity of any component of the instrument chain, the effect of the other components must be measured and subtracted.

With the arrangement shown in Figure 5, page 86, the detector is exposed to a series of characteristic X-ray lines spanning the energy region of interest. Normally, a minimum of ten lines, more or less uniformly spaced over the region of interest is required for a good linearity check. These lines may be generated by secondary excitation induced with X-rays, gamma-rays, or charged particles. The lowest energy line should be less than 10% and the maximum-energy line greater than 90% of full-scale energy range of interest.

Care should be exercised to use only lines whose characteristic energy is accurately established (e.g. unresolved multiplets which result in significant resolution broadening should be avoided whenever possible).

If these lines are generated sequentially rather than simultaneously, care should be exercised to ensure that the counting rate is low and comparable; otherwise, count-rate induced gain shifts may be mistakenly interpreted as a pulse-height linearity problem. Also, care should be taken that equipment gain drifts are not mistakenly interpreted as non-linearities. The most reliable method is to generate all of the lines simultaneously.

Integral non-linearity (INL) is defined as the maximum deviation from linearity expressed as a percentage of the specified maximum linear output. When characterized by a single unqualified number, INL shall not exceed that number anywhere within the specified operation range of the instrument and shall be determined under the same conditions (instrument settings, etc.) used to specify resolution performance. The INL

utilisées pour caractériser la résolution. La NLI peut être obtenue à partir du spectre X, dont il a été précédemment question, en relevant, pour chaque pic, le numéro du canal de son centre (modal) en fonction de son énergie X, comme l'indique la figure 9, page 89.

La courbe de réponse idéale est une droite correspondant à l'ajustement linéaire par la méthode des moindres carrés des points relevés avec la même statistique de mesure. La non-linéarité intégrale est donnée en pourcentage, par:

$$NLI = 100 \left(\frac{\Delta E_{\max}}{E_F} \right) \quad (12)$$

où ΔE_{\max} est la déviation maximale (en unités d'énergie) entre la mesure et la réponse idéale, et E_F est l'énergie correspondant à la pleine échelle de la région énergétique concernée.

8.2 Linéarité intégrale par la méthode du pont

Cette mesure (autre méthode) est décrite en détail dans l'article 21 de la Publication 340 de la CEI. Elle ne peut être effectuée qu'avec un système détecteur incorporant une capacité de couplage pour le générateur comme décrit au paragraphe 7.1.

9. Effets du taux de comptage

9.1 Montage expérimental

Du fait que la plupart des appareils employant une restitution de ligne de base à porte refusent la partie de polarité inverse de l'impulsion d'un générateur d'impulsions à traînée ou d'un générateur d'impulsions à signaux carrés, les techniques qui font confiance à un générateur d'impulsions pour mesurer les effets du taux de comptage ne sont fréquemment pas utilisables pour les spectromètres X.

Le montage expérimental pour l'emploi d'une source radioactive pour mesurer les effets du taux de comptage sur la distorsion spectrale est représenté sur la figure 10, page 90. La source de ^{55}Fe est située sur l'axe de travail du détecteur, et la distance entre la source et le détecteur est modifiée de façon à faire varier le taux de comptage. Généralement, il est préférable que la source radioactive soit suffisamment intense pour que le taux de comptage maximal soit atteint pour une distance source-détecteur non inférieure à la distance normale de travail. Si l'intervalle source-détecteur est trop petit, les distorsions spectrales dues aux effets de bord dans le détecteur peuvent être faussement interprétées comme des distorsions provenant du taux de comptage. Tous les matériaux diffuseurs étrangers doivent être correctement éloignés de l'espace compris (ou adjacent) entre la source et le détecteur pour éliminer la distorsion spectrale due aux photons Compton de diffusion ou aux X de fluorescence secondaire. En général, il est préférable d'utiliser une source X n'émettant aucune radiation de haute énergie de façon à ne pas surcharger l'amplificateur. Il est essentiel que les étages d'entrée du CAN soient à couplage continu.

Le taux de comptage équivalent à l'entrée (r_i) est mesuré au moyen de l'amplificateur rapide, du discriminateur et de l'ictomètre. Dans les préamplificateurs qui utilisent une contre-réaction d'impulsion, r_i , indiqué sur la figure 10, ne représente pas le vrai taux à l'entrée: pour l'obtenir dans ce cas, il faut effectuer une correction sur le temps mort dû aux périodes de fermeture de porte. Dans quelques cas, cette correction peut être très

may be obtained from the previously described X-ray spectrum by plotting peak centre (modal) channel number for each peak versus the X-ray energy of that peak as shown in Figure 9, page 89.

The ideal response curve is a straight line corresponding to a linear regression least squares fit to the data points with the same statistical weight for all measurements. The integral non-linearity, in per cent, is then defined by:

$$\text{INL} = 100 \left(\frac{\Delta E_{\text{max}}}{E_F} \right) \quad (12)$$

where ΔE_{max} is the maximum deviation (in energy units) between the measured and the ideal response, and E_F is the energy corresponding to the full scale of the energy range of interest.

8.2 Integral linearity by the bridge method

This measurement (supplementary method) is described in detail in Clause 21 of IEC Publication 340. It can be utilized only with detector systems that incorporate a pulser coupling capacitor as described in Sub-clause 7.1.

9. Count-rate effects

9.1 Experimental arrangement

Because most instruments which utilize gated baseline restoration do not tolerate the reverse polarity part of the pulse for a tail pulse generator or a square pulse generator, techniques which rely on a pulse generator to measure count-rate effects are frequently not useful for X-ray spectrometers.

The experimental arrangement for using a radioactive source to measure count-rate effects on spectral distortion is shown in Figure 10, page 90. The ^{55}Fe source shown in Figure 10 is located on the working axis of the detector, and the source to detector distance is varied to change the counting-rate. Generally, it is preferable that the radioactive source be sufficiently intense that the maximum desired counting-rate is obtained at a source to detector spacing not less than the standard working distance. If the source to detector spacing is too small, spectral distortions from edge effects in the detector may be misinterpreted as count-rate induced distortions. All extraneous scattering materials shall be kept well away from the space between or adjacent to the source and detector to eliminate spectral distortion by Compton scattered photons, or by secondary fluorescence X-rays. In general, it is preferable to use an X-ray source that does not produce any high energy events which would overload the amplifier. It is essential that the input stages of the ADC be d.c. coupled.

The equivalent input count-rate (r_i) is measured by the fast amplifier, discriminator, and counting ratemeter. In preamplifiers which utilize pulsed feedback, the r_i shown in Figure 10 does not represent the true input rate: to obtain the true input rate in this case a correction must be made for the dead time caused by the gated-off periods. In some cases, this correction may be very significant. The fast filter amplifier chain shall

importante. Le circuit de filtrage de l'amplificateur rapide doit avoir une bande passante suffisante pour rendre négligeables les pertes de comptage, sinon il faudra effectuer une correction précise pour les pertes de comptage dues aux empilements. Une bonne correction de premier ordre est donnée par la relation:

$$r_o = r_i \cdot e^{-r_i t_w} \quad (13)$$

où:

r_o = taux de sortie sans empilement

r_i = taux à l'entrée

t_w = largeur de l'impulsion (en secondes) à la ligne de base fixée par le niveau du seuil du discriminateur

Si le montage représenté sur la figure 10, page 90, est utilisé en absence de porte (c'est-à-dire avec porte shuntée), les effets observés sur le taux de comptage tiendront compte des contributions de l'AMC. La contribution due à l'AMC seul (et à la porte) peut être approchée de la façon suivante:

Placer la sortie de l'échelle (qui correspond au dépassement) en position de division par un et allonger suffisamment le retard et la période du coup unique pour bloquer entièrement l'impulsion de sortie de l'amplificateur traversant la porte linéaire. Positionner la source de ^{55}Fe de façon à obtenir le taux de comptage maximal voulu. Faire varier le taux de comptage dans l'AMC en commutant la sortie de l'échelle sur «diviser par 2, par 4, par 8, par 16, par 32», etc. Les modifications résultantes, dans la résolution et la forme du pic, peuvent être attribuées à l'AMC et à la porte linéaire. La contribution de la porte linéaire peut être atténuée par l'emploi d'une porte linéaire à couplage continu de bonne qualité.

A cause de la tendance de l'échelle à répondre de façon non aléatoire, cette technique peut amener à sous-estimer les effets du taux de comptage dans l'AMC aux taux moyens et faibles.

Les problèmes importants liés aux mesures des effets du taux de comptage sont:

- a) La difficulté de séparer la contribution de chaque élément du système détecteur-préamplificateur-amplificateur-AMC;
- b) Les caractéristiques du taux de comptage dépendent de plusieurs facteurs comme l'amplitude du signal, le bruit du préamplificateur et les constantes de temps de mise en forme de l'amplificateur. Il est donc nécessaire, pour préciser les caractéristiques du système, que soient clairement fixées toutes les conditions relatives de son fonctionnement et que les paramètres du système puissent être choisis pour s'approcher des conditions de son emploi. Lors de l'étude des caractéristiques du taux de comptage, il est impératif que les circuits d'annulation de pôle-zéro et de restitution de ligne de base soient correctement réglés.

En spécifiant les caractéristiques du système, on doit indiquer ce qui suit:

- a) si les résultats incluent les effets de l'AMC;
- b) la gamme d'énergie;
- c) les constantes de temps de mise en forme de l'amplificateur y compris le réglage du RLB et de la rejection d'empilement;
- d) la résolution à faible taux de comptage;
- e) l'énergie à laquelle l'amplificateur est surchargé;
- f) la source de rayonnement utilisée et son énergie, pour l'obtention de signaux aléatoires (la source recommandée est le ^{55}Fe).

have a band-pass sufficient to ensure negligible counting losses or an accurate correction for the counting loss from pile-up must be applied. A good first-order correction is given by the relation:

$$r_o = r_i \cdot e^{-r_i t_w} \quad (13)$$

where:

r_o = unpile-up output data rate

r_i = input data rate

t_w = width of the pulse (in seconds) at the baseline established by the discriminator threshold level

If the arrangement shown in Figure 10, page 90, is operated in the ungated mode (i.e., with the gate by-passed) the observed count-rate effects will include the contributions from the MCA. The contribution from the MCA (and gate) alone can be approximated in the following way:

Set the scaler overflow output to divide-by-one condition and the delay and the one-shot period long enough to gate the entire amplifier output pulse through the linear gate. Adjust the ^{55}Fe source position to produce the maximum desired counting-rate. Vary the counting-rate into the MCA by switching the scaler overflow output to $\div 2$, $\div 4$, $\div 8$, $\div 16$, $\div 32$, etc. The resulting shifts in resolution and peak shape can be attributed to the MCA and linear gate. The contribution from the linear gate can be minimized by using a good quality d.c. coupled linear gate.

Because of the derandomizing effect of the scaler, this technique will tend to underestimate the count-rate effects in the MCA at low and medium count-rates.

The main problems with count-rate effect measurements are:

- a) the difficulty of isolating the contribution of any one component of the detector-preamplifier-amplifier-MCA system;
- b) the dependence of count-rate performance on many factors, such as signal energy, preamplifier noise, and amplifier shaping time constants. It is therefore necessary, in specifying the system performance, that all the relative operating conditions be clearly stated, and that the system parameters are selected so as to approximate the conditions under which the system will be used. When investigating count-rate performance, it is imperative that the pole-zero cancellation networks and baseline restorers be properly adjusted.

When specifying system performance, the following shall be stated:

- a) whether the results include the MCA effects;
- b) energy range;
- c) amplifier shaping time constants, including BLR setting and pile-up rejection;
- d) low count-rate resolution;
- e) energy at which the amplifier overloads;
- f) radiation source and energy used for random signal source (preferred source is ^{55}Fe).

Lorsqu'on spécifie les caractéristiques en fonction du taux de comptage, le taux spécifié doit toujours être celui qui est appliqué à l'entrée du spectromètre (détecteur). Le taux de comptage de sortie correspondant à ce taux de l'entrée doit être également indiqué.

9.2 *Déplacement du pic de distribution d'amplitude d'impulsion*

La position du pic (centroïde) d'une distribution d'amplitude d'impulsion peut montrer sa dépendance vis-à-vis du taux de comptage total. Le montage de la figure 10, page 90, fournit un moyen de mesurer le changement de l'amplitude d'impulsion en fonction d'un taux de comptage moyen pour des impulsions aléatoires espacées dans le temps. Le taux de comptage est modifié en ajustant l'écartement entre la source de radiation et le détecteur, et on le mesure au moyen d'un icromètre. Le pic K_{α} Mn doit être placé à 90% du maximum spécifié de sortie linéaire du système. Le taux de comptage doit ensuite varier dans la zone concernée tout entière et le déplacement du centre du pic K_{α} Mn tracé en fonction du taux de comptage total à l'entrée.

9.3 *Résolution spectrale et forme de la raie en fonction du taux de comptage*

On utilise également le montage représenté sur la figure 10, pour cette mesure. La LMH, la LDH et le rapport pic/trainée de la distribution d'amplitude du K_{α} Mn sont mesurés pour chacun des nombreux taux de comptage, dans la zone concernée, et présentés sous forme de tableaux ou tracés en fonction du taux de comptage. Le pic K_{α} Mn doit être placé comme spécifié au paragraphe 9.2.

9.4 *Pertes de comptage*

A forts taux de comptage, les empilements d'impulsions seront la cause de perte de comptage dans le pic ainsi que de distorsion spectrale. De plus, les systèmes utilisant les techniques de porte pour éliminer la distorsion spectrale ou assurer une contre-réaction d'impulsions au préamplificateur feront apparaître des temps morts durant les fermetures de la porte. Tous les systèmes sont neutralisables, c'est-à-dire qu'à partir d'un certain niveau de taux de comptage à l'entrée, le taux de comptage à la sortie décroît effectivement avec l'augmentation du taux à l'entrée. La figure 11, page 91, illustre cet effet.

Les montages représentés sur la figure 10 ou celui de la figure 12, page 92, peuvent être employés pour cette mesure. Si on utilise celui de la figure 10, l'icromètre doit être remplacé par un compteur de durée et le gain réglé comme au paragraphe 9.2. Si c'est celui de la figure 12, la largeur de fenêtre des analyseurs rapides monocanaux doit être fixée à six fois la LMH et le centre de la fenêtre doit coïncider avec le centre du pic (point modal du pic) à bas taux de comptage. Le montage de la figure 12 ne peut être utilisé que dans les cas où le déplacement, par le taux de comptage du pic de distribution d'amplitude d'impulsion, ne le ferait pas sortir de la fenêtre de l'analyseur monocanal. La chaîne de l'amplificateur rapide à filtre doit posséder une bande passante suffisante pour rendre négligeable les pertes de comptage, bien qu'il puisse être nécessaire d'effectuer, dans cette chaîne, une faible correction du temps mort calculé.

On augmente le taux de comptage en réduisant la distance source-détecteur et on trace la courbe du taux de comptage des impulsions analysées dans le pic X en fonction du taux de comptage total de la chaîne de l'amplificateur rapide à filtre, comme l'indique la figure 13, page 93. On peut déduire les résultats donnés par la figure 11 de ceux de la figure 13.

When specifying performance as a function of counting-rate, the counting-rate specified shall always be the counting-rate at the input (detector) of the spectrometer. The output counting-rate which corresponds to this input counting-rate shall also be stated.

9.2 *Pulse-height distribution peak shift*

The peak location (centroid) of a pulse-height distribution may exhibit dependence on total counting-rate. The experimental set-up shown in Figure 10, page 90, provides a means to measure pulse-height shift as a function of average counting-rate for random pulse spacing in time. The counting-rate is varied by adjusting the spacing between the radiation source and the detector and is measured with a count-rate meter. The Mn K_{α} peak should be set at 90% of the maximum specified linear output of the system. The counting-rate should then be varied over the entire range of interest, and the shift of the Mn K_{α} peak centroid plotted as a function of total input count-rate.

9.3 *Spectral resolution and line shape versus count-rate*

The set-up shown in Figure 10 is also used for this measurement.

The FWHM, FWTM, and peak-to-tail of the Mn K_{α} pulse-height distribution are measured for each of several counting-rates over the range of interest and tabulated or plotted as a function of input count-rate. The Mn K_{α} peak should be set as specified in Sub-clause 9.2.

9.4 *Counting losses*

At high counting-rates, pulse pile-up will cause a loss of counts from the peak as well as spectral distortion. In addition, systems which use gating techniques to eliminate spectral distortion or to effect pulsed feedback to the preamplifier will exhibit dead times during the gate closed periods. All systems are paralyzable; i.e., at some level of input count-rate, the output count-rate actually decreases with increasing input rate. Figure 11, page 91, illustrates this effect.

Either the arrangement shown in Figure 10 or that of Figure 12, page 92, may be used for this measurement. If the arrangement of Figure 10 is used, the counting-rate meter should be replaced with a counter-timer and the gain should be adjusted as in Sub-clause 9.2. If the arrangement in Figure 12 is used, the window widths in the fast single-channel analyzers should be set at six times the FWHM, and the centre of the window should correspond to the peak centre (modal point of the peak) at low count-rate. The arrangement shown in Figure 12 can be used only under situations where the pulse-height distribution peak shift with counting rate will not shift the peak out of the window of the SCA. The fast filter amplifier chain shall have a band-pass sufficient to ensure negligible counting losses, although a small calculated dead-time loss correction for the fast filter amplifier chain may be required.

The count-rate is increased by decreasing the source-to-detector distance, and the counting-rate of the analyzed pulses in the X-ray peak is plotted as a function of total count-rate in the fast filter amplifier chain as shown in Figure 13, page 93. The results of Figure 11 can be derived from those of Figure 13.

Les effets de perte de comptage attribuable à l'AMC peuvent être mesurés en mettant hors service l'entrée de la porte de coïncidence représentée sur la figure 10, page 90 (ainsi que décrit au paragraphe 9.1).

Les montages des figures 10 ou 12, page 92, peuvent être également utilisés pour vérifier les corrections de temps mort.

10. Effets de surcharge

10.1 Généralités

Le comportement d'un amplificateur recevant une impulsion d'entrée qui l'entraîne jusque dans sa région de surcharge dépend de nombreux facteurs. L'ordre dans lequel différentes parties de l'amplificateur surchargent à mesure que croît l'amplitude du signal d'entrée peut dépendre des réglages de la commande du gain et des constantes de temps. Tous les réglages de la commande du gain ainsi que les paramètres de mise en forme de l'impulsion doivent être définis lorsque le temps de récupération de la surcharge est spécifié; sans quoi, la spécification devra s'appliquer à toutes les combinaisons des circuits gain et filtre valables du système. Les amplificateurs possédant des circuits d'annulation de pôle-zéro et de restitution de la ligne de base ajustables devront être convenablement réglés avant de procéder aux essais de surcharge.

10.2 Temps de restitution du gain de l'amplificateur

Un système est défini comme ayant récupéré après surcharge lorsque la forme d'onde de sortie retourne et reste dans une zone autour de la ligne de base, de 1% de la tension maximale de sortie spécifiée, et lorsque le gain, pour des petits signaux, est revenu à sa valeur normale. Après une impulsion de surcharge, la forme d'onde de sortie de certains amplificateurs revient plus rapidement à la ligne de base que le gain à sa valeur normale. Le retour du gain à sa valeur normale peut ordinairement être discerné par la réapparition de la totalité du bruit ou d'un faible signal sur l'oscilloscope. Le montage d'essai représenté sur la figure 5, page 86, permet une mesure rapide du temps de récupération après une impulsion de surcharge. Si le générateur d'impulsions est remplacé par un générateur sinusoïdal fournissant un signal à bas niveau, la réapparition de la sinusoïde peut être utilisée à la place de celle du bruit.

Un exemple d'un tel comportement à la surcharge est donné à la figure 14, page 93. On remarquera que le faible signal sinusoïdal sur la trace réapparaît lorsque le gain de l'amplificateur est revenu à sa valeur normale. La forme d'onde retourne très rapidement à la ligne de base après l'impulsion de surcharge, mais le gain n'est recouvert qu'un peu plus tard. La surcharge de l'oscilloscope doit être évitée. Le temps de récupération du gain de l'amplificateur doit être indiqué pour des facteurs de surcharge de 10, 100 et 1 000 à tous les réglages relatifs des constantes de temps et du gain.

11. Stabilité de la hauteur d'amplitude

11.1 Variations de la tension du réseau d'alimentation

Le montage d'essai est le même que celui qui est représenté sur la figure 5, à cela près que la tension secteur est variable pour tous les éléments du système à l'exception du générateur d'impulsions de précision, de l'analyseur multicanal et de l'oscilloscope. Un pic du générateur d'impulsions et/ou celui d'une raie X monoénergétique (par exemple ^{55}Fe) peut être utilisé pour la mesure de la stabilité.

Counting loss effects which are attributable to the MCA may be measured by disabling the coincidence gate input shown in Figure 10, page 90 (as described in Sub-clause 9.1).

The arrangements of Figure 10 or 12, page 92, can also be used to verify dead time corrections.

10. Overload effects

10.1 General

The behaviour of an amplifier receiving an input pulse that drives the amplifier far into the overload region depends on many factors. The order in which different sections of the amplifier overload as the input amplitude is increased may depend on the gain control and time constant settings. All of the gain control settings and pulse-shape parameters shall be stated when the overload recovery time is specified; otherwise, the specification shall apply for all gain and filter network combinations available in the system. Amplifiers having adjustable pole-zero cancellation and baseline restoration networks must be properly adjusted before overload tests are performed.

10.2 Amplifier gain recovery time

A system is defined as having recovered from overload when the output waveform returns to and remains within a band about the baseline of 1% of the maximum specified output voltage, and when the gain for small signals has returned to normal. After an overload pulse, the output waveform of some amplifiers returns to the baseline sooner than the gain returns to normal. Return to normal gain may usually be judged by the reappearance of full noise or small signal response on the oscilloscope trace. The test arrangement shown in Figure 5, page 86, permits a quick measurement of recovery time after an overloading pulse. If the pulse generator is replaced with a sine-wave generator, working at low signal level, the reappearance of the sine wave can be used instead of the noise.

An example of such overload behaviour is illustrated in Figure 14, page 93. Note that the small sinusoidal signal on the trace reappears when the amplifier gain has returned to normal. The waveform returns to the baseline very quickly after the overload pulse, but the gain does not recover until much later. Oscilloscope overload must be avoided. Amplifier gain recovery time shall be stated for overload factors of 10, 100, and 1 000 at all relevant time-constant and gain settings.

11. Pulse-height stability

11.1 Line voltage variations

The test set-up is identical with that shown in Figure 5 except that the line voltage is variable for all parts of the system except the precision pulse generator, multichannel analyzer, and oscilloscope. A pulse generator peak and/or a peak from a monoenergetic X-ray line (e.g. ^{55}Fe) may be used to measure stability.

Fixer la tension secteur à sa valeur nominale et régler la sortie de l'amplificateur de façon que le canal centre (modal) pour le pic N_1 soit à 90% de la pleine échelle de l'AMC. Noter la déviation maximale de N_1 lorsque le secteur varie de 88% à 110% de la valeur nominale de la tension de fonctionnement, toutes les autres conditions étant maintenues constantes. Cette variation est souvent exprimée en pourcentage, pour une variation donnée du secteur, et est obtenue par la relation:

$$S_L = \frac{100 \Delta N_1}{N_1} \quad (14)$$

Un essai similaire peut être effectué avec un amplificateur à seuil dans le système. Dans ce cas, le générateur d'impulsions et ses gains doivent être ajustés pour obtenir 90% du voltage maximal de sortie de l'amplificateur à seuil aux réglages voulus de son gain et du niveau de son seuil. Les spectres seront relevés à 88% et 110% de la tension secteur nominale. La stabilité de la hauteur de l'impulsion de sortie S_L (variation de la hauteur de l'impulsion au-delà de +10%, -12% du domaine de la tension secteur) est donnée en pour-cent par:

$$S_L = 100 \frac{\Delta N_1}{N_1 + G_B N_B} \quad (15)$$

où ΔN_1 est le nombre de canaux entre les canaux du centre (modal) des pics, G_B le gain de l'amplificateur à seuil et N_B le nombre équivalent de canaux supprimés par l'amplificateur à seuil. La mesure de l'effet de l'AMC sur la stabilité de la hauteur de l'impulsion peut être effectuée en recommençant l'essai précédent en modifiant la tension secteur uniquement pour l'AMC.

11.2 Effets de la température

Pour cet essai, le système de la figure 5, page 86, (à l'exception du générateur d'impulsions, de l'AMC et de l'oscilloscope) est placé dans une enceinte d'ambiance. La variation maximale de la hauteur de l'impulsion due aux modifications croissantes de la température de l'air ambiant, en maintenant constantes toutes les autres conditions, est le coefficient de température, par exemple 0,01% par Kelvin.

Dans les amplificateurs à couplage continu, les déplacements de l'amplitude d'impulsion peuvent être causés soit par les changements du gain, soit par les déplacements du niveau continu. Chaque fois que possible les changements d'amplitude amenés par la température à la fois dans le gain et le niveau continu doivent être mesurés et spécifiés. Lorsqu'on spécifie le coefficient de température d'une hauteur d'impulsion, le domaine dans lequel cette spécification s'applique doit être clairement défini. Les mesures doivent être faites au-delà d'une zone spécifiée de température et effectuées à des variations inférieures à 10 K. Le coefficient de température spécifié doit être valable pour tous les accroissements à l'intérieur d'une zone de température déterminée. Il faudra prendre soin de ne pas endommager le système en le faisant fonctionner en dehors de la zone de température indiquée par le constructeur.

11.3 Stabilité du gain

Le montage de l'essai est identique à celui qui est représenté sur la figure 5 et sa conduite conforme au paragraphe 11.1. Les variations du gain peuvent être déterminées en observant le déplacement du canal centre du pic (modal) dans l'AMC. Les conditions de l'essai doivent être maintenues constantes et les variations maximales du gain relevées au-delà de la durée qui servira de spécification.

Set the line voltage at its nominal value and adjust the amplifier output so that the peak centre (modal) channel of the peak N_1 is at 90% of full scale on the MCA. Observe the maximum deviation of N_1 as the line voltage is varied over a range of 88% to 110% of the nominal operating voltage while all other conditions are maintained constant. This variation is often expressed in percentage for a given line voltage change and is obtained by the relation:

$$S_L = \frac{100 \Delta N_1}{N_1} \quad (14)$$

A similar test may be performed with a biased amplifier in the system. In this case, the pulse generator and gains should be adjusted to give 90% of maximum rated output voltage from the biased amplifier at the desired gain and bias level setting. Spectra should be obtained at 88% and 110% of nominal line voltage. Output pulse height stability S_L (pulse-height variation over a +10%, -12% line voltage range) is given in per cent by:

$$S_L = 100 \frac{\Delta N_1}{N_1 + G_B N_B} \quad (15)$$

where ΔN_1 is the number of channels between the peak centre (modal) channels of the peaks, G_B the gain of the biased amplifier and N_B is the equivalent number of channels suppressed by the biased amplifier. Measurement of the effect of the MCA on pulse-height stability can be accomplished by repeating the above with variable line voltage to the MCA only.

11.2 *Temperature effects*

For this test, the system shown in Figure 5, page 86, (except for the pulse generator, MCA, and oscilloscope) is placed in an environmental test chamber. The maximum change in pulse height produced by incremental changes of the ambient air temperature, with other conditions maintained constant, is the temperature coefficient of pulse height; for example, 0.01% per Kelvin.

In amplifiers with d.c. coupling, pulse-height shifts can be caused by either gain changes or d.c. level shifts. When applicable, temperature induced pulse-height changes in both gain and d.c. level shall be measured and specified. When specifying the temperature coefficient of pulse height, the range over which the specification applies shall be clearly stated. The measurements shall be made over a specified temperature range and taken at no greater than 10 K increments. The specified temperature coefficient shall be valid for all increments within the specified temperature range. Care should be taken not to damage the system by operating outside the manufacturer's recommended operating temperature range.

11.3 *Gain stability*

The test set-up is identical with that shown in Figure 5 and Sub-clause 11.1. Gain variations can be determined by observing the peak centre (modal) channel shift in the MCA. Test conditions should be maintained constant and the maximum gain variations noted over an extended period of time which shall be stated.

12. Efficacité

L'efficacité d'un semicteur pour une énergie donnée de photon est une fonction d'un certain nombre de variables incluant la surface, la forme et la profondeur de la région active, la présence de collimateurs, l'absorption dans les fenêtres (ou les zones mortes) entre la source X et la région active. De plus, la proximité de matériaux étrangers de diffusion peut également influencer la précision de la mesure d'efficacité. Lorsqu'on spécifie l'efficacité du détecteur, il est en même temps essentiel que soit spécifiée sa surface active.

Du fait que le pourtour de la région sensible soit ordinairement la zone de collection des charges, de nombreux spectromètres X à semicteur sont construits avec une collimation interne. Toute description ou spécification de la zone active du détecteur doit définir sans ambiguïté les dimensions, les formes, le Z et la situation des collimateurs. Les autres régions du dispositif, à faible champ électrique, peuvent également causer des distorsions spectrales; c'est pourquoi, en spécifiant la profondeur sensible du détecteur, on doit clairement énoncer l'épaisseur de toute matière non sensible.

12.1 Mesure de l'atténuation de la fenêtre au moyen d'une source fluorescente en verre (méthode préférée pour appareils destinés à être utilisés en dessous de 5 keV)

Dans cette mesure, les rapports des intensités relatives de la fluorescence X d'un verre normalisé de mêmes caractéristiques que dans le tableau I sont utilisés pour quantifier l'atténuation dans la fenêtre du cryostat et la zone morte du détecteur.

Le verre normalisé doit être excité par la source ^{55}Fe comme l'indique la figure 15, page 94. Le spectre X résultant obtenu par le montage de la figure 5, page 86, est utilisé pour caractériser l'atténuation de la fenêtre.

Comme les intensités relatives des raies fluorescentes X tombant sur la fenêtre du détecteur sont affectées par l'absorption dans la cible de verre, cette mesure est sensible à la disposition source-verre-détecteur. Le montage géométrique représenté sur la figure 15 a été choisi pour minimiser les effets de petites variations dans les dimensions, pendant que l'on maintient un taux de comptage raisonnable. Avec les dispositions de la figure 15 et une source ^{55}Fe de $1,9 \cdot 10^9$ Bq (50 mCi), les résultats que montre la figure 16, page 95, (avec 400 000 coups dans le pic K_{α} Mn) peuvent être obtenus au bout de 5 h. Toute partie de la structure, à l'exception de la cible de verre, qui pourrait émettre des X secondaires d'interférence, doit être séparée du détecteur par un écran de plastique. Les plastiques contenant des catalyseurs ou des charges qui émettent des rayons X d'interférence doivent être écartés.

Le spectre typique de la figure 16a, page 95, a été obtenu en utilisant un détecteur Si(Li) dans un cryostat avec fenêtre en Be de 8 μm d'épaisseur. La figure 16b, page 95, montre l'effet de l'interposition d'un absorbeur supplémentaire en Be de 124 μm d'épaisseur. Les points concernés sont les intensités des raies de faible énergie relatives à l'intensité de la raie K_{α} Mn rétrodiffusée avec cohérence.

La composition du verre normalisé est donnée dans le tableau I.

TABLEAU I

Composition du verre normalisé

(Pourcentage en poids)

SiO ₂	42,5	MgO	20,0
BaO	2,0	ZnO	20,0
CaO	1,5	B ₂ O ₃	10,0
Li ₂ O	4,0		

12. Efficiency

The efficiency of a semiconductor detector at a given photon energy is a function of a number of variables including the area, shape and depth of the active region, the presence of collimators, and the absorption in windows (or dead layers) between the source of X-rays and the active region. In addition, the presence of nearby extraneous scattering material can also bias the accuracy of efficiency measurement. In specifying the efficiency of the detector, it is also essential that the active area be specified.

Since the periphery of the sensitive region is usually a charge collection problem area, many semiconductor X-ray spectrometers are constructed with internal collimation. Any description or specification of the active area of the detector should unambiguously specify the dimensions, shape, Z, and location of collimators. Other regions of low electric field in the device may also cause spectral distortions; therefore, in specifying the sensitive depth of the detector, the thickness of any non-depleted material shall be clearly stated.

12.1 Window attenuation measurements with glass fluorescent source (preferred method for instruments intended for use below 5 keV)

In this measurement, the ratios of the relative intensities of fluoresced X-rays from a standard glass with composition as in Table I are used to quantify the attenuation in the cryostat window and the detector dead layer.

The standard glass shall be excited by ^{55}Fe as illustrated in Figure 15, page 94. The resulting X-ray spectrum obtained with the arrangement of Figure 5, page 86, is used to characterize the window attenuation.

Since the relative intensities of the fluorescent X-ray lines incident on the detector window are affected by absorption in the glass target, this measurement is sensitive to the source-glass-detector geometry. The geometric arrangement shown in Figure 15 has been selected to minimize the effect of small variations in the dimensions, while still maintaining a reasonable counting rate. With the geometry shown in Figure 15 and a $1.9 \cdot 10^9$ Bq (50 mCi) ^{55}Fe source, the data shown in Figure 16, page 95, (with 400 000 counts in the Mn K_α peak) can be obtained in about 5 h. Any portion of the structure, except the glass target, which could emit interfering secondary X-rays shall be shielded from the detector with plastic. Plastics containing catalysts or fillers which emit interfering X-rays shall be avoided.

The typical spectrum shown in Figure 16a, page 95, was obtained using a Si(Li) detector in a cryostat with an 8 μm thick Be window. Figure 16b, page 95, shows the effect of interposing an additional 124 μm thick Be absorber. The indices of interest are the intensities of the low-energy lines relative to the intensity of the coherently backscattered Mn K_α line.

The composition of the standard glass is as in Table I.

TABLE I

Composition of standard glass

(Percentage of weight)

SiO ₂	42.5	MgO	20.0
BaO	2.0	ZnO	20.0
CaO	1.5	B ₂ O ₃	10.0
Li ₂ O	4.0		

La fluorescence du verre normalisé, par une source ^{55}Fe , produit les raies marquantes, indiquées dans le tableau II.

TABLEAU II

Raies caractéristiques provenant du verre normalisé rendu fluorescent par une source de ^{55}Fe

Mn, K_{α}	5,90 keV (retrodiffusion cohérente)
Ba, $L_{\alpha 1}$	4,47; $L_{\alpha 2}$ - 4,45; $L_{\beta 1}$ - 4,83; $L_{\beta 2}$ - 5,16; L_{γ} - 5,53
Ca, K_{α}	3,69; K_{β} - 4,01; L - 0,34
Si, K_{α}	1,74; K_{β} - 1,83
Mg, K_{α}	1,25; K_{β} - 1,30
Zn, L_{α}	1,01; L_{β} - 1,03
O, K_{α}	0,523
B, K_{α}	0,185 keV

La figure 16a, page 95, montre clairement les raies du Mn, Ca, Si et Mg, cependant que la raie Zn-L est à peine détectable dans le bruit de fond.

L'indice de la fenêtre (W_E) pour une énergie (E) donnée est définie par la relation:

$$W_E = \frac{A_E}{A_{\text{Mn}}} \quad (16)$$

où A_E est le nombre total de coups d'énergie E dans le pic et A_{Mn} l'intensité de la raie K_{α} Mn rétrodiffusée. La procédure pour déterminer A d'un spectre comme celui de la figure 16, page 95, est décrite à la fin de ce paragraphe.

Fréquemment, une seule valeur de W_E caractérisera convenablement la baisse en efficacité aux basses énergies. Cependant, d'utiles renseignements supplémentaires sur l'origine des atténuations de la fenêtre peuvent parfois être obtenus en comparant W_E à de nombreuses énergies. Lorsqu'un appareil est caractérisé par un seul W_E , ce dernier correspond à la raie de plus basse énergie qui fournira des caractéristiques avec une précision statistique sûre. Les raies dont les rapports raie/bruit de fond sont inférieures à 3 ne doivent normalement pas être utilisées. Si l'accroissement des erreurs statistiques lors de la détermination de W_E dépasse $\pm 3\%$ à 90% du niveau de confiance, l'erreur probable (limite de confiance de 90%) sur la valeur de W_E doit être également spécifiée.

Les valeurs caractéristiques de W_E de l'exemple donné dans la figure 16, sont représentées sur la figure 17, page 96, uniquement pour mettre en lumière la sensibilité de cette technique.

Les procédures décrites dans ce paragraphe sont aussi applicables pour les détecteurs «sans fenêtre» où la barrière étanche au vide entre le détecteur et la source X est retirée pendant le fonctionnement. Dans ce cas, on doit veiller à s'assurer que le détecteur et/ou le préamplificateur ne soient pas endommagés par la mauvaise qualité du vide à proximité de la source fluorescente X.

La méthode pour soustraire la surface du pic du bruit de fond du spectre a été choisie pour sa simplicité et facilité de calcul, encore que dans certains cas, tels que la présence de pics fortement distordus dans le spectre, cette méthode puisse donner des résultats erronés.

Pour les analyses décrites ci-après, un pic du spectre doit avoir une largeur à mi-hauteur d'au moins six canaux et le nombre total de coups dans la LMH doit être d'au moins 10 000. Si un calculateur convenablement adapté à traiter les résultats est utilisé, il est inutile d'avoir ce minimum de 10 000 coups pourvu que le résultat fourni par le calculateur ait une précision comprise entre $\pm 3\%$ (au niveau de confiance de 90%).

Fluorescence of the standard glass with a ^{55}Fe source produces the prominent lines shown in Table II.

TABLE II
*Characteristic X-ray lines from the standard glass
fluoresced by ^{55}Fe source*

Mn, K_{α}	5.90 keV (coherent backscatter)
Ba, $L_{\alpha 1}$	4.47, $L_{\alpha 2}$ - 4.45, $L_{\beta 1}$ - 4.83; $L_{\beta 2}$ - 5.16; L_{γ} - 5.53
Ca, K_{α}	3.69, K_{β} - 4.01, L - 0.34
Si, K_{α}	1.74, K_{β} - 1.83
Mg, K_{α}	1.25, K_{β} - 1.30
Zn, L_{α}	1.01, L_{β} - 1.03
O, K_{α}	0.523
B, K_{α}	0.185 keV

Figure 16a, page 95, clearly shows Mn, Ca, Si and Mg lines, while the Zn-L line is barely detectable above the background.

The window index (W_E) at a given energy (E) is defined by the relationship:

$$W_E = \frac{A_E}{A_{\text{Mn}}} \quad (16)$$

where A_E is the total number of counts in the peak at energy E , and A_{Mn} is the intensity of the backscattered Mn K_{α} line. The procedure for determining A from a spectrum such as Figure 16, page 95, is described at the end of this sub-clause.

Frequently, a single value for W_E will adequately characterize the drop in efficiency at low energies. However, additional useful information about the origin of the window attenuations can sometimes be obtained by comparing values of W_E at several energies. When an instrument is characterized by a single W_E it should correspond to the lowest energy line which will provide data of reliable statistical accuracy. Lines with line-to-background ratios of less than 3 should normally not be used. If the propagation of statistical errors in the determination of W_E exceeds $\pm 3\%$ at the 90% confidence level, then the probable error (90% confidence limit) in the value of W_E shall also be specified.

Typical values of W_E for the example shown in Figure 16, are illustrated in Figure 17, page 96, which is included here only for the purpose of illustrating the sensitivity of this technique.

The procedures described in this sub-clause are also useful for "windowless" detectors where the vacuum-tight barrier between the detector and source of X-rays is removed during operation. In this case, care must be exercised to ensure that the detector and/or preamplifier are not damaged by poor quality of the vacuum in the vicinity of the X-ray fluorescent source.

The method for peak area and spectral background subtraction has been chosen for its simplicity and ease of computation, although in certain circumstances, such as in the presence of seriously distorted spectral peaks, the method could yield misleading results.

For the analyses described below, a spectral peak shall be at least six channels wide at half-maximum and the total number of counts within the FWHM shall be at least 10 000. If computer fitting of the data is used, the 10 000 counts minimum need not apply, provided the result as calculated by computer is accurate to within $\pm 3\%$ (90% confidence level).

Les résultats du spectre des hauteurs d'impulsions devront être tracés en log du nombre de coups N_x du canal x , en fonction du numéro X du canal. Sur ce tracé, le bruit de fond en dessous des pics de rayons X est déterminé par un ajustement linéaire de la moyenne des bruits de fond situés de part et d'autre des pics concernés (voir la droite B_1B_2 de la figure 18, page 97). Les coups à l'intérieur des pics sont déterminés comme étant ceux qui sont au-dessus de cette ligne de bruit de fond jusqu'aux minima clairement définis entre les pics adjacents. Les définitions du bruit de fond et du pic sont représentées sur la figure 18. Les pics qui ne sont pas nettement déterminés ne doivent pas être utilisés; le rapport pic/vallée ne doit pas être inférieur à 10.

12.2 Mesure de l'atténuation de la fenêtre au moyen de sources radioactives

Quelques détecteurs dont le fonctionnement n'a pas été envisagé au-dessous de 6 keV peuvent avoir une zone morte ou une fenêtre trop épaisse pour pouvoir être utilisés selon les techniques décrites au paragraphe 12.1. Dans ce cas, une procédure comparable employant une source radioactive avec deux ou plusieurs raies dont les intensités relatives sont bien connues peut être utilisée pour la détermination de W_E . L'intensité de la raie la plus énergétique est le dénominateur de l'équation 16. Le détecteur doit avoir une épaisseur suffisante pour absorber totalement les X de la plus haute énergie. Pour cette mesure, la cible de verre et la source ^{55}Fe sont remplacées par une source radioactive appropriée, placée sur l'axe de travail du détecteur à la distance de travail spécifiée.

Si, par exemple, le ^{109}Cd est utilisé, la région sensible du détecteur doit être suffisamment épaisse pour absorber les X de 88 keV et l'indice d'épaisseur de la fenêtre est donné par le rapport de A_{22} sur A_{88} . Dans le cas où la source a plus de deux raies caractéristiques, il y a lieu de veiller à spécifier clairement laquelle des deux raies est employée pour la détermination de W_E . Il y a également lieu de s'assurer que l'auto-absorption, tant de la source que de son habitacle, est négligeable.

Les sources types utilisées pour cette mesure figurent sur la liste du tableau III.

TABLEAU III

Sources radioactives pour la caractérisation des épaisseurs de fenêtre

Source radioactive	Energie (keV)	Probabilité d'émission
^{57}Co	6,4	$0,494 \pm 0,015$
	14,4	$0,0954 \pm 0,0013$
	122,0	$0,866 \pm 0,019$
	136,0	$0,1061 \pm 0,0018$
^{109}Cd	22,1	$0,842 \pm 0,028$
	88,0	$0,0373 \pm 0,0006$
^{133}Ba	30,9	$0,969 \pm 0,020$
	35,0	$0,226 \pm 0,006$
	53,2	$0,0217 \pm 0,0004$
	81,0	$0,335 \pm 0,005$
	161,0*	$0,0062 \pm 0,0004$
^{125}I	27,2	$0,398 \pm 0,014$
	27,5	$0,742 \pm 0,025$
	31,0**	$0,258 \pm 0,010$
	35,5	$0,0667 \pm 0,0022$

* Eviter d'utiliser la raie de 161 keV du ^{133}Ba comme pic de référence à cause de l'interférence due aux additions de pics.

** Moyenne des raies K_p .

Pulse-height spectral data should be plotted as the log of the number of counts N_x in the channel x versus channel number X . On this plot, background under the X-ray peaks is determined by a linear fit to the average backgrounds on the upper and lower energy sides of the peaks of interest (see line B_1B_2 of Figure 18, page 97). The counts within the peaks are determined as those above this background line up to clearly defined minima between adjoining peaks. Background and peak definitions are shown in Figure 18. Peaks not clearly defined shall not be used; peak-to-valley ratio shall be not less than 10.

12.2 Window attenuation measurement with radioactive sources

Some detectors not intended for operation below 6 keV may have a dead layer or window which is too thick to allow use of the techniques of Sub-clause 12.1. In this case, a similar procedure which employs a radioactive source with two or more lines whose relative intensities are well known can be used to specify W_E . The intensity of the higher energy line is the denominator in equation 16. The detector shall be thick enough to totally absorb the higher energy X-ray. For this measurement, the glass target and the ^{55}Fe source are replaced by the appropriate radioactive source located on the working axis of the detector at the specified working distance.

For example, if ^{109}Cd is used, the detector sensitive region shall be thick enough to totally absorb the 88 keV X-rays and the window thickness index is given by the ratio of A_{22} over A_{88} . For cases where the source has more than two characteristic lines care shall be taken to clearly specify which two lines are used to determine W_E . Care shall be taken also to ensure that self-absorption in the source and its housing is negligible.

Typical sources which are useful for this measurement are listed in Table III.

TABLE III
Radioactive sources for characterizing window thickness

Radioactive source	Energy (keV)	Probability per decay
^{57}Co	6.4	0.494 ± 0.015
	14.4	0.0954 ± 0.0013
	122.0	0.866 ± 0.019
	136.0	0.1061 ± 0.0018
^{109}Cd	22.1	0.842 ± 0.028
	88.0	0.0373 ± 0.0006
^{133}Ba	30.9	0.969 ± 0.02
	35.0	0.226 ± 0.006
	53.2	0.0217 ± 0.0004
	81.0	0.335 ± 0.005
	161.0*	0.0062 ± 0.0004
^{125}I	27.2	0.398 ± 0.014
	27.5	0.742 ± 0.025
	31.0**	0.258 ± 0.010
	35.5	0.0667 ± 0.0022

* Avoid the use of the 161 keV line of ^{133}Ba as a reference peak because of interference from sum peaks.

** Average of K_β lines.

12.3 *Mesure de l'efficacité à haute énergie*

La baisse de l'efficacité aux hautes énergies est fonction de l'épaisseur sensible et du diamètre du détecteur, du Z du semicteur et des particularités de la collimation. La voie la plus aisée pour mesurer la plupart de ces paramètres est la mesure physique directe avant constitution du système.

On peut, en plus, estimer l'épaisseur de la zone sensible du détecteur par la valeur de sa capacité (caractéristiques en tension de la diode avant son assemblage avec le préamplificateur). Quelques vérifications de ces paramètres peuvent être obtenues en mesurant l'efficacité absolue à une ou plusieurs énergies appropriées. Des renseignements supplémentaires peuvent être également obtenus en mesurant l'efficacité en fonction de la distance entre la source et le détecteur. Dans ces types de mesures on doit prendre soin d'éviter la présence de matériaux étrangers diffuseurs susceptibles d'introduire les photons dans le détecteur.

En essayant d'interpréter ces mesures, il est essentiel de connaître les dimensions, la position et le Z des collimateurs car ceux-ci peuvent ne pas être totalement efficaces aux hautes énergies.

Si le volume détecteur n'est pas complètement déserté, son rendement sera fonction de sa tension de polarisation pour des énergies X qui ne seraient pas totalement absorbées dans la zone sensible.

Quelques sources normalisées utilisables pour les mesures du rendement absolu figurent dans le tableau IV.

12.3 *High energy efficiency measurements*

The drop in efficiency at high energies is a function of detector sensitive depth and diameter, the Z of the semiconductor, and the details of the collimation. The easiest way to measure most of these parameters is by direct physical measurement before the system is assembled.

In addition, the sensitive depth of the detector element can usually be estimated by the capacitance (voltage characteristics of the diode before it is assembled with the preamp). Some verification of these parameters may be obtained by measuring the absolute efficiency at one or more appropriate energies. Additional information may sometimes also be obtained by measuring the efficiency as a function of source to detector spacing. In these types of measurement, care should be taken to avoid the presence of extraneous scattering material that might scatter photons into the detector.

In attempting to interpret these types of measurements, it is essential to know the relevant dimensions, positioning, and Z of the collimators since the collimators may not be totally effective at high energies.

If the detector element is not totally depleted, then its efficiency will be a function of detector bias voltage for X-ray energies which are not totally absorbed by the sensitive region.

Some available standard sources which are useful for absolute efficiency measurements are listed in Table IV.

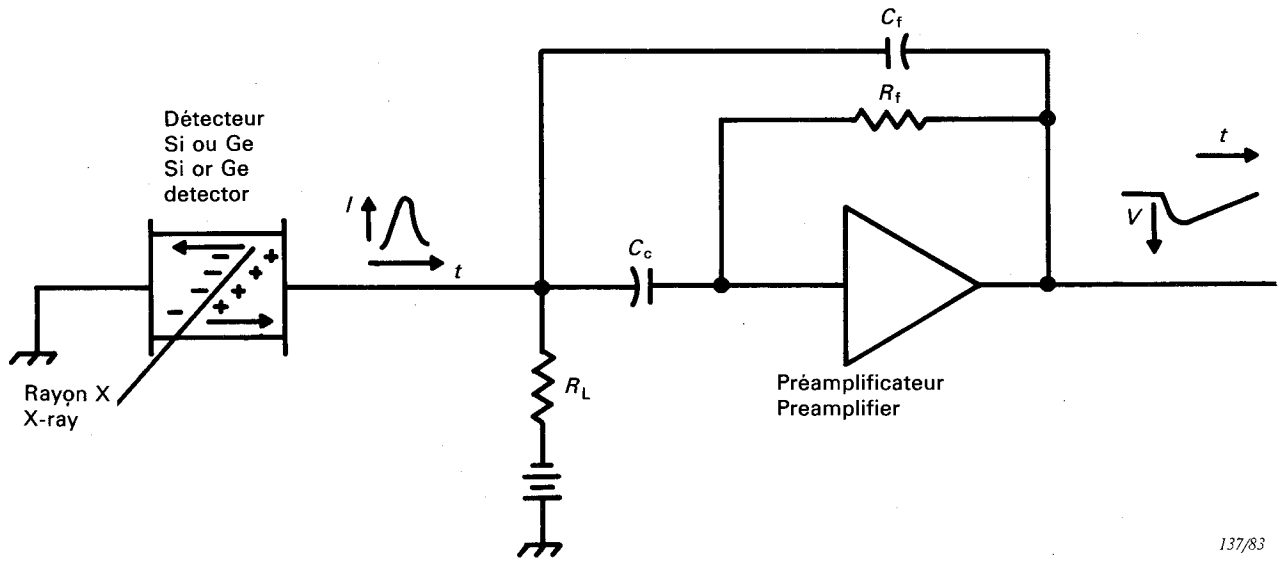
TABLEAU IV

Sources normalisées pour les mesures du rendement

Source	Période	Energie (keV)	Possibilité d'émission
⁵⁵ Fe (Mn K _α , K _β)	2,7 ans	5,89	0,082 ± 0,007
		5,90	0,163 ± 0,012
		6,49	0,033 ± 0,003
¹²⁵ I	60,1 jours	27,2	0,398 ± 0,014
		27,5	0,742 ± 0,025
		31,0	0,258 ± 0,010
		35,5	0,0667 ± 0,0022
¹⁰⁹ Cd	464 jours	22,1	0,842 ± 0,028
		24,9	0,0604 ± 0,0023
		88,0	0,0373 ± 0,0006
¹⁵² Eu	13,3 ans	121,8	0,2838 ± 0,0023
		244,7	0,0751 ± 0,0007
		344,3	0,2658 ± 0,0019
		411,1	0,02233 ± 0,000 13
		444,0	0,03179 ± 0,000 45
		779,0	0,1296 ± 0,0007
		964,0	0,1452 ± 0,0006
		1 086,0	0,1016 ± 0,0005
		1 112,0	0,1356 ± 0,0006
1 408,0	0,2085 ± 0,0009		
⁶⁰ Co	5,27 ans	1 173,2	0,999 00 ± 0,000 20
		1 332,5	0,999 824 ± 0,000 005
¹³³ Ba	10,74 ans	30,9	0,969 ± 0,020
		35,0	0,226 ± 0,006
		53,2	0,0217 ± 0,0004
		81,0	0,335 ± 0,005
		276,4	0,0709 ± 0,0013
		302,9	0,1840 ± 0,0020
		356,0	0,621 ± 0,007
		383,9	0,0891 ± 0,0010

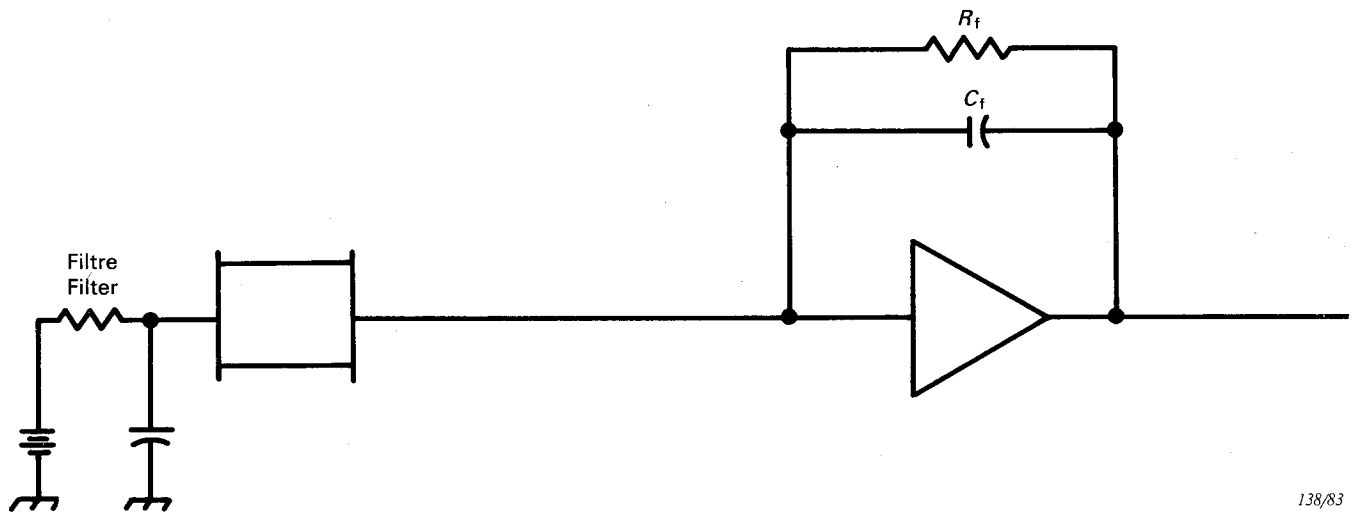
TABLE IV
Standard sources for efficiency measurements

Source	Half-life	Energy (keV)	Probability per decay
⁵⁵ Fe (Mn <i>K_α</i> , <i>K_β</i>)	2.7 yrs	5.89	0.082 ± 0.007
		5.90	0.163 ± 0.012
		6.49	0.033 ± 0.003
¹²⁵ I	60.1 days	27.2	0.398 ± 0.014
		27.5	0.742 ± 0.025
		31.0	0.258 ± 0.010
		35.5	0.0667 ± 0.0022
¹⁰⁹ Cd	464 days	22.1	0.842 ± 0.028
		24.9	0.0604 ± 0.0023
		88.0	0.0373 ± 0.0006
¹⁵² Eu	13.3 yrs	121.8	0.2838 ± 0.0023
		244.7	0.0751 ± 0.0007
		344.3	0.2658 ± 0.0019
		411.1	0.02233 ± 0.000 13
		444.0	0.03179 ± 0.000 45
		779.0	0.1296 ± 0.0007
		964.0	0.1452 ± 0.0006
		1 086.0	0.1016 ± 0.0005
		1 112.0	0.1356 ± 0.0006
1 408.0	0.2085 ± 0.0009		
⁶⁰ Co	5.27 yrs	1 173.2	0.999 00 ± 0.000 20
		1 332.5	0.999 824 ± 0.000 005
¹³³ Ba	10.74 yrs	30.9	0.969 ± 0.020
		35.0	0.226 ± 0.006
		53.2	0.0217 ± 0.0004
		81.0	0.335 ± 0.005
		276.4	0.0709 ± 0.0013
		302.9	0.1840 ± 0.0020
		356.0	0.621 ± 0.007
		383.9	0.0891 ± 0.0010



137/83

FIG. 1a. — Couplage alternatif.
A.C.-coupled configuration.



138/83

FIG. 1b. — Couplage continu.
D.C.-coupled configuration.

FIG. 1. — Schéma d'un semicteur et de son préamplificateur.
Schematic of semiconductor detector and preamplifier.

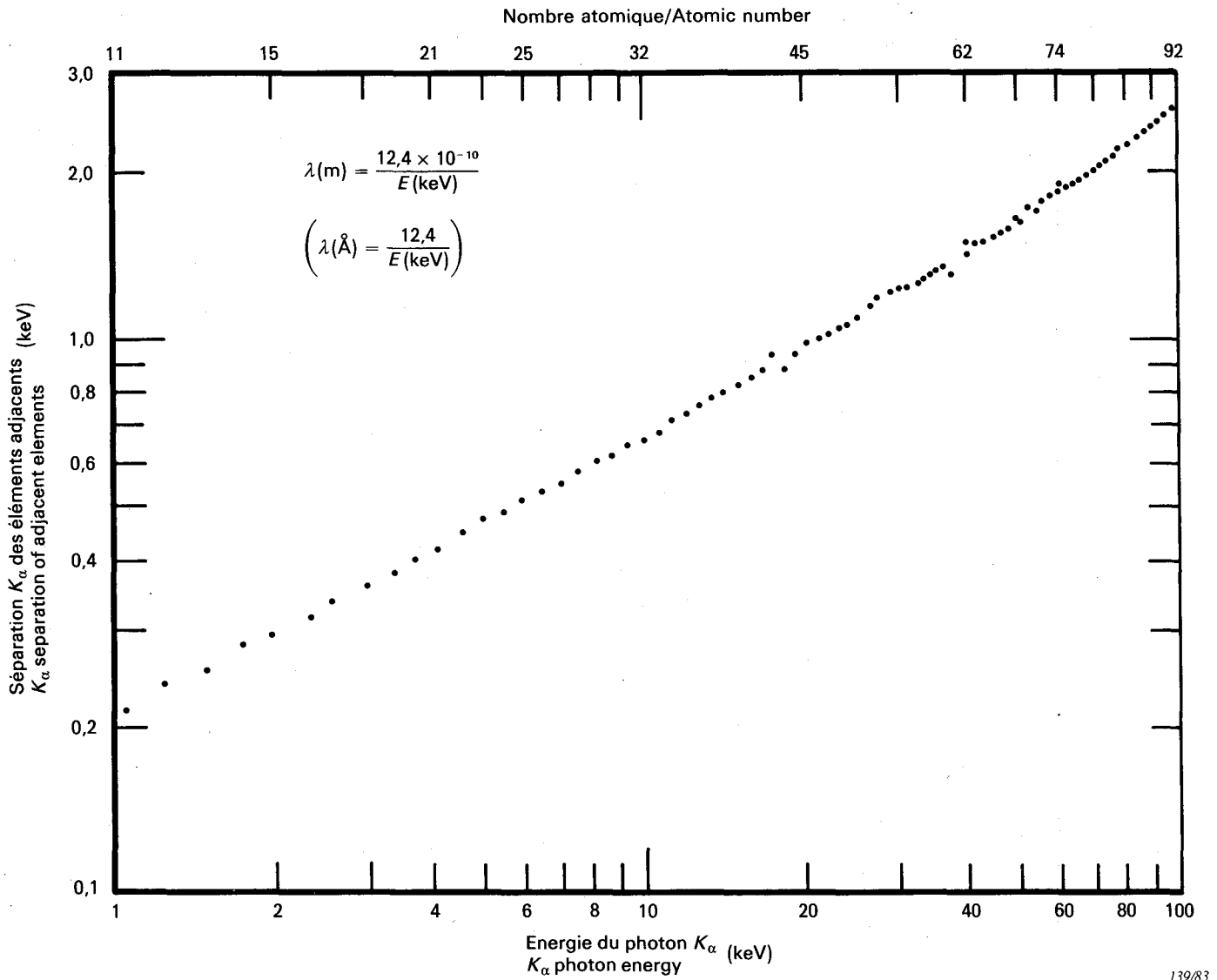


FIG. 2. — Séparation de la raie spectrale en fonction de l'énergie et du nombre atomique.
 Spectral line separation as a function of energy and atomic number.

139/83

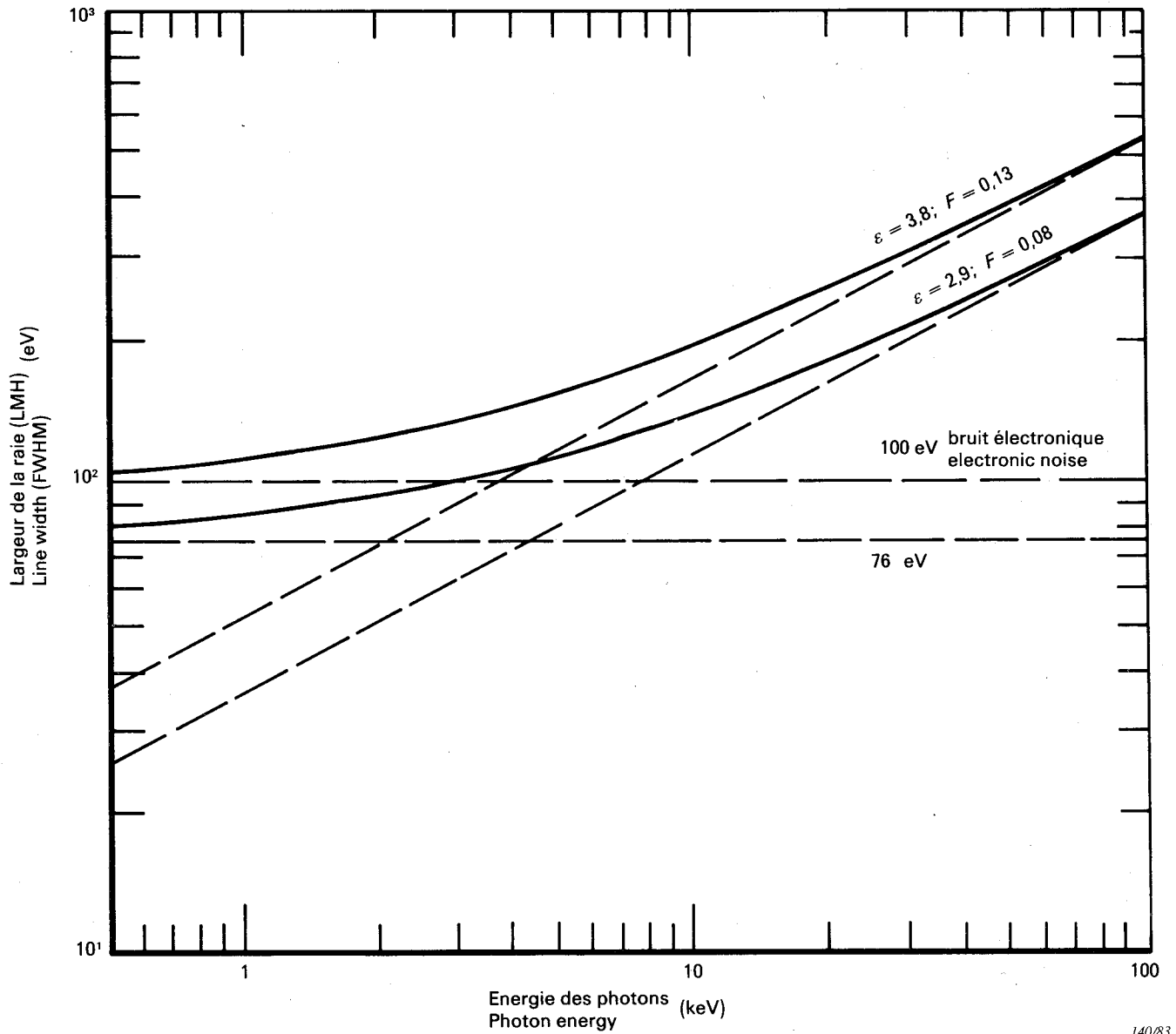


FIG. 3. — Largeur de la raie d'énergie X en fonction de l'énergie pour différentes valeurs du bruit électronique et du facteur de Fano.
X-ray energy line width as a function of energy for several values of electronic noise and Fano factor.

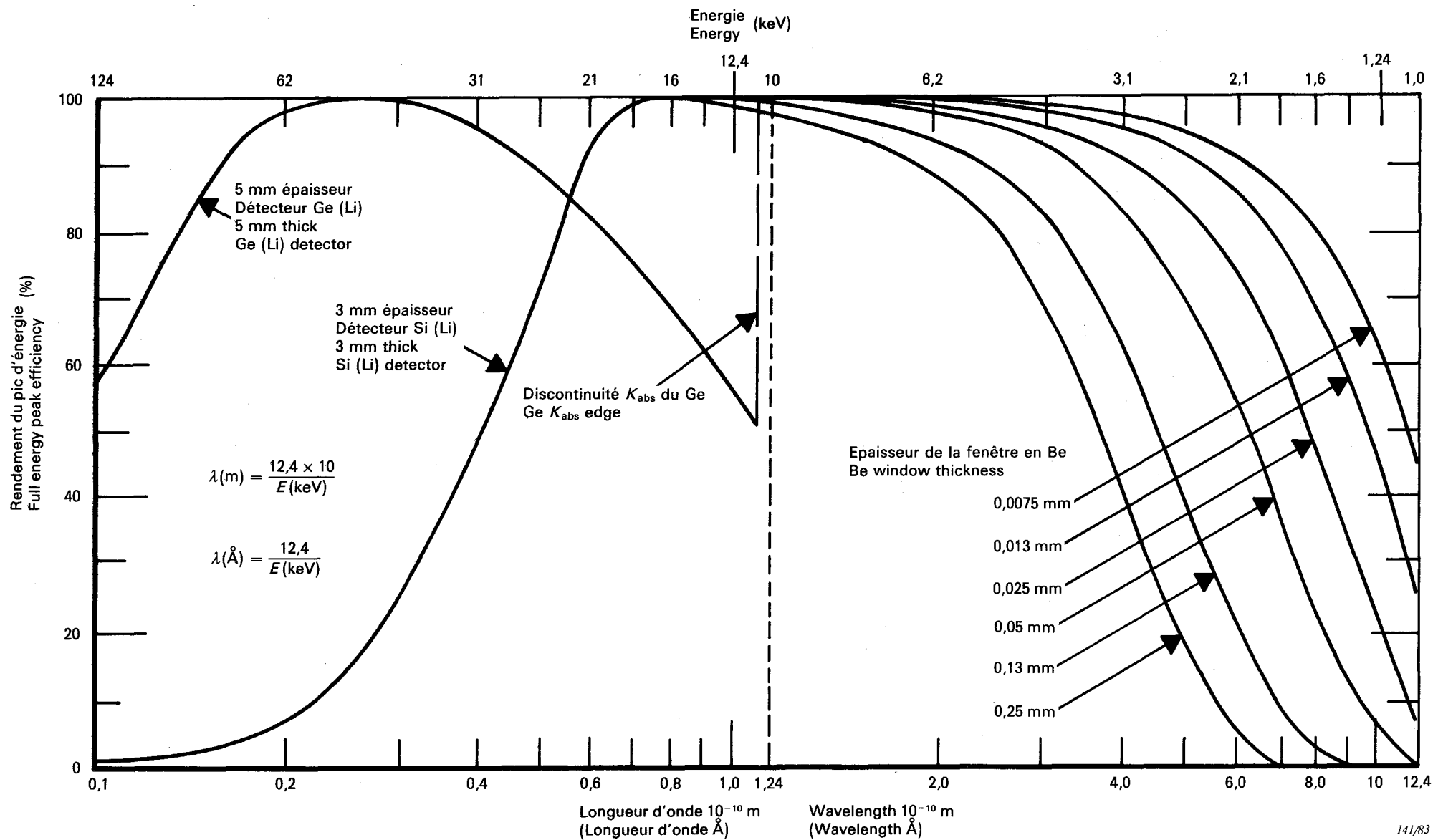


FIG. 4. — Rendement du pic d'énergie totale en fonction de l'énergie pour différents spectromètres d'énergie X.
 Full-energy peak efficiency versus energy for several X-ray energy spectrometers.

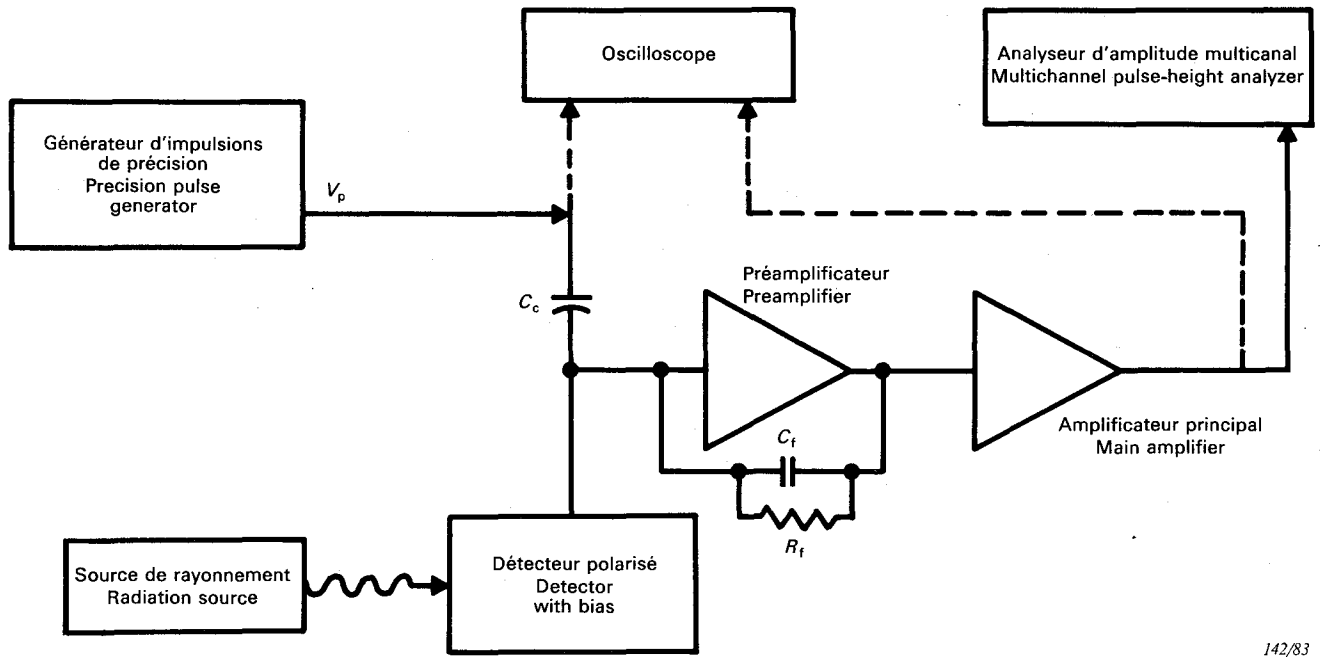
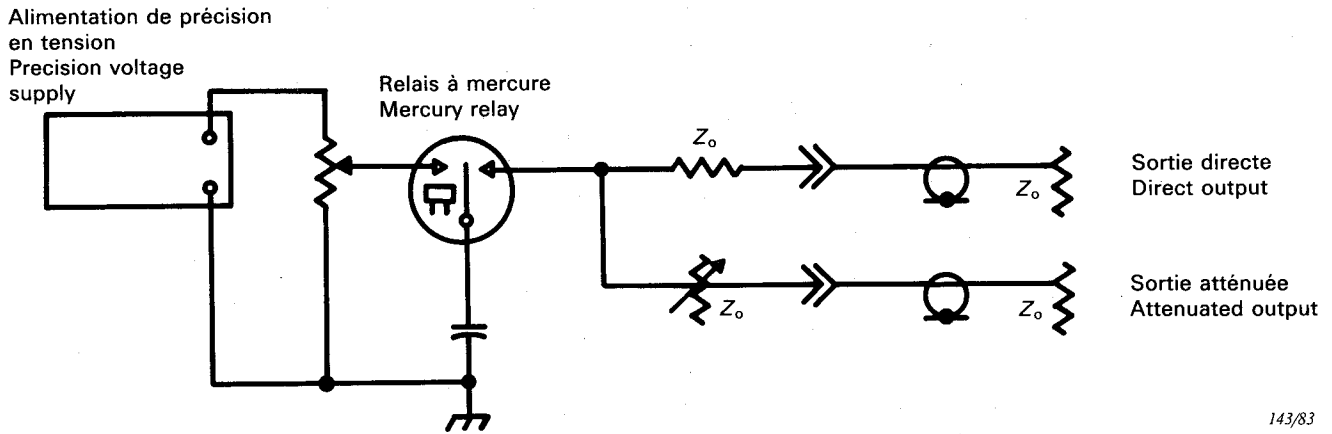


FIG. 5. — Mesure de la distribution de l'amplitude de l'impulsion.
Measurement of pulse-height distribution.

142/83



143/83

FIG. 6a. — Générateur d'impulsions de précision.
Precision pulse generator.

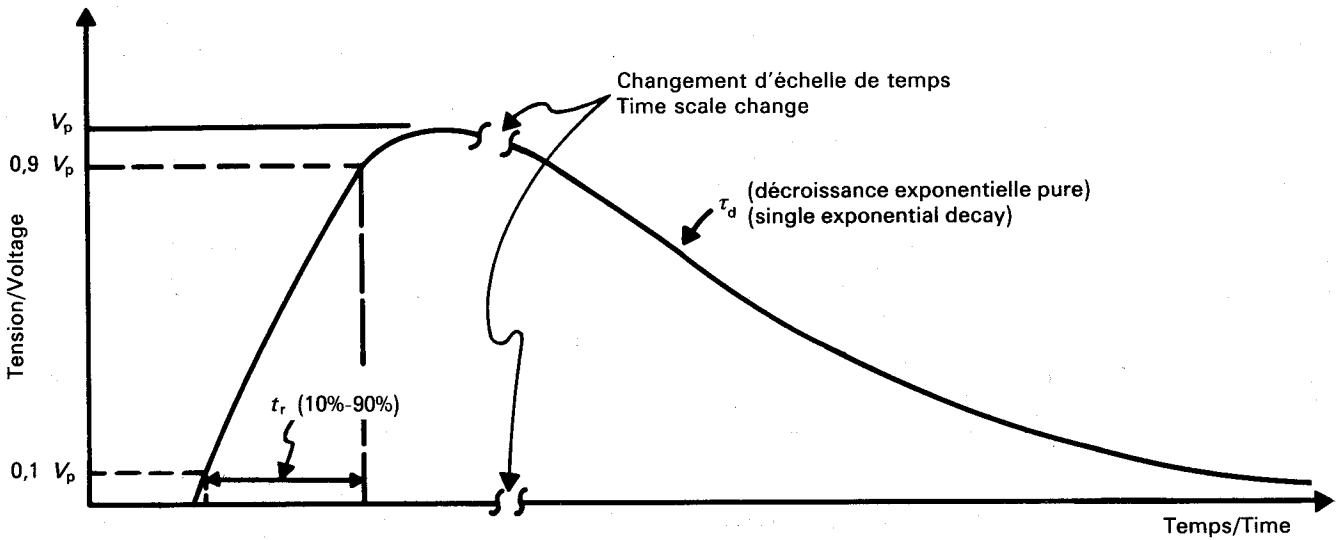
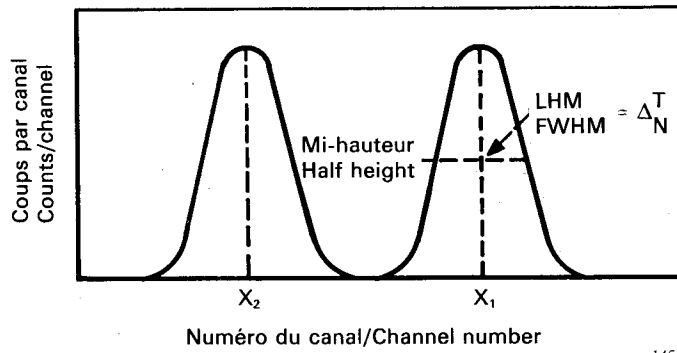


FIG. 6b. — Forme d'onde.
Waveform.

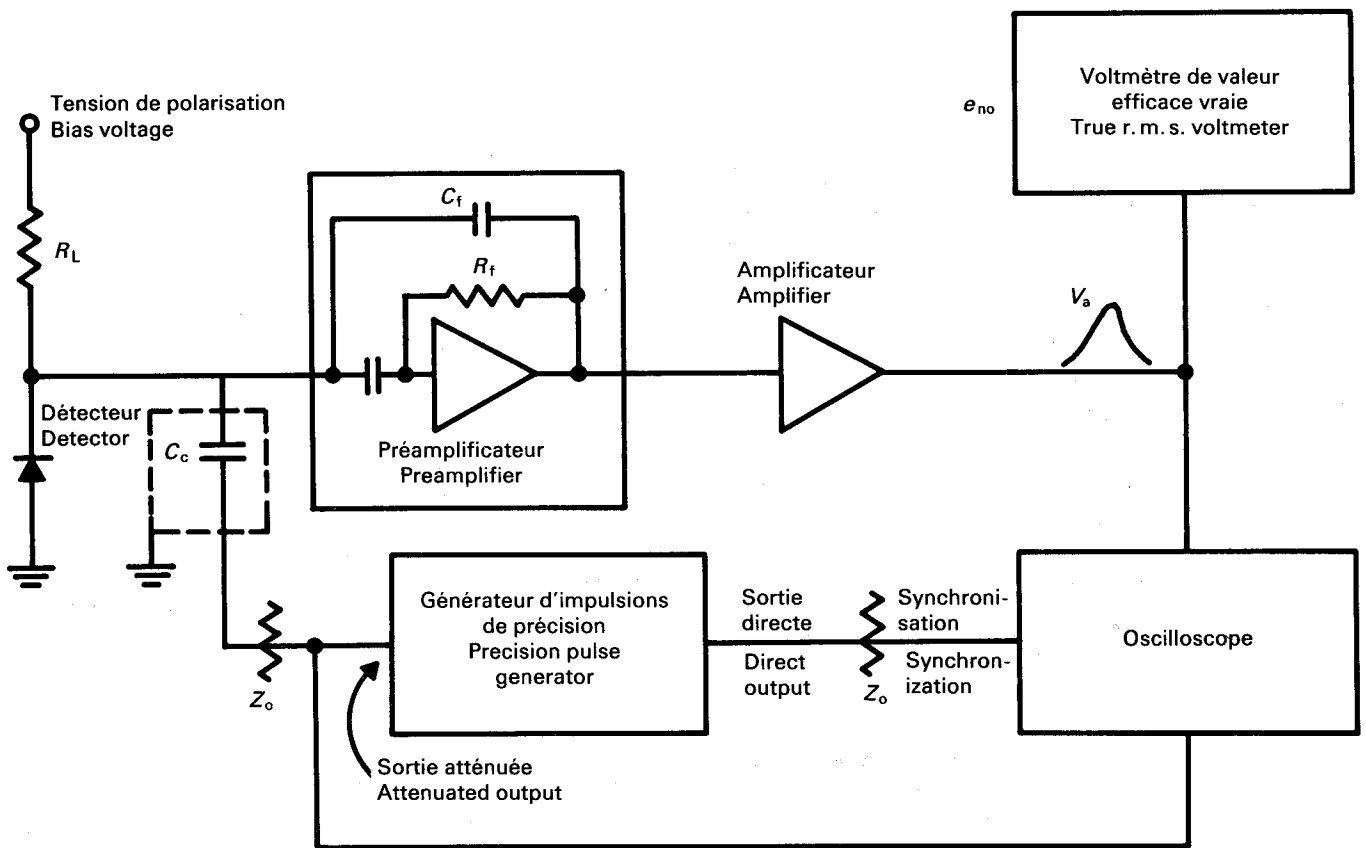
144/83

FIG. 6. — Générateur d'impulsions de précision et forme d'onde.
Precision pulse generator and waveform.



145/83

FIG. 7. — Spectre typique de hauteur d'impulsion de mesure du bruit.
Typical noise measurement pulse-height spectrum.



146/83

FIG. 8. — Mesure du bruit par oscilloscope et voltmètre de valeur efficace vraie.
Noise measurement by oscilloscope and true root-mean-square voltmeter.

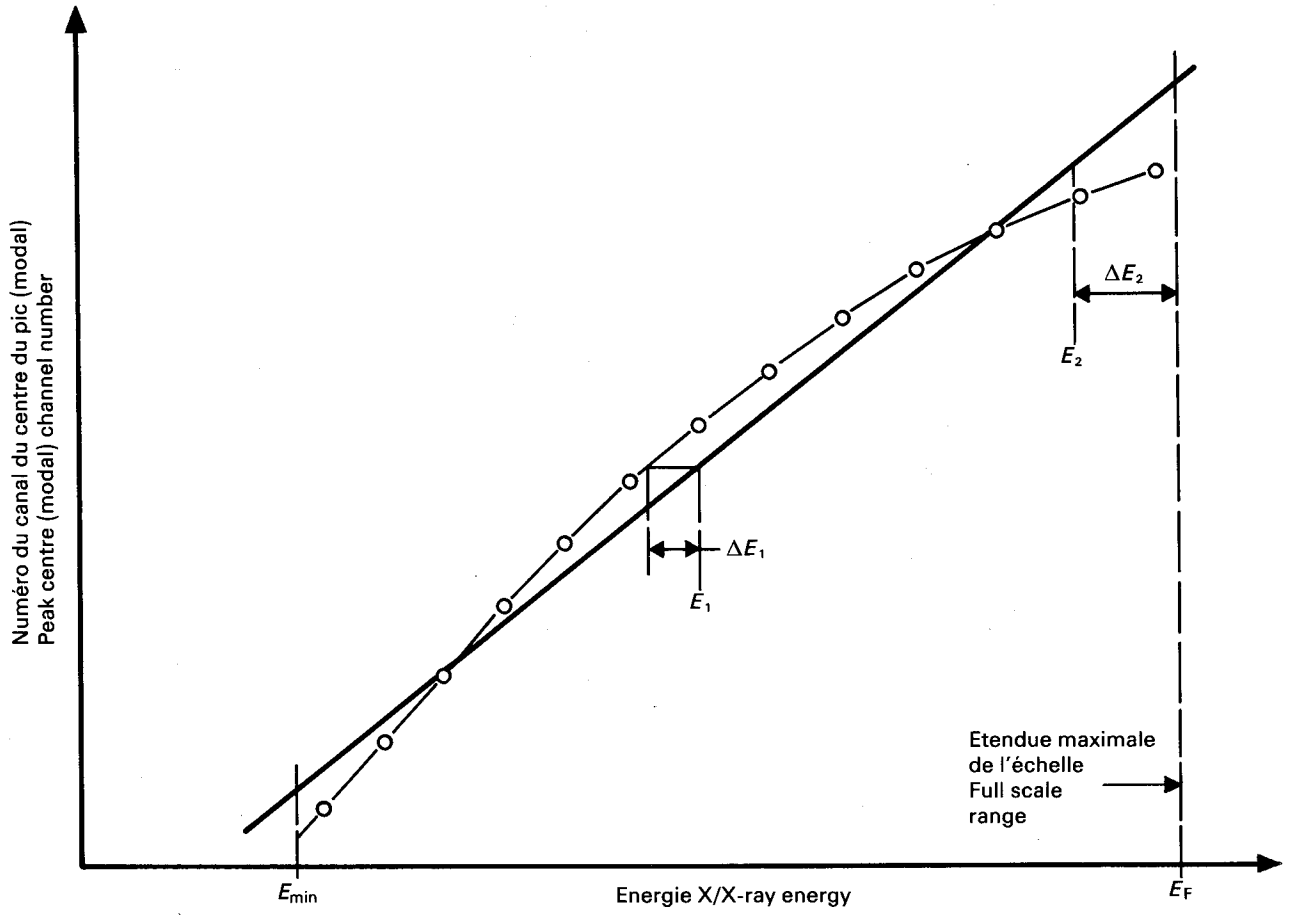


FIG. 9. — Mesure et représentation de la linéarité.
Measurement and display of linearity.

147/83

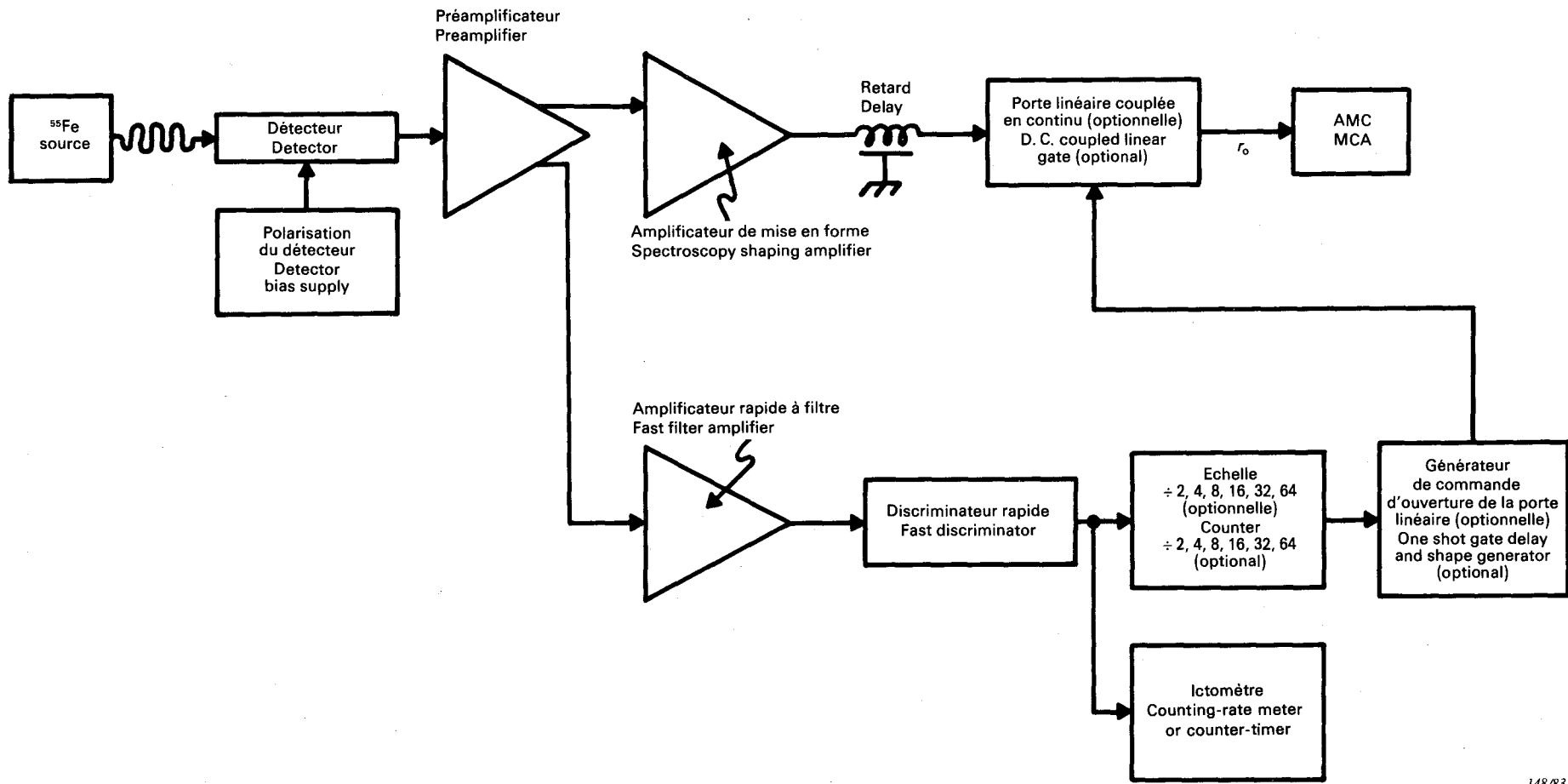


FIG. 10. — Montage expérimental utilisant un analyseur multicanal pour mesurer les effets du taux de comptage sur la distorsion spectrale.
 Experimental set-up using multichannel analyzer to measure spectral distortion resulting from counting-rate effects.

148/83

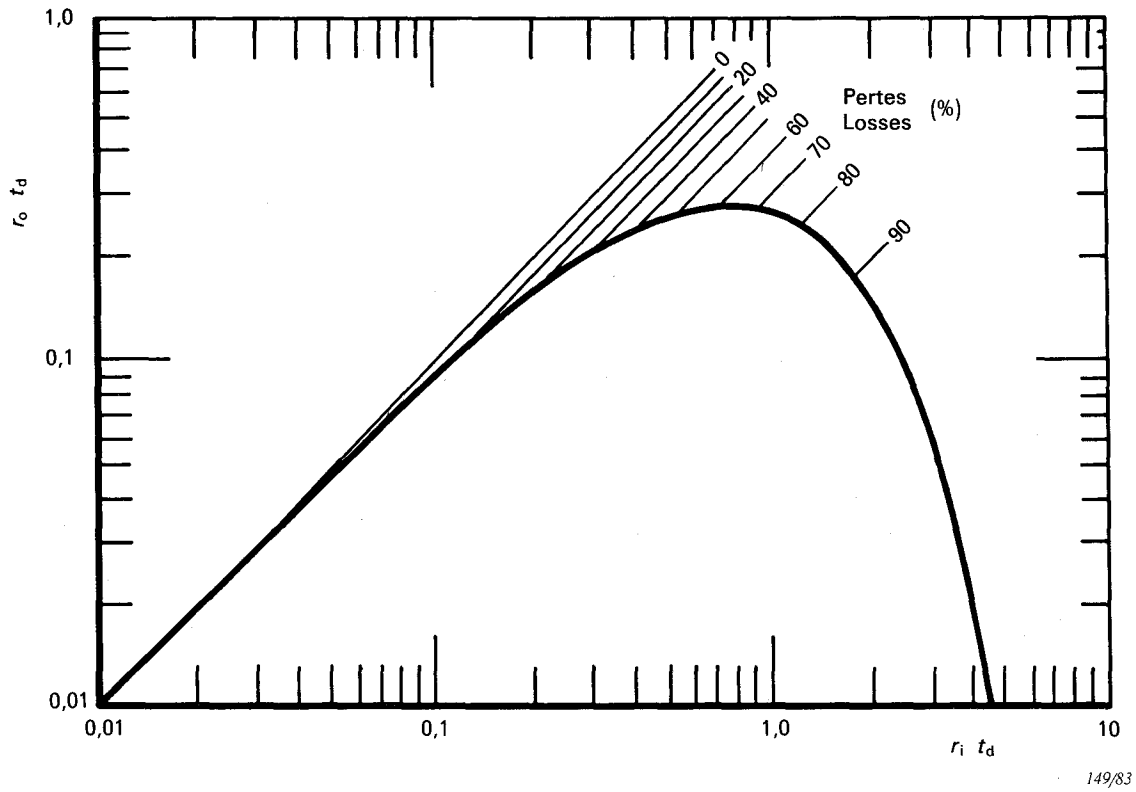
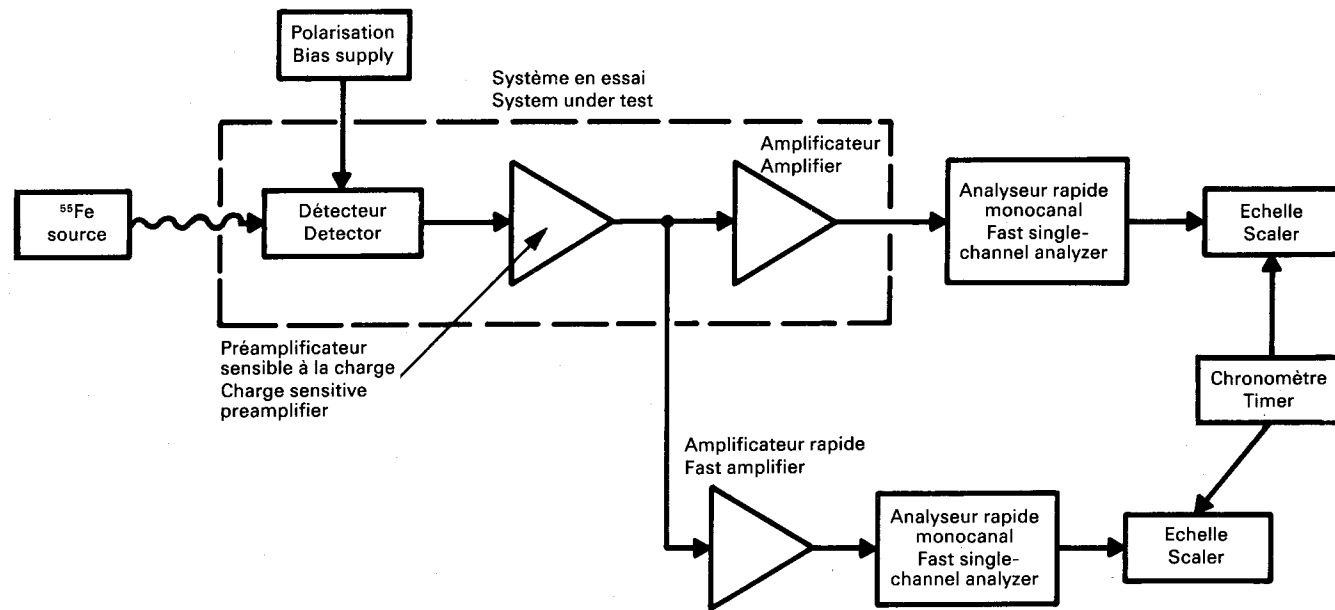


FIG. 11. — Taux r_o de sortie en fonction de taux r_i à l'entrée pour un système neutralisable de temps mort t_d .
Output rate r_o versus input rate r_i for a paralyzable system with a dead-time t_d .



150/83

FIG. 12. — Montage expérimental utilisant des analyseurs monocanaux pour mesurer les pertes de comptage.
 Experimental arrangement using single-channel analyzers to measure counting losses.

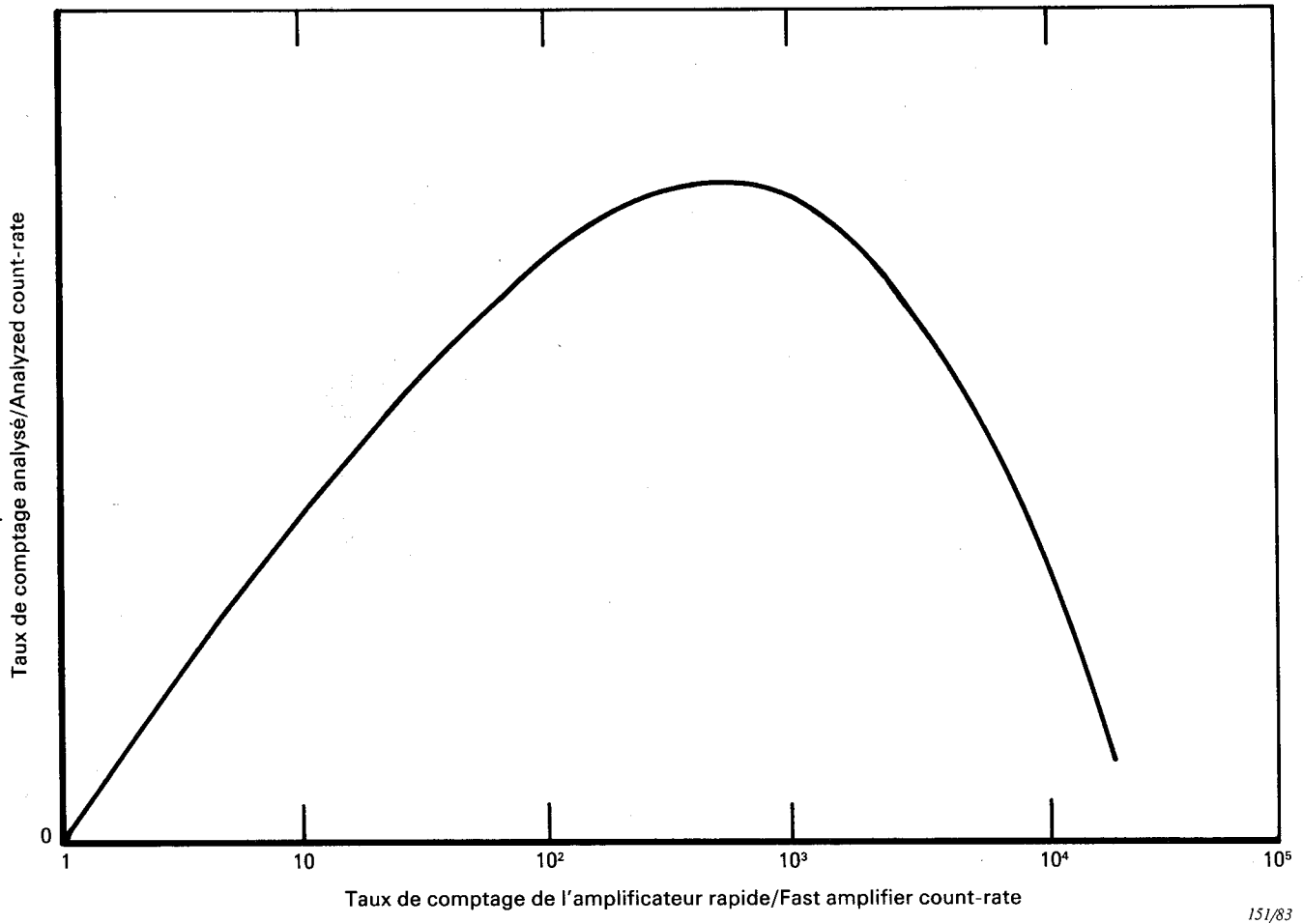


FIG. 13. — Taux de comptage analysé dans le pic Mn K_{α} et K_{β} en fonction du taux de comptage provenant d'un amplificateur rapide.

Analyzed count-rate in Mn K_{α} and K_{β} peaks as a function of the count-rate from a fast amplifier.

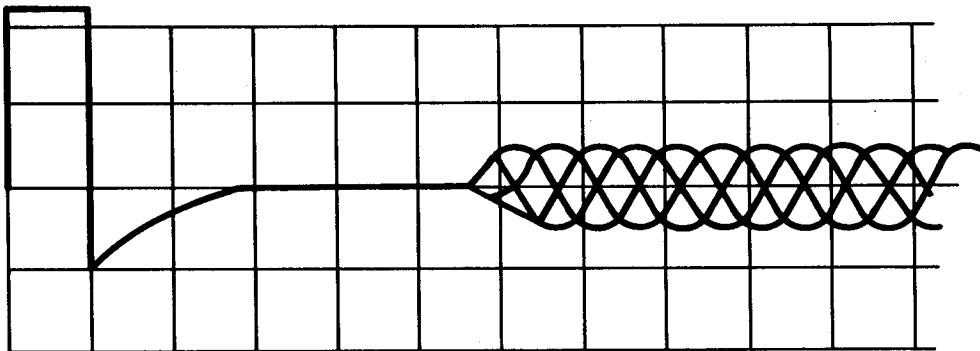


FIG. 14. — Exemple de restitution du gain après une impulsion de surcharge.
Example of gain recovery after overloading pulse.

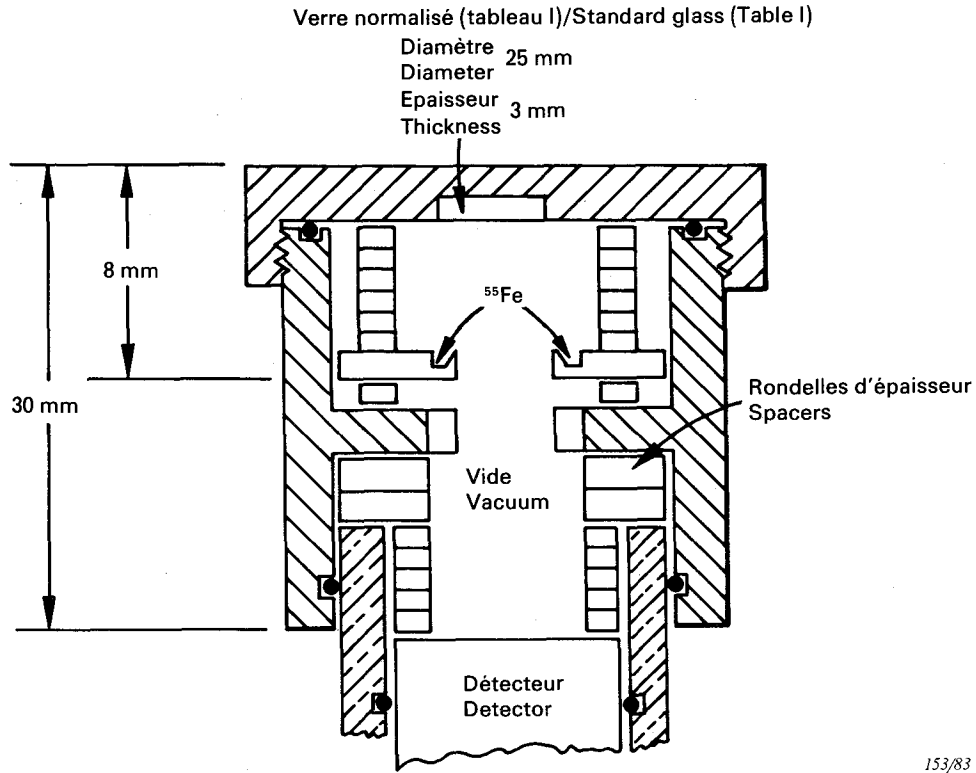


FIG. 15a. — Appareil pour la mesure des épaisseurs de fenêtre.
Apparatus for window thickness measurements.

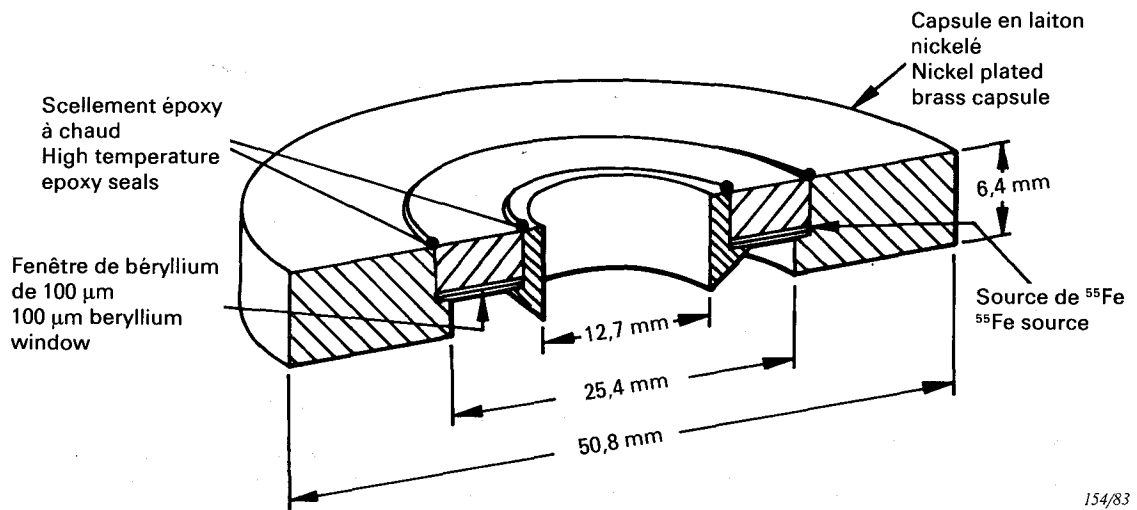
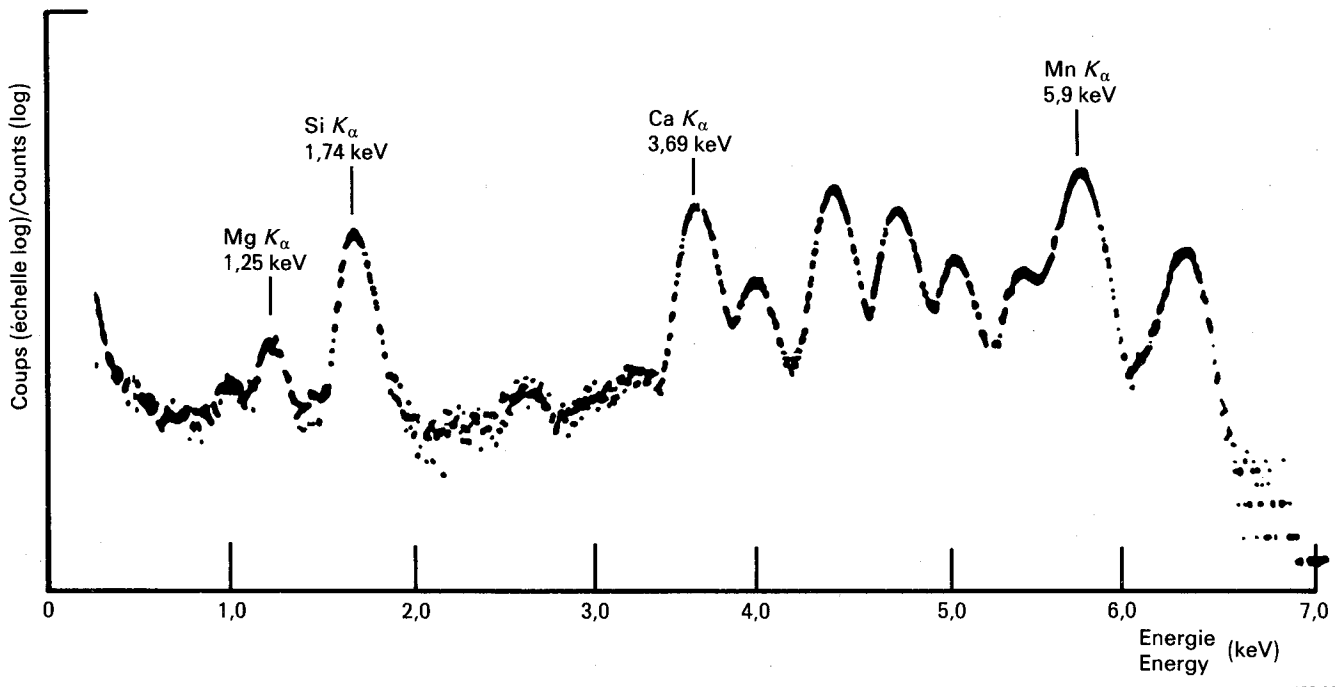


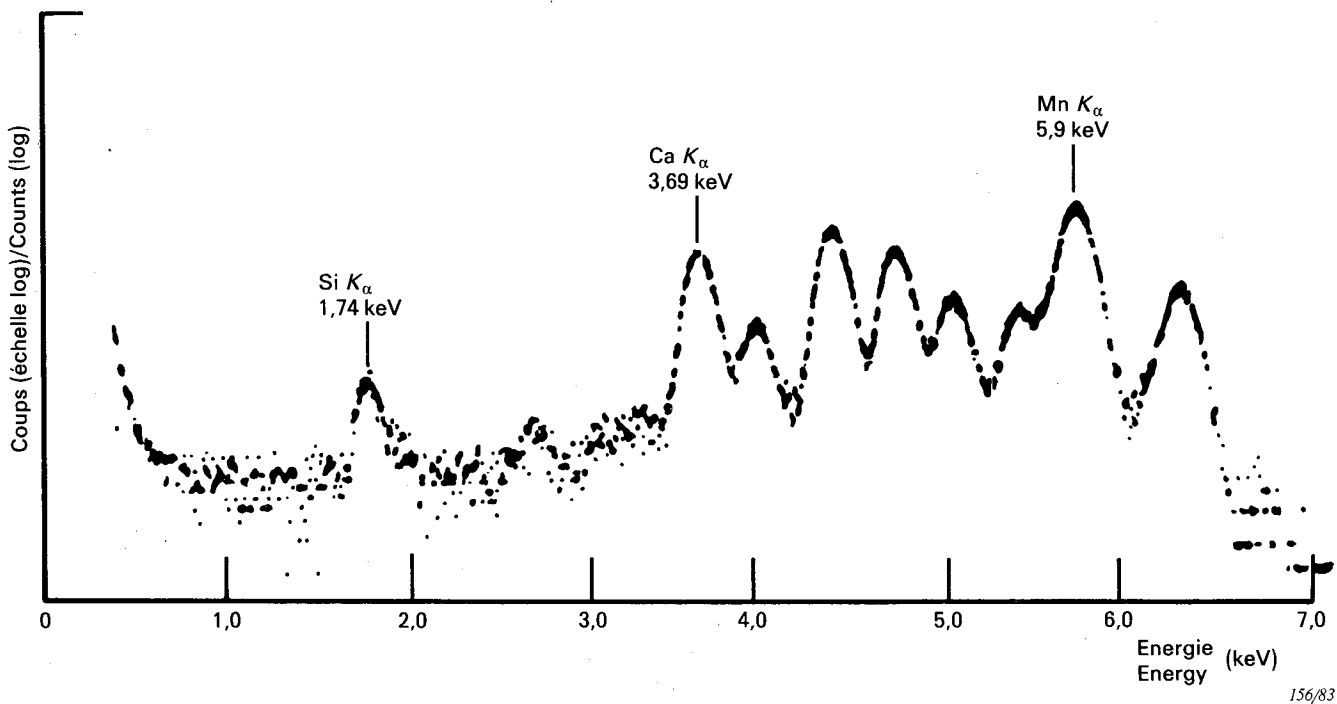
FIG. 15b. — Source X annulaire de ^{55}Fe .
Annular ^{55}Fe X-ray source.

FIG. 15. — Montage d'une source X fluorescente pour mesures d'épaisseur de fenêtre.
Fluorescent X-ray source assembly for window thickness measurements.



155/83

FIG. 16a. — Spectre obtenu avec une fenêtre de béryllium de 8 μm d'épaisseur.
Spectrum obtained with an 8 μm beryllium window.



156/83

FIG. 16b. — Spectre obtenu avec une fenêtre de béryllium de 132 μm d'épaisseur.
Spectrum obtained with a 132 μm beryllium window.

FIG. 16. — Spectres typiques avec détecteur Si pour un verre normalisé excité par une source de ^{55}Fe .

Typical Si detector spectra for ^{55}Fe -excited standard glass.

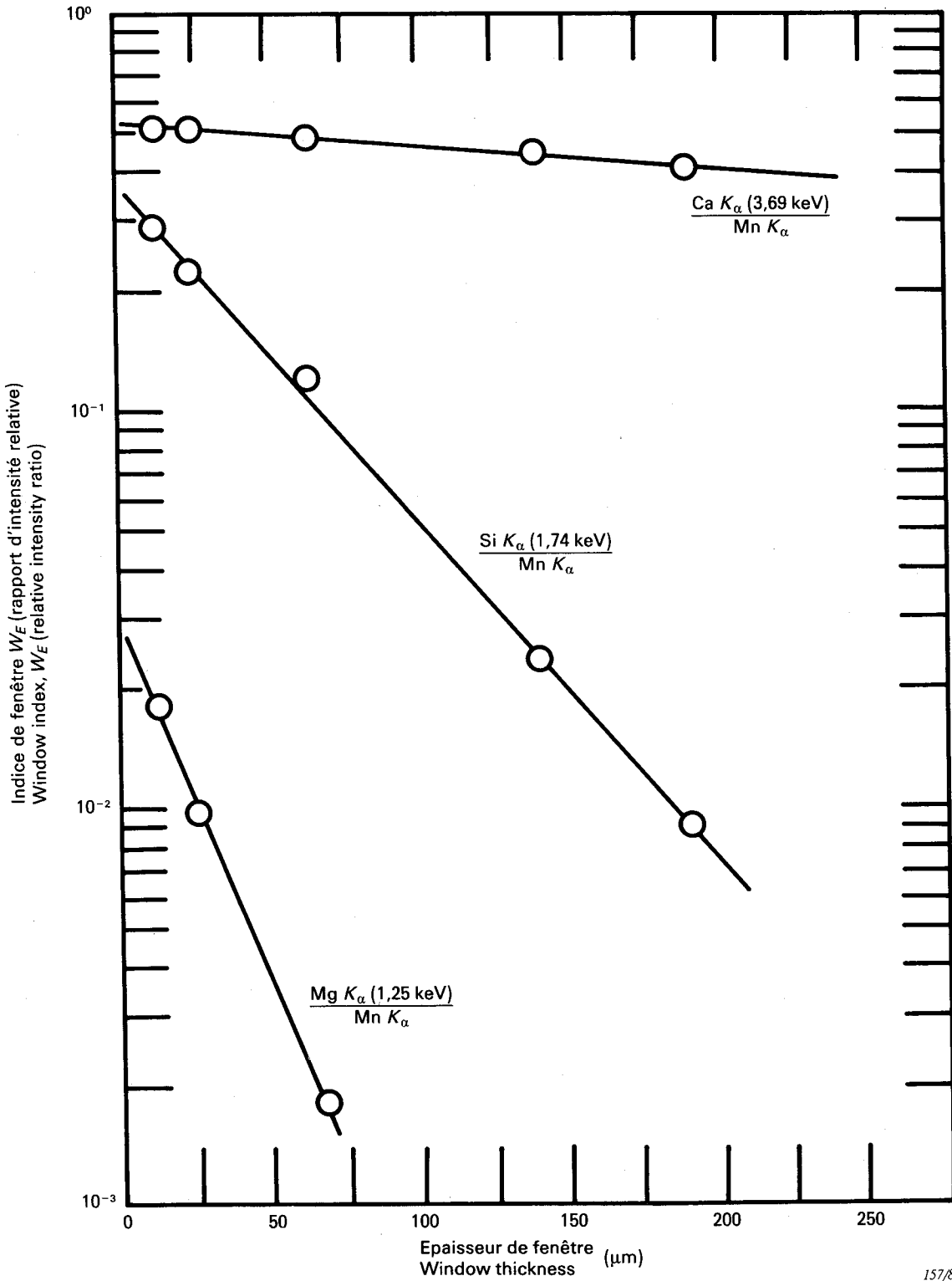


FIG. 17. — Comportement typique de l'indice de fenêtre W_E en fonction de l'épaisseur de la fenêtre à différentes énergies.
Typical behaviour of the window index, W_E , as a function of window thickness at several energies.

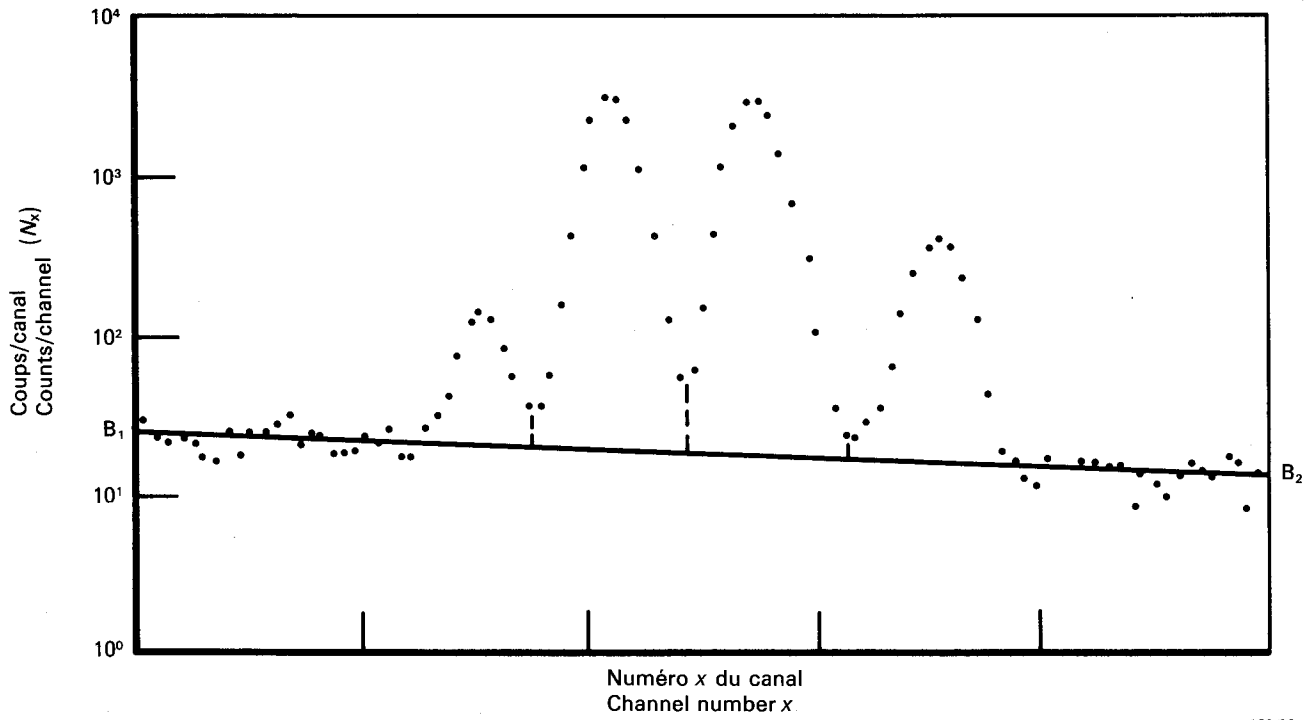


FIG. 18. — Soustraction du bruit de fond et mesure de la surface du pic.
Background subtraction and peak area measurements.

LICENSED TO MECON Limited. - RANCHI/BANGALORE
FOR INTERNAL USE AT THIS LOCATION ONLY, SUPPLIED BY BOOK SUPPLY BUREAU.

ICS 17.240
