

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

61501

Première édition
First edition
1998-11

**Instrumentation des réacteurs nucléaires –
Appareillage de mesure du débit de fluence
neutronique à grande dynamique –
Méthode du carré de la tension moyenne**

**Nuclear reactor instrumentation –
Wide range neutron fluence rate meter –
Mean square voltage method**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 61501:1998

Numéros des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60 000.

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 60 000 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
61501**

Première édition
First edition
1998-11

**Instrumentation des réacteurs nucléaires –
Appareillage de mesure du débit de fluence
neutronique à grande dynamique –
Méthode du carré de la tension moyenne**

**Nuclear reactor instrumentation –
Wide range neutron fluence rate meter –
Mean square voltage method**

© IEC 1998 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

3, rue de Varembe Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

W

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

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS	4
INTRODUCTION	6
Articles	
1 Domaine d'application	8
2 Références normatives.....	8
3 Définitions.....	10
4 Abréviations	12
5 Principe de la méthode du carré de la tension moyenne.....	12
6 Mise en oeuvre de la méthode du carré de la tension moyenne.....	14
6.1 Mesure analogique linéaire: amplificateur quadratique	14
6.2 Mesure analogique logarithmique: amplificateur logarithmique.....	16
6.3 Calcul direct de la variance par traitement numérique.....	16
7 Structure d'une chaîne à grande dynamique	18
7.1 Chaîne à grande dynamique à un seul détecteur.....	20
7.2 Chaîne à grande dynamique à deux détecteurs.....	22
8 Technologie des chaînes à grande dynamique.....	22
8.1 Chaîne à grande dynamique analogique.....	24
8.2 Chaîne à grande dynamique numérique.....	24
9 Conditions d'essai et générateurs d'essai.....	26
9.1 Conditions environnementales pour les essais.....	26
9.2 Equipements d'essai	26
10 Caractéristiques et méthodes d'essai des préamplificateurs.....	28
10.1 Caractéristiques des préamplificateurs	28
10.2 Méthodes d'essai des préamplificateurs	30
11 Caractéristiques et méthodes d'essai des amplificateurs quadratiques.....	38
11.1 Caractéristiques des amplificateurs quadratiques	38
11.2 Méthodes d'essai des amplificateurs quadratiques	38
12 Caractéristiques et méthodes d'essai des amplificateurs logarithmiques	50
12.1 Caractéristiques des amplificateurs logarithmiques.....	50
12.2 Méthodes d'essai des amplificateurs logarithmiques.....	50
13 Caractéristiques et méthodes d'essai des amplificateurs sommateurs de signaux logarithmiques.....	60
13.1 Caractéristiques des amplificateurs sommateurs	60
13.2 Méthodes d'essai des amplificateurs sommateurs	64
14 Caractéristiques et méthodes d'essai des processeurs numériques de fluctuations (PNF)	68
14.1 Caractéristiques des processeurs numériques de fluctuations	68
14.2 Méthodes d'essai des processeurs numériques de fluctuations.....	70
Annexe A (informative) Applications des chaînes à grande dynamique	74
Bibliographie	78

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
INTRODUCTION	7
Clause	
1 Scope	9
2 Normative references	9
3 Definitions	11
4 Abbreviations	13
5 Principle of the mean square voltage method	13
6 Implementation of the mean square voltage method	15
6.1 Linear analogue method: quadratic amplifier	15
6.2 Logarithmic analogue method: logarithmic amplifier	17
6.3 Digital method: digital mean square processor	17
7 Structure of a wide range channel	19
7.1 Single-detector WRC	21
7.2 Double-detector WRC	23
8 Technology of WRC	23
8.1 Analogue wide range channel	25
8.2 Digital wide range channel	25
9 Test conditions and test generators	27
9.1 Environmental test conditions	27
9.2 Test equipment	27
10 Characteristics and test methods for preamplifiers	29
10.1 Characteristics of the preamplifier	29
10.2 Test methods for the preamplifier	31
11 Characteristics and test methods for quadratic amplifiers	39
11.1 Characteristics of the quadratic amplifier	39
11.2 Test methods for the quadratic amplifier	39
12 Characteristics and test methods for logarithmic amplifiers	51
12.1 Characteristics of the logarithmic amplifier	51
12.2 Test methods for the logarithmic amplifier	51
13 Characteristics and test methods for logarithmic summing amplifiers	61
13.1 Characteristics of the summing amplifier	61
13.2 Test methods for the summing amplifier	65
14 Characteristics and test methods for digital mean square processors (DMSP)	69
14.1 Characteristics of the digital mean square processor	69
14.2 Test methods for the DMSP	71
Annex A (informative) Applications of WCRs	75
Bibliography	79

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

INSTRUMENTATION DES RÉACTEURS NUCLÉAIRES – APPAREILLAGE DE MESURE DU DÉBIT DE FLUENCE NEUTRONIQUE À GRANDE DYNAMIQUE – MÉTHODE DU CARRÉ DE LA TENSION MOYENNE

AVANT-PROPOS

- 1) La CEI (Commission Electrotechnique Internationale) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI, entre autres activités, publie des Normes internationales. Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les Normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 61501 a été établie par le sous-comité 45A: Instrumentation des réacteurs, du comité d'études 45 de la CEI: Instrumentation nucléaire.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
45A/338/FDIS	45A/346/RVD

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

L'annexe A est donnée uniquement à titre d'information.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**NUCLEAR REACTOR INSTRUMENTATION –
WIDE RANGE NEUTRON FLUENCE RATE METER –
MEAN SQUARE VOLTAGE METHOD**

FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, the IEC publishes International Standards. Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. The IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

This International Standard IEC 61501 has been prepared by subcommittee 45A: Reactor instrumentation, of IEC technical committee 45: Nuclear instrumentation.

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

FDIS	Report on voting
45A/338/FDIS	45A/346/RVD

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

Annex A is for information only.

INTRODUCTION

La réponse d'une chambre à fission à un neutron consiste à produire une impulsion de charges électriques et, grâce au comptage de ces impulsions, il est possible de mesurer le débit de fluence neutronique. Pour des niveaux de flux plus élevés, le taux de production des impulsions augmente jusqu'à produire une superposition des impulsions (un phénomène connu sous le terme «empilement des impulsions») et le procédé de comptage des impulsions devient impossible.

Une autre approche pour le traitement consiste à considérer l'empilement des impulsions comme un signal courant continu fluctuant. En utilisant la théorie de Campbell, on peut montrer que le carré moyen de l'amplitude du signal, mesuré sur une largeur de bande donnée, est proportionnel au taux de comptage initial. Pour les valeurs inférieures du débit de fluence neutronique, le traitement est limité à des valeurs de l'ordre de 10^3 à 10^4 fissions par seconde à cause du bruit de fond de l'électronique et de la chambre elle-même. Pour les valeurs supérieures, la limite est environ de 10^{10} à 10^{11} fissions par seconde à cause des non-linéarités provoquées par les phénomènes de charge d'espace. Il s'agit de la principale application de la méthode du carré de la tension moyenne.

L'utilisation de la technique de mesure du carré de la tension moyenne (CTM), en association avec la technique de comptage des impulsions, permet de concevoir un système capable de mesurer le débit de fluence neutronique sur une dynamique de plus de 11 décades avec une chambre à fission en utilisant une méthode adéquate de correction. Il est aussi possible d'utiliser deux détecteurs différents.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61501:1998

INTRODUCTION

The response of a fission chamber to a neutron is to produce a pulse of electrical charge and by counting these pulses it is possible to measure the neutron fluence rate. At higher levels the rate of pulse generation increases to the point where pulses merge (a phenomenon known as "pulse pile-up") and the process of electronically counting the pulses becomes impracticable.

An alternative approach to processing is to consider the piled-up pulses as a fluctuating d.c. signal. Using Campbell's theory it can be shown that the mean square of the signal amplitude, measured over a fixed bandwidth, is proportional to the initial pulse rate. At low fluence rate levels the use of this approach is limited to 10^3 to 10^4 fissions per second by background noise in the electronics and in the fission chamber. The limit at high fluence rate levels is in the range 10^{10} to 10^{11} fissions per second because of non linearity caused by space charge effects. This is the most common application of the MSV method.

The use of the mean square voltage (MSV) measurement technique in combination with pulse counting permits the design of a system capable of measuring a neutron fluence rate over a range of more than 11 decades using a single fission chamber with appropriate corrections. It is also possible to use two different detectors.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 61501:1998

INSTRUMENTATION DES RÉACTEURS NUCLÉAIRES – APPAREILLAGE DE MESURE DU DÉBIT DE FLUENCE NEUTRONIQUE À GRANDE DYNAMIQUE –

MÉTHODE DU CARRÉ DE LA TENSION MOYENNE

1 Domaine d'application

La présente Norme internationale s'applique aux appareils et chaînes de mesure qui mettent en oeuvre le calcul du carré de la tension moyenne d'un signal issu d'un détecteur neutronique pour en extraire une information relative au niveau de flux d'un réacteur nucléaire. Après calibration, cette information peut être utilisée pour en déduire la puissance relative et la constante de temps exprimée par exemple en termes de période, de temps de doublement, de décades par minute ou «pour-cent par seconde».

La méthode du calcul du carré de la tension moyenne du signal est également connue sous les termes de «traitement des fluctuations» ou «méthode de Campbell».

Associée à d'autres techniques de mesure, comme le comptage d'impulsions ou la mesure du courant, la méthode du calcul du carré de la tension moyenne permet de constituer une chaîne de mesure neutronique à grande dynamique dont l'intérêt réside dans la simplification des systèmes d'instrumentation nucléaire pour le contrôle des réacteurs nucléaires.

Cette norme décrit les principes, la terminologie, les caractéristiques, les exigences et les méthodes d'essai relatifs au fonctionnement des appareils et chaînes de mesure utilisant le carré de la tension moyenne d'un signal.

Des exemples typiques d'applications sont donnés.

2 Références normatives

Les documents normatifs suivants contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour la présente Norme internationale. Au moment de la publication, les éditions indiquées étaient en vigueur. Tout document normatif est sujet à révision, et les parties prenantes aux accords fondés sur la présente Norme internationale sont invitées à rechercher la possibilité d'appliquer les éditions les plus récentes des documents normatifs indiqués ci-après. Les membres de la CEI et de l'ISO possèdent le registre des Normes internationales en vigueur.

CEI 60050(101):1998, *Vocabulaire électrotechnique international (VEI) – Partie 101: Mathématiques*

CEI 60050(393):1996, *Vocabulaire électrotechnique international (VEI) – Chapitre 393: Instrumentation nucléaire: Phénomènes physiques et notions fondamentales*

CEI 60050(394):1995, *Vocabulaire électrotechnique international (VEI) – Chapitre 394: Instrumentation nucléaire: Instruments*

CEI 60359:1987, *Expression des qualités de fonctionnement des équipements de mesure électriques et électroniques*

CEI 60527:1975, *Amplificateurs pour courant continu; caractéristiques et méthodes d'essais*

CEI 60650:1979, *Ictomètres analogiques – Caractéristiques et méthodes d'essai*

CEI 60880:1986, *Logiciel pour les calculateurs utilisés dans les systèmes de sûreté des centrales nucléaires*

NUCLEAR REACTOR INSTRUMENTATION – WIDE RANGE NEUTRON FLUENCE RATE METER – MEAN SQUARE VOLTAGE METHOD

1 Scope

This International Standard applies to instrument and measurement channels which generate a calculation of the mean square voltage (MSV) of a signal arising from a neutron detector, in order to extract from it information relating to the neutron fluence rate of a nuclear reactor. After calibration, this information can be used to derive the relative power and the time constant, for example expressed in terms of period, doubling time, decades per minute or percent per second.

The method used to calculate the mean square voltage of the signal is also known as "fluctuation treatment" or "the Campbell method".

Associated with other techniques of measurement, such as pulse rate counting or current measurement, the calculation of the mean square voltage allows the assembly of a series of wide range neutron fluence rate measurements for the simplification of nuclear instrumentation systems in the control of nuclear reactors.

This standard describes the principles, the terminology, the characteristics, the requirements and the testing methods related to instrumentation and measurement of the neutron fluence rate using MSV techniques for nuclear reactor control.

Typical examples of the application of the MSV techniques are given.

2 Normative references

The following normative documents contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this International Standard. At the time of publication, the editions indicated were valid. All normative documents are subject to revision, and parties to agreements based on this International Standard are encouraged to investigate the possibility of applying the most recent editions of the normative documents indicated below. Members of IEC and ISO maintain registers of currently valid International Standards.

IEC 60050(101):1998, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Part 101: Mathematics*

IEC 60050(393):1996, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 393: Nuclear instrumentation: Physical phenomena and basic concepts*

IEC 60050(394):1995, *International Electrotechnical Vocabulary (IEV) – Chapter 394: Nuclear instrumentation: Instruments*

IEC 60359:1987, *Expression of the performance of electrical and electronic measuring equipment*

IEC 60527:1975, *Direct current amplifiers; characteristics and test methods*

IEC 60650:1979, *Analogue counting ratemeters – Characteristics and test methods*

IEC 60880:1986, *Software for computers in the safety systems of nuclear power stations*

3 Définitions

Pour les besoins de la présente Norme internationale, les définitions données dans la CEI 60050(101), la CEI 60050(393), ainsi que la CEI 60050(394), ainsi que les définitions suivantes s'appliquent.

NOTE – Le principe de la méthode est basé sur l'analyse des variations du signal de sortie d'un détecteur et d'une chaîne d'amplification. Ces variations ont de nombreuses origines. Les impulsions induites par les réactions de détection et les perturbations internes ou externes à la chaîne de mesure. Pour clarifier le document, les termes qui caractérisent l'origine du signal sont définis. Généralement le terme «bruit» s'applique aux variations du signal induites par des perturbations.

3.1

fluctuations

variations aléatoires d'une grandeur physique autour de sa valeur moyenne

NOTE – Dans cette norme, le terme «fluctuations» désigne les variations du signal induites par les phénomènes d'ionisation dans le détecteur. Ces variations sont produites par le rayonnement gamma ou par l'émission alpha du dépôt sensible ou par les réactions induites par les neutrons dans le dépôt. Pour les applications de mesure, seules les fluctuations des réactions neutroniques sont utiles.

3.2

bruit électronique

variations du signal produites par l'agitation thermique des composants des circuits électroniques. Il s'agit d'une perturbation interne à la chaîne de mesure.

3.3

bruit du système

toutes les variations du signal dont l'origine est extérieure à la chaîne de mesure

3.4

bruit blanc

processus aléatoire dont la densité spectrale de puissance est constante et indépendante de la fréquence

3.5

processus poissonien

processus défini à partir des trois hypothèses suivantes:

- le nombre d'événements survenant dans un intervalle de temps T est indépendant du temps et indépendant de ceux déjà survenus;
- la probabilité d'avoir un événement et un seul dans un intervalle de temps T est proportionnelle à T lorsque $T \rightarrow 0$;
- la probabilité d'avoir plus d'un événement dans un intervalle de temps T tend vers zéro plus vite que T lorsque $T \rightarrow 0$.

La loi de probabilité P est:

$$P(K, T) = \frac{(aT)^K}{K!} \times e^{-aT}$$

où

K est le nombre d'événements considérés;

T est l'intervalle de temps considéré;

a est le nombre moyen d'événements.

Il intervient dans toutes les réactions nucléaires de fission.

3 Definitions

For the purpose of this International Standard, the definitions given in IEC 60050(101), IEC 60050(393) and 60050(394), as well as the following apply.

NOTE – The principle of the method is based on the variations analysis of the output of a detector and amplifier channel. These variations have many origins: the pulses induced by the reactions of detection and the perturbations internal or external to the channel. To ensure clarity in the document, the terms which characterize the origin of the signal are defined. Generally the term "noise" refers to the signal variations linked to the perturbations.

3.1 fluctuations

random variations of a physical quantity around its mean value

NOTE – In this standard, "fluctuations" means the variations of the measured signal induced by ionizing phenomena inside the detector. These variations are produced by the gamma radiation, by the alpha emission of the sensitive coating or by the neutron reactions induced in the coating. For the considered applications only, the fluctuations from neutron reactions are useful.

3.2 electronic noise

variation of a signal produced by the thermal agitation of the components of the electronic circuits. It is an internal perturbation of the measuring channel.

3.3 system noise

all variations of the signal with an origin external to the measuring channel

3.4 white noise

random process whereby the power density spectrum is constant and independent of the frequency

3.5 Poisson process

process defined according to the three following hypotheses:

- the number of events noted in a time interval T is independent of time and independent of any events which have already occurred;
- the probability of having one event, and one only, in a time interval T is proportional to T when $T \rightarrow 0$;
- the probability of having more than one event in a time interval T tends towards 0 faster than T when $T \rightarrow 0$.

The law of probability P is:

$$P(K, T) = \frac{(aT)^K}{K!} \times e^{-aT}$$

where

K is the number of considered events;

T is the time interval considered;

a is the mean number of events.

It occurs in all nuclear fission reactions.

3.6

signal pseudo-aléatoire

signal déterministe périodique ayant des propriétés spectrales très voisines de celles des processus poissonniens. Le signal pseudo-aléatoire fournit un spectre de raies dont l'enveloppe des amplitudes est constante dans une certaine bande de fréquence. (Le signal aléatoire poissonnien conduit à un spectre continu.)

3.7

méthode des taux de comptage

méthode de traitement du signal qui s'applique à des impulsions séparées. L'information utile représentative du débit de fluence neutronique est contenue dans le nombre d'impulsions par unité de temps (taux de comptage).

3.8

méthode du carré de la tension moyenne

méthode de traitement du signal qui s'applique à un signal aléatoire. L'information utile représentative du débit de fluence neutronique est contenue dans le carré de la valeur moyenne de l'amplitude du signal alternatif provenant du détecteur.

NOTE – Cette méthode et son application à la mesure du débit de fluence neutronique sont présentées dans cette norme.

3.9

chaîne à grande dynamique

ensemble de détection utilisant en même temps plusieurs techniques de mesure comme la mesure du taux de comptage, la mesure du courant continu ou la méthode du carré de la tension moyenne

4 Abréviations

cps	coups par seconde
PNF	processeur numérique de fluctuations
DPM	décades par minute
CEM	compatibilité électromagnétique
PN	puissance nominale
PPS	pour-cent par seconde
LOCA	accident avec perte de réfrigérant primaire (loss of coolant accident)
CTM	carré de la tension moyenne
nv	unité de débit de fluence neutronique. Notation pour neutron $\times \text{cm}^{-2} \times \text{s}^{-1}$
OPM	octaves par minute valeur efficace (abrégé en anglais seulement)
S/I	source/intermédiaire
CGD	chaîne à grande dynamique

5 Principe de la méthode du carré de la tension moyenne

Le principe de la méthode du carré de la tension moyenne consiste à traiter le signal issu d'un détecteur pour estimer la tension moyenne induite par la fluctuation. Cette tension est proportionnelle à la racine carrée du débit de fluence neutronique. Pour ce type de mesure, un détecteur de neutrons du type chambre à fission est utilisé. Un tel détecteur est constitué d'une ou plusieurs électrodes avec un dépôt fissile, polarisées pour collecter les charges. Typiquement deux électrodes définissent un volume sensible rempli avec un gaz inerte, partiellement ionisé par les alphas, les gammas et les produits de fission.

3.6**pseudo-random signal**

periodic deterministic signal with spectral properties similar to those of Poisson processes. The pseudo-random signal provides a constant amplitude envelope at discrete frequencies within a certain frequency band. (The Poisson random signal tends to give a continuous spectrum.)

3.7**counting rate method**

signal processing method which applies to a signal having the form of separate pulses. The useful information representative of the neutron fluence rate is contained in the number of pulses per each unit of time (counting rate).

3.8**mean square voltage method**

signal processing method which applies to a random signal. The information representative of the neutron fluence rate is contained in the mean square value of the a.c. part of the detector signal.

NOTE – This method and its application for neutron fluence rate measurement are presented in this standard.

3.9**wide range channel**

detection assembly using at the same time several measurement techniques such as counting rate, d.c. measurement, mean square voltage method

4 Abbreviations

cps	counts per second
DMSP	digital mean square processor
DPM	decades per minute
EMC	electromagnetic compatibility
FP	full power
PPS	percent per second
LOCA	loss of coolant accident
MSV	mean square voltage
nv	neutron fluence rate unit. Notation for neutron $\times \text{cm}^{-2} \times \text{s}^{-1}$
OPM	octaves per minute
r.m.s.	root mean square
S/I	source/intermediate
WRC	wide range channel

5 Principle of the mean square voltage method

The principle of the mean square voltage method is to process the signal coming from a neutron detector to estimate the mean voltage induced by the fluctuation. This voltage is proportional to the square root of the neutron fluence rate. For this type of measurement, a neutron detector, in the form of a fission chamber is used. Such a detector consists of one or more polarized electrodes for charge collection, on which the fissile material is deposited. Typically two electrodes determine a sensitive volume filled by an inert gas, partially ionized by alpha, gamma and fission products.

L'application de la théorie de Campbell, dans le cas d'un amplificateur passe-bande recevant à l'entrée une charge Q (émise à chaque fission se produisant dans le détecteur) et en supposant que la fréquence basse de coupure de l'amplificateur est égale à zéro, donne l'expression suivante:

$$\sigma_S^2 = \bar{N} \times \overline{Q^2} \times \frac{R}{2C} = \bar{N} \times \overline{Q^2} \times R^2 \times \pi \times f_c$$

où

σ_S^2 est la variance du signal;

$\bar{N}$ est le taux de comptage moyen;

$\overline{Q^2}$ est la moyenne du carré de la charge développée à chaque événement;

R est la résistance de contre-réaction;

C est la capacité de contre-réaction;

f_c est la fréquence de coupure du filtre.

La variance est proportionnelle à N et aussi à B , qui représente la largeur de bande.

Dans ce cas:

$$B = f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times RC}$$

NOTE – Le signal de sortie de l'amplificateur est une tension fluctuante. Du fait du caractère ergodique du signal, (identité entre les moyennes statistiques et les moyennes temporelles), l'écart type et la valeur efficace de cette tension peuvent être confondus.

6 Mise en oeuvre de la méthode du carré de la tension moyenne

Les méthodes utilisées pour déduire le débit de fluence neutronique par le traitement des fluctuations peuvent être classées en trois catégories, décrites en 6.1, 6.2 et 6.3.

6.1 Mesure analogique linéaire: amplificateur quadratique

Il s'agit d'un circuit de mesure constitué d'un amplificateur à bande étroite, qui délivre une tension efficace V_1 dont l'amplitude est proportionnelle à $\sqrt{N}$, et d'un circuit quadrateur suivi d'un filtre, qui délivre une tension de sortie (V_s) proportionnelle à N .

Application of the theory of Campbell, in the case of a band-pass filter amplifier receiving at its input the charge Q (emitted during each fission within the detector) and taking the low cut-off frequency of the amplifier as zero, leads to the expression:

$$\sigma_S^2 = \bar{N} \times \overline{Q^2} \times \frac{R}{2C} = \bar{N} \times \overline{Q^2} \times R^2 \times \pi \times f_c$$

where

σ_S^2 is the variance of the signal;

$\bar{N}$ is the mean counting rate;

$\overline{Q^2}$ is the average of the square of the charge released during each event;

R is the feedback resistance;

C is the feedback capacitor;

f_c is the cut-off frequency of the filter.

The variance is proportional to N and also to B , the width of the pass band.

In that case:

$$B = f_c = \frac{1}{2 \times \pi \times RC}$$

NOTE – The output signal of the amplifier is a fluctuating voltage. Due to the ergodic character of the signal, (similarity between statistical average and time average), the standard deviation and the r.m.s. of the voltage are equivalent.

6 Implementation of the mean square voltage method

The method used to derive the neutron fluence rate can be divided into three main categories as described in 6.1, 6.2 and 6.3.

6.1 Linear analogue method: quadratic amplifier

This concerns a measurement circuit consisting of a narrowband preamplifier which gives an r.m.s. voltage V_1 for which the amplitude is proportional to $\sqrt{N}$, and a squaring circuit followed by a filter, making available an output signal (V_{out}) proportional to N .

Ci-dessous est représenté un exemple de schéma de principe de cette méthode.

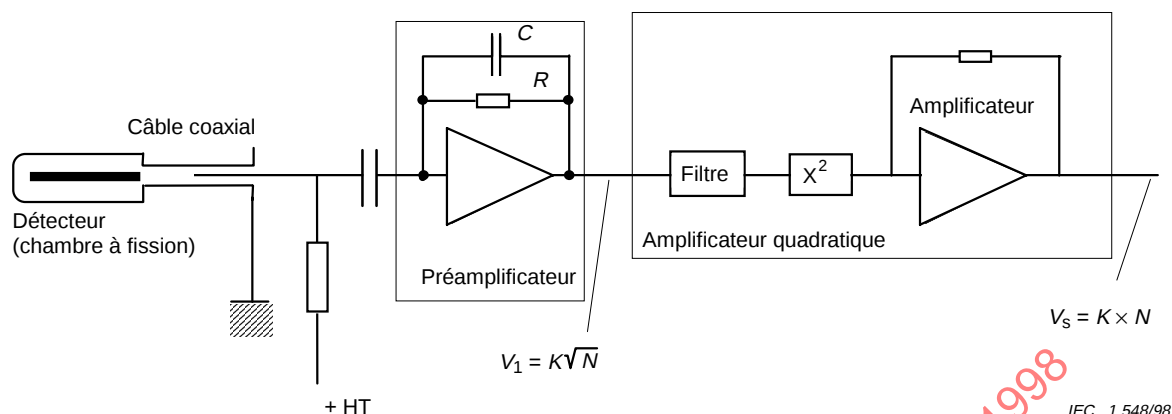


Figure 1 – Diagramme schématique d'une chaîne de mesure linéaire

Le filtre devant l'opérateur d'élévation au carré donne une meilleure amplification entre les impulsions.

6.2 Mesure analogique logarithmique: amplificateur logarithmique

Comme pour la mesure analogique linéaire, le circuit de mesure est constitué d'un amplificateur à bande étroite suivi d'un amplificateur logarithmique qui délivre une tension de sortie proportionnelle au logarithme du débit de fluence neutronique et donc au logarithme de la puissance du réacteur. Ci-dessous est représenté un schéma de principe de cette méthode.

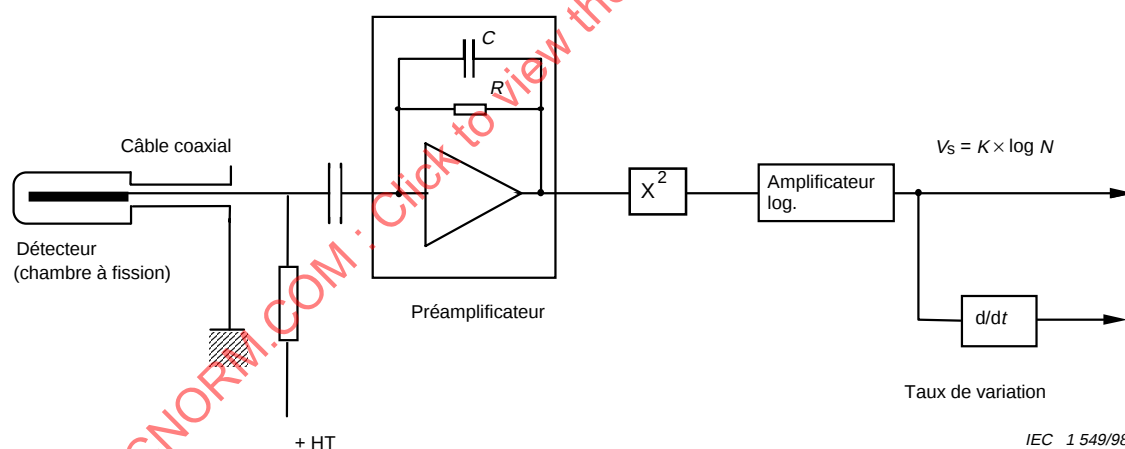


Figure 2 – Diagramme schématique d'une chaîne de mesure logarithmique

6.3 Calcul direct de la variance par traitement numérique

Le circuit de mesure est constitué d'un amplificateur à bande étroite suivi d'un échantillonneur rapide et d'un circuit de calcul de la variance du signal. Ce dispositif est couplé à une unité centrale qui exploite la mesure du flux pour en déduire la puissance du réacteur. Dans le cas où ce dispositif est mis en oeuvre dans une chaîne de sûreté, le logiciel doit être développé conformément aux recommandations de la CEI 60880.

Below is a block diagram of this method, as an example.

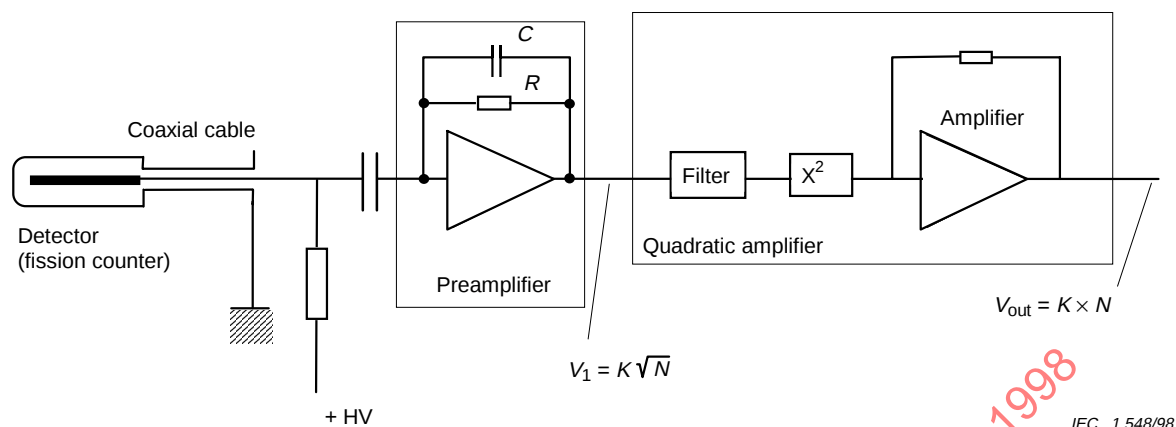


Figure 1 – Schematic diagram of the linear analogue method

The filter placed before the squaring operator permits a better build-up between pulses.

6.2 Logarithmic analogue method: logarithmic amplifier

Similarly to the linear analogue method, the measuring circuit consists of a narrowband amplifier whose output is sent to a logarithmic amplifier. The output is proportional to the logarithm of the neutron fluence rate and hence to the logarithm of the reactor power. A block diagram of this method is shown below as an example.

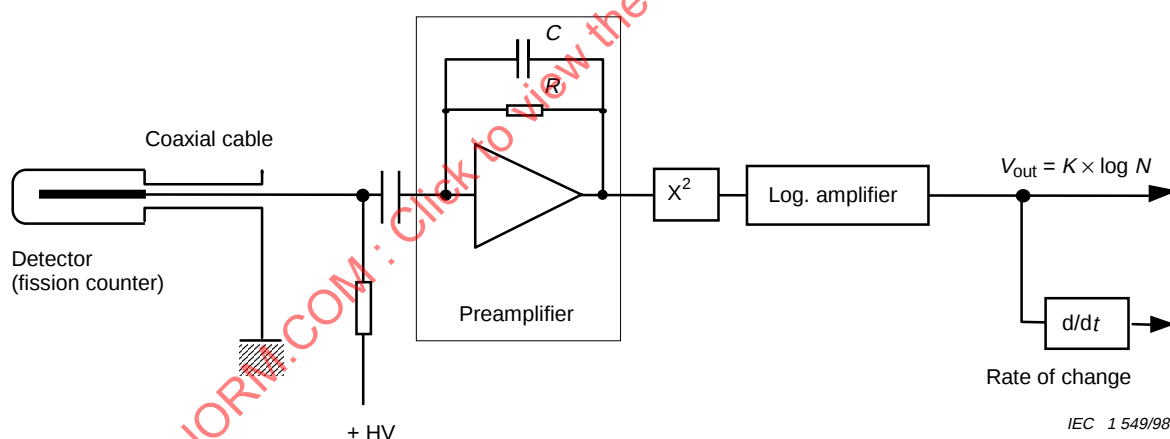


Figure 2 – Schematic diagram of the logarithmic method

6.3 Digital method: digital mean square processor

The measurement circuit consists of a narrowband amplifier followed by a fast sampling circuit and a mean square processor which directly calculates the variance of the signal. This device is coupled with a central processing unit which operates on the digitally derived fluence rate measurement in order to deduce the power of the reactor. When implemented in a safety channel, the software shall be developed according to the recommendations of IEC 60880.

Un exemple de schéma de cette méthode est donné ci-après.

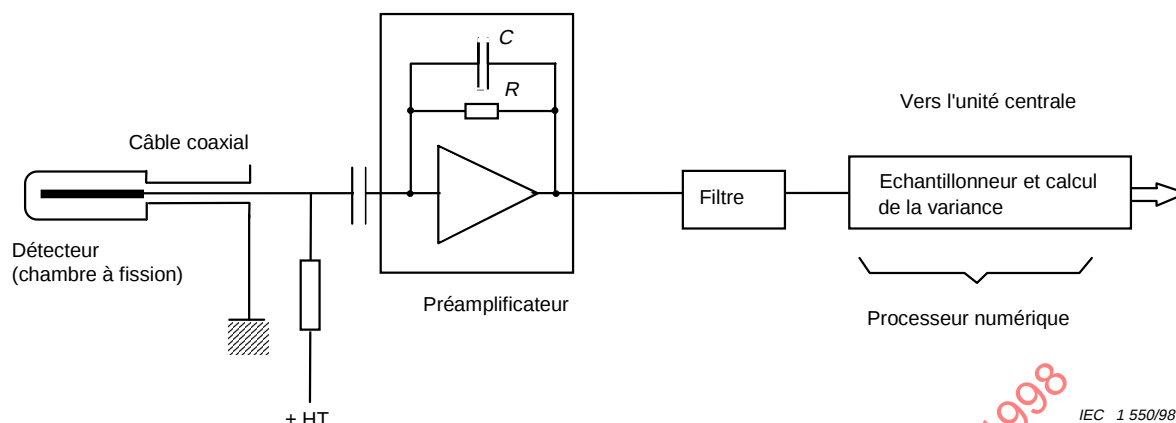


Figure 3 – Diagramme schématique d'une chaîne de mesure linéaire

7 Structure d'une chaîne à grande dynamique

Pour obtenir une chaîne à grande dynamique, on combine des circuits de comptage et de mesure du carré de la tension moyenne. Conformément aux exigences fonctionnelles, la combinaison peut comprendre un détecteur unique ou un double détecteur. Dans le deuxième cas, les éléments sensibles peuvent être indépendants ou réunis dans le même assemblage.

Une chaîne à grande dynamique est généralement constituée de deux types de circuits électroniques:

- les circuits de conditionnement, qui comprennent le préamplificateur, l'amplificateur et l'alimentation haute tension. Les circuits de conditionnement produisent des signaux de haut niveau nécessaires au traitement fonctionnel;
- les circuits de traitement, qui comprennent le traitement fonctionnel proprement dit comme le calcul du taux de comptage, la comparaison aux seuils et la gestion des affichages.

Selon la technologie utilisée (analogique ou numérique), les limites entre ces deux types de circuits (conditionnement et traitement) peuvent être différentes.

Below a block diagram of this method is given as an example:

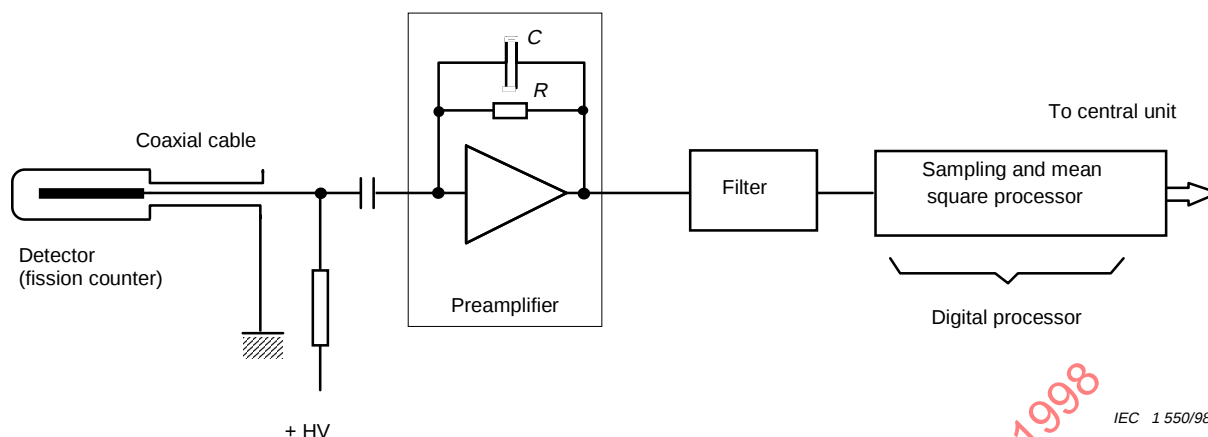


Figure 3 – Schematic diagram of the digital method

7 Structure of a wide range channel

A WRC is obtained by combining counting rate and MSV circuits. Depending upon the functional requirements the combination may be implemented with a single or a double detector. In the second case, the sensitive elements can be separate or located in the same housing.

A WRC generally consists of two types of electronic circuits:

- the conditioning circuits which include preamplifier, amplifier and HV supply. The conditioning circuits produce the high-level signals necessary to perform the functional processing;
- the functional processing circuits which include the rate of change calculation, the comparison against set points and the display management.

Depending upon the technology (analogue or digital) the division between the electronic functions (conditioning and processing) can vary.

7.1 Chaîne à grande dynamique à un seul détecteur

Une chaîne à grande dynamique à un détecteur est constituée d'une combinaison de base comprenant un traitement du taux de comptage et un calcul du carré de la tension moyenne. Le diagramme typique est représenté ci-après.

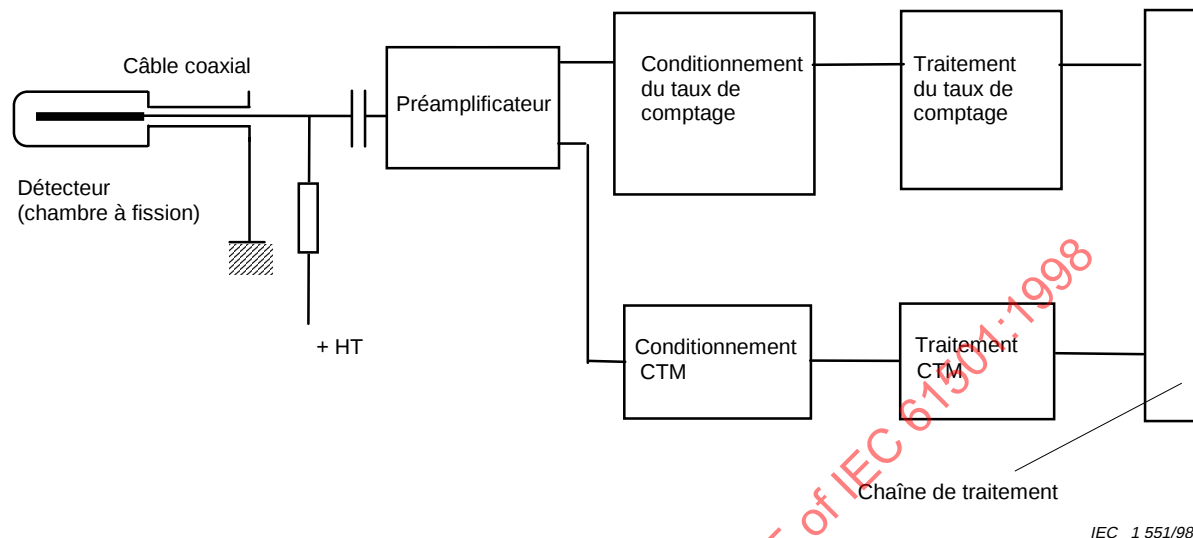


Figure 4 – Schéma d'une chaîne à grande dynamique à un seul détecteur

Le préamplificateur est commun au traitement impulsionnel et aux circuits de traitement du carré de la tension moyenne. Un tel assemblage avec un seul détecteur peut fonctionner jusqu'à 11 décades ou plus en utilisant une correction pour prendre en compte une non-linéarité qui peut apparaître aux fortes valeurs de débit de fluence neutronique.

Typiquement, pour une instrumentation hors cœur utilisant une chambre à fission ayant une sensibilité de 1 cps/nv, les gammes de fonctionnement sont les suivantes:

- gamme pour le traitement impulsionnel: de 1 cps à 10^{+6} cps, ce qui correspond à une dynamique de flux de 1 nv à 10^{+6} nv;
- gamme pour le traitement du carré de la tension moyenne: de 10^{+4} cps à 10^{+11} cps (ou plus), ce qui correspond à une dynamique de flux de 10^{+4} nv à 10^{+11} nv (ou plus).

Le recouvrement entre les deux traitements doit être au moins d'une décade.

Les informations principales en sortie d'une chaîne à grande dynamique à un détecteur peuvent être les suivantes (à titre d'exemple):

- le taux de comptage;
- le niveau donné par le traitement CTM;
- le niveau de puissance et le taux de variation correspondant à la combinaison du traitement impulsionnel et au traitement du CTM;
- divers signaux logiques de déclenchement.

Le niveau est exprimé soit en puissance relative (pourcentage de la puissance nominale ou avec le rapport P/PN), soit directement en unités du taux de comptage. Il est recommandé d'exprimer le taux de variation en décades par minute, octaves par minute, temps de doublement, période ou pour-cent par seconde.

7.1 Single-detector WRC

A single-detector WRC is the basic combination of a counting rate processing and MSV processing. A typical block diagram is shown below.

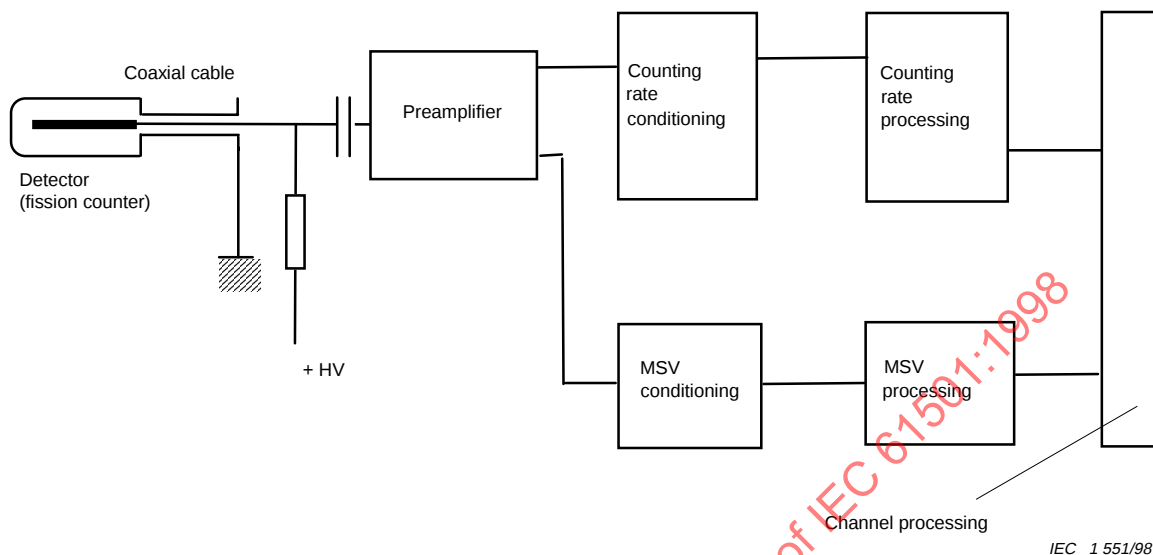


Figure 4 – Block diagram of a single-detector WRC

The preamplifier is common to the counting rate processing and the MSV processing circuits. Such an arrangement with a single-detector has a range of operation of 11 decades or more when it includes corrections to take into account the non-linearity which may occur at high fluence rates.

Typically, in the case of an ex-core instrumentation using a fission counter with a sensitivity of 1 cps/nv, the functional ranges are as follows:

- range for pulse processing: 1 cps to 10^{+6} cps corresponding to a fluence rate from 1 nv to 10^{+6} nv;
- range for MSV: 10^{+4} cps to 10^{+11} cps (or more) corresponding to a fluence rate from 10^{+4} nv to 10^{+11} nv (or more).

The overlapping between pulse processing and MSV shall be one decade as a minimum.

As an example, the output signals from a single-detector WRC may be as follows:

- the counting rate;
- the MSV processing signal;
- the level of power and the rate of change corresponding to the combination of counting rate processing and the MSV processing;
- binary outputs from trip set points.

The power level is expressed either in relative power (percentage of FP or P/FP) or directly in count rate units. The change of rate is expressed in term of decades per minute (DPM), octaves per minute (OPM), doubling time, period or percent per second.

7.2 Chaîne à grande dynamique à deux détecteurs

Pour augmenter la dynamique de fonctionnement, on peut utiliser deux détecteurs séparés. Pour le traitement impulsionnel, il convient d'utiliser un détecteur de grande sensibilité, et pour le traitement de carré de la tension moyenne, une chambre à fission de faible sensibilité.

Le détecteur de grande sensibilité peut être soit une chambre à fission soit un compteur proportionnel. Les circuits fonctionnels sont identiques à ceux qui sont utilisés sur une chaîne à grande dynamique à un seul détecteur, mais chaque détecteur a son propre préamplificateur.

Les caractéristiques des détecteurs doivent être choisies pour optimiser la dynamique totale d'utilisation et pour garantir le recouvrement entre les dynamiques de fonctionnement des deux détecteurs.

Le diagramme fonctionnel typique d'une chaîne à deux détecteurs peut être le suivant:

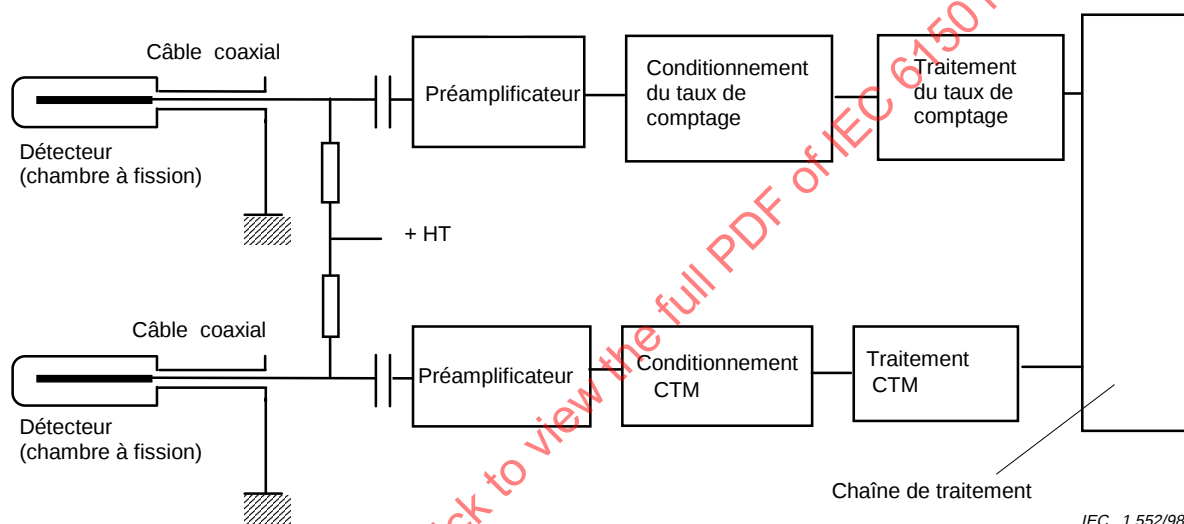


Figure 5 – Schéma d'une chaîne à grande dynamique à deux détecteurs

D'autres montages plus élaborés sont possibles pour améliorer les performances.

Une CGD à deux détecteurs peut couvrir une dynamique de 12 décades. Le recouvrement entre les deux traitements doit être d'une décade au moins.

Les informations en sortie d'une chaîne à grande dynamique à deux détecteurs peuvent comprendre les suivantes:

- le taux de comptage et le taux de variation correspondant au premier détecteur;
- le niveau de puissance et le taux de variation correspondant au traitement CTM;
- divers signaux logiques de déclenchement.

8 Technologie des chaînes à grande dynamique

La technologie des chaînes à grande dynamique peut être analogique ou digitale. Chaque technologie est utilisable indifféremment pour des chaînes à un ou deux détecteurs. Pour simplifier, seul le cas d'une chaîne à un seul détecteur est présenté.

7.2 Double-detector WRC

To increase the functional range, two separate detectors may be used. For counting rate processing it is more convenient to use a high-sensitivity counter and a low-sensitivity fission counter for the MSV processing.

The high-sensitivity counter can be either a fission counter or a proportional counter. The functional circuits are similar to those used for the single-detector WRC, but each detector has its own preamplifier.

The characteristics of the detectors shall be selected to optimize the total range of operation and to guarantee the overlap between the operating ranges of the two detectors.

As an example, the block diagram of a double-detector WRC may be as follows:

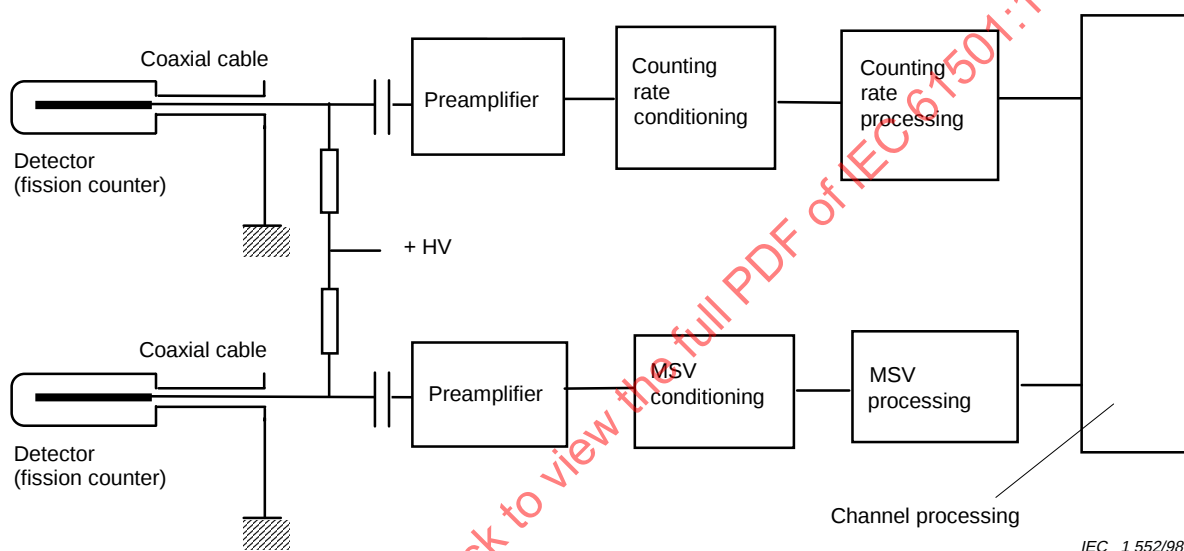


Figure 5 – Block diagram of a double-detector WRC

Some other arrangements are possible in order to improve performance.

A double-detector WRC should have a functional range of 12 decades. The overlap between the pulse processing and the MSV shall be a minimum of one decade.

The output information given by a double-detector WRC may include the following:

- the counting rate and the rate of change corresponding to the first detector;
- the power level and the rate of change corresponding to the MSV processing;
- binary outputs from trip set points.

8 Technology of WRC

The technology of WRC can be either analogue or digital. Each technology is similarly applicable to single- or double-detector WRCs. To simplify, only the single-detector WRC is presented.

8.1 Chaîne à grande dynamique analogique

Un exemple de schéma de principe d'une chaîne à grande dynamique analogique est représenté ci-dessous.

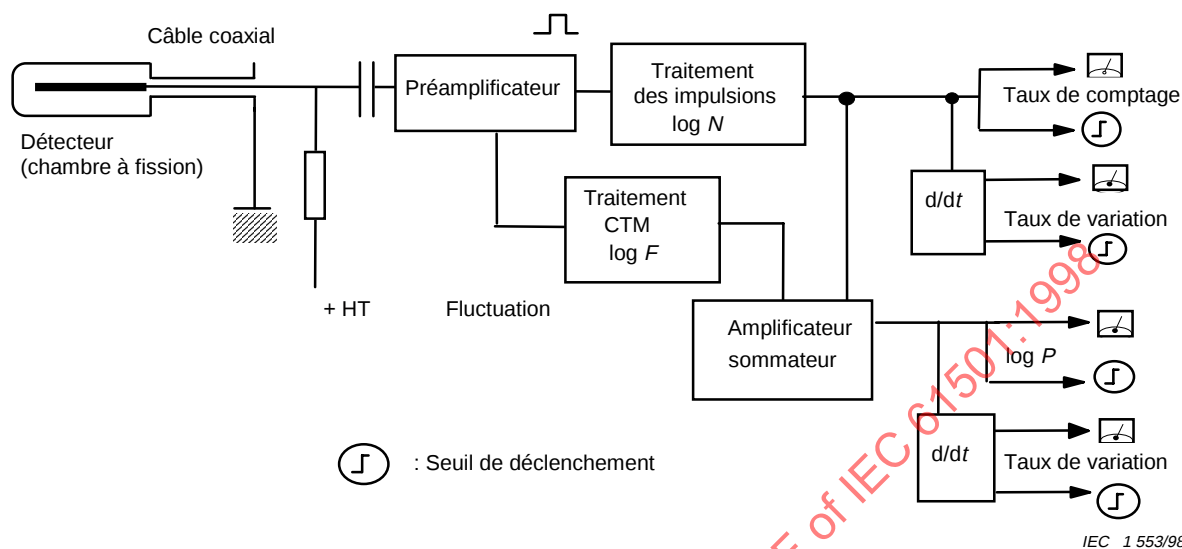


Figure 6 – Schéma typique de chaîne à grande dynamique analogique à un seul détecteur

8.2 Chaîne à grande dynamique numérique

Un exemple de schéma de principe d'une chaîne à grande dynamique numérique est représenté ci-dessous.

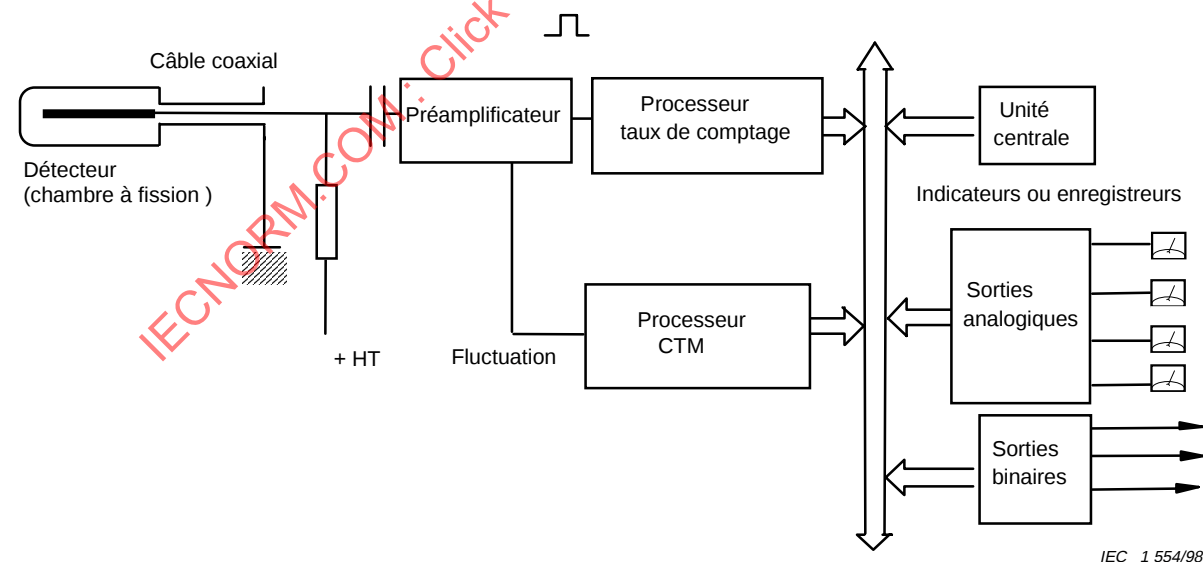


Figure 7 – Schéma typique d'une chaîne à grande dynamique numérique à un seul détecteur

8.1 Analogue wide range channel

A block diagram of an analogue wide range channel is shown below as an example:

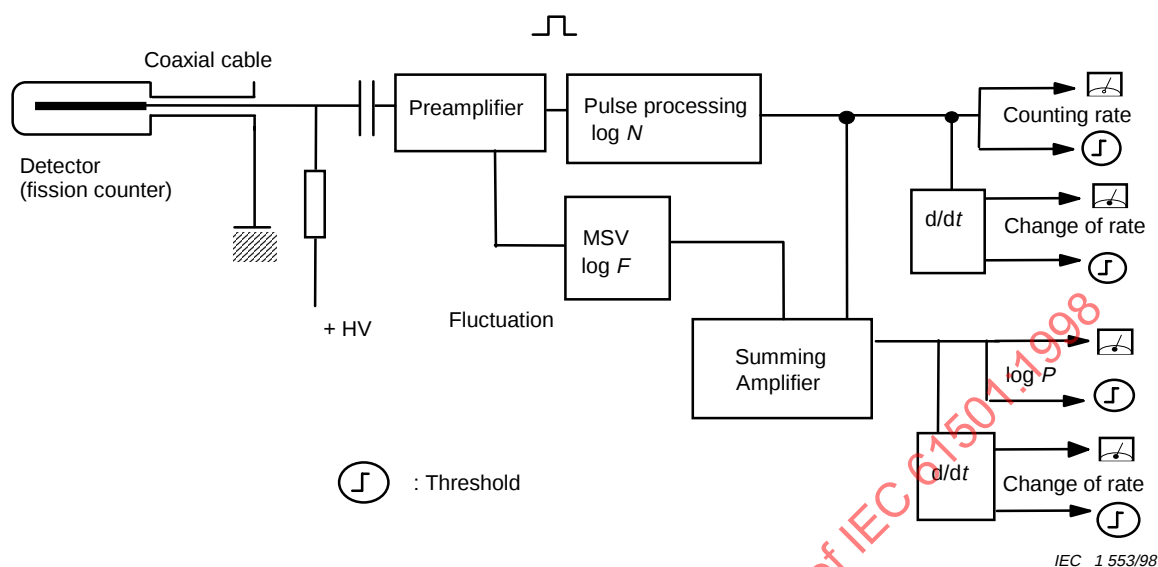


Figure 6 – Typical block diagram of an analogue single-detector WRC

8.2 Digital wide range channel

A block diagram of a digital wide range channel is shown below as an example:

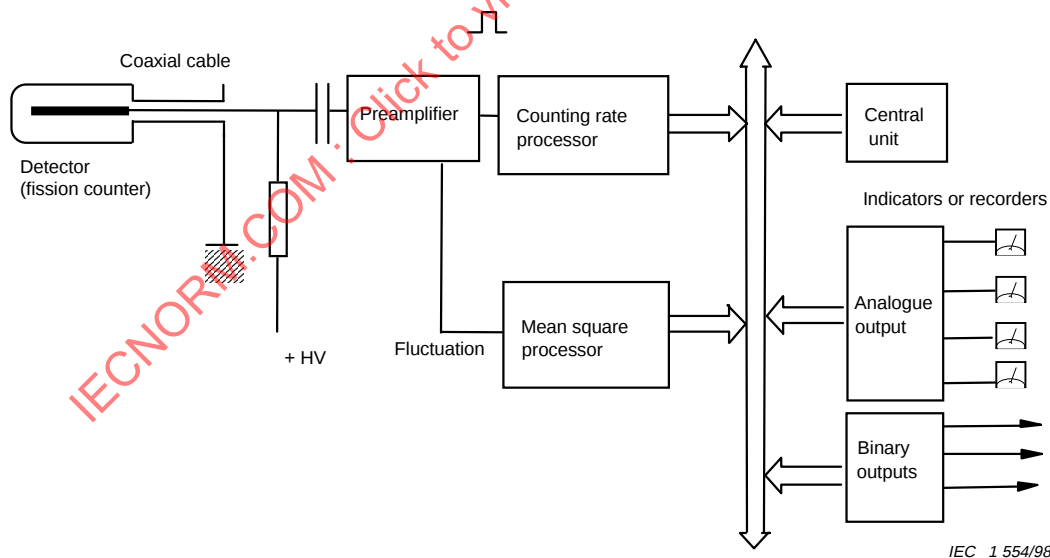


Figure 7 – Typical block diagram of a digital single-detector WRC

9 Conditions d'essai et générateurs d'essai

9.1 Conditions environnementales pour les essais

Les conditions générales des essais sont définies dans la CEI 60359.

9.2 Equipements d'essai

On distingue deux catégories d'essais:

- les essais de conception ou les essais de type;
- les essais périodiques.

9.2.1 Essais de conception ou essais de type

Pour les essais de conception ou les essais de type du préamplificateur, de l'amplificateur logarithmique, de l'amplificateur quadratique ou du processeur numérique du carré de la tension moyenne, on utilise de préférence des générateurs de bruit blanc ou des générateurs pseudo-aléatoires d'impulsions. Le coefficient d'amplification et la bande passante peuvent être testés précisément avec un générateur de signaux sinusoïdaux ou carrés et un voltmètre à courant alternatif avec une large bande passante.

Un générateur pseudo-aléatoire est intéressant parce qu'il délivre des impulsions semblables à celles provenant des détecteurs de neutrons, même s'il est suivi par un atténuateur et une résistance série, pour convertir les impulsions de tension en impulsions de courant. Pour tester les amplificateurs, le préamplificateur doit toujours être placé entre le générateur et l'amplificateur.

Un générateur de bruit blanc délivre un signal fluctuant avec une distribution spectrale constante dans une bande de fréquence donnée. Il est bien adapté pour les mesures relatives au carré de la tension moyenne.

Si de tels générateurs ne sont pas disponibles, il est possible d'utiliser un générateur sinusoïdal, mais plusieurs mesures de la réponse du circuit doivent être faites préalablement à l'intérieur et à l'extérieur de la bande passante pour établir la réponse du circuit sur l'ensemble du spectre de fréquence.

Pour la mesure des signaux de sortie, un voltmètre mesurant la tension efficace vraie, ayant une bande passante supérieure à la bande passante du signal à mesurer doit être utilisé.

9.2.2 Essais périodiques

Pour les essais périodiques sur site d'une chaîne à grande dynamique utilisant le carré de la tension moyenne, il n'est pas requis d'utiliser un appareil spécial. Des générateurs non aléatoires comme les générateurs de signaux sinusoïdaux ou carrés peuvent être utilisés.

Ainsi les inconvénients des générateurs de bruit blanc ou des générateurs pseudo-aléatoires peuvent être évités:

- ce sont des appareils non usuels, difficiles à calibrer;
- ils sont peu stables et ont une bande passante réduite;
- ils présentent des difficultés d'utilisation et d'interprétation des signaux de fluctuations en sortie.

9 Test conditions and test generators

9.1 Environmental test conditions

General test conditions are defined in IEC 60359.

9.2 Test equipment

The tests are separated in two different categories:

- the tests for design or type tests;
- the periodical tests.

9.2.1 Tests for design or type tests

For design purposes or type tests of the preamplifier, the logarithmic amplifier, the quadratic amplifier or the digital mean square processor, either a white noise generator or a pseudo-random pulse generator should be preferably used. Amplification coefficient and bandwidth can be tested precisely with a stable sine or square wave generator and a wide band a.c. voltmeter.

For periodical testing of MSV, special equipment is not required; non-random signal generators may be suitable (e.g. sine or square wave generators).

A pseudo-random pulse generator is of interest as it provides pulses similar to those delivered by neutron detectors in spite it is followed by an attenuator and a series resistance to transform voltage pulses into current pulses. To test the amplifiers, the preamplifier shall always be placed between the generator and the amplifier.

The white noise generator delivers a fluctuating signal with a constant spectral distribution in a given frequency bandwidth. It is well adapted for the mean square voltage method measurements.

If such generators are not available, it is possible to use a sine wave voltage generator, but several measurements of the response of the test circuit shall first be conducted both inside and outside the pass band in order to establish the circuit response across the frequency spectrum.

For output measurements, a true r.m.s. voltmeter, for which the pass band is higher than that of the signal to be measured, shall be used.

9.2.2 Periodical tests

For periodical on site testing of wide range channels using MSV, special equipment is not required, non-random signal generators as sine or square wave generators may be used.

Thus the disadvantage of white noise or pseudo-random generators can be avoided:

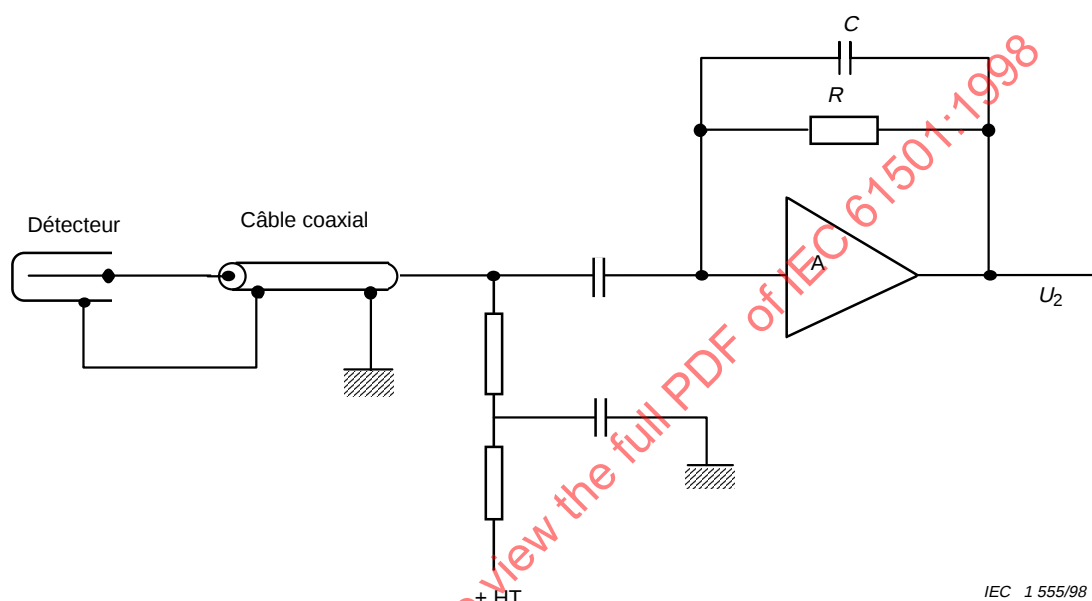
- it is non usual equipment, difficult to calibrate;
- it has poor stability and/or bandwidth;
- it is difficult to be used and does not give a precise interpretation of the fluctuating output signals.

10 Caractéristiques et méthodes d'essai des préamplificateurs

10.1 Caractéristiques des préamplificateurs

Le rôle du préamplificateur consiste à délivrer un signal sous la forme d'une tension fluctuante obtenue à partir des signaux délivrés par le détecteur, en éliminant de cette tension la composante continue.

Il est constitué d'un amplificateur de faible bruit et d'un filtre de protection contre les tensions élevées qui peuvent être appliquées sur l'âme du câble coaxial transmettant le signal depuis le détecteur jusqu'au préamplificateur.



IEC 1 555/98

Figure 8 – Schéma de principe du préamplificateur

Le préamplificateur de fluctuations est souvent couplé avec un amplificateur d'impulsions et dans ce cas les étages d'entrée sont communs aux deux amplificateurs et le câble est adapté à l'impédance caractéristique appropriée.

Le signal de sortie est défini par sa valeur efficace: $U_2 = R \times \sqrt{\pi \times \bar{N} \times \overline{Q^2} \times B}$

ou plus simplement: $U_2 = Kf \times \sqrt{\bar{N} \times \overline{Q^2}}$

où

$$Kf = R \times \sqrt{\pi \times B}$$

où

B est la largeur de la bande passante du circuit: $B = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C}$;

R est la résistance de mesure;

C est la capacité de contre-réaction;

$\bar{N}$ est le taux de comptage moyen;

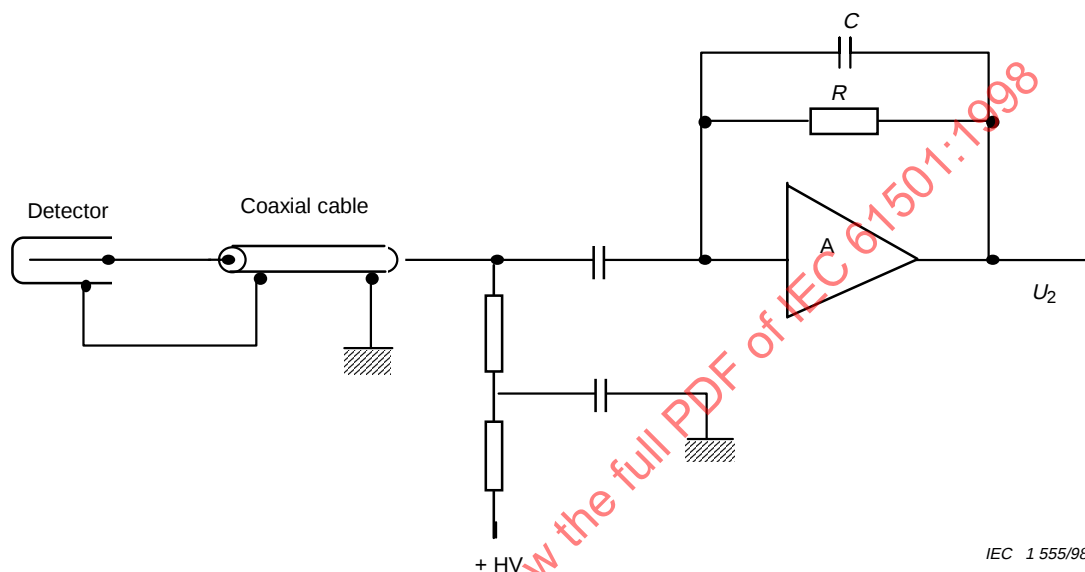
$\overline{Q^2}$ est la charge quadratique moyenne libérée à chaque événement.

10 Characteristics and test methods for preamplifiers

10.1 Characteristics of the preamplifier

The role of the preamplifier is to derive a fluctuating voltage signal from the signals generated by the detector, and separate it from the direct current component.

It consists of a low noise amplifier and a filter protecting the input from high voltage, which is applied to the centre wire of the coaxial cable transmitting the signal from the detector to the preamplifier.



IEC 1 555/98

Figure 8 – Schematic diagram of the preamplifier

The fluctuation preamplifier is often coupled with a pulse amplifier and in this case the input stages are common to the two amplifiers and the cable is adapted to the appropriate characteristic impedance.

The output signal is defined by its effective voltage: $U_2 = R \times \sqrt{\pi \times \bar{N} \times \overline{Q^2} \times B}$

or more simply: $U_2 = Kf \times \sqrt{\bar{N} \times \overline{Q^2}}$

where

$$Kf = R \times \sqrt{\pi \times B}$$

where

B is the width of the pass band of the circuit: $B = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C}$

R is the measuring resistance;

C is the feedback capacitor;

$\bar{N}$ is the mean rate of events per second;

$\overline{Q^2}$ is the mean quadratic charge released during each event.

Les paramètres $\bar{N}$ et $\bar{Q}^2$ dépendent du détecteur et le produit $\bar{N} \times \bar{Q}^2$ caractérise la sensibilité en fluctuations du détecteur. Les paramètres R et B sont spécifiques du préamplificateur et le coefficient Kf caractérise la sensibilité.

Les impédances d'entrée et de sortie du préamplificateur doivent être spécifiées. Ces impédances peuvent être adaptées aux câbles utilisés. Cela évite les limitations supplémentaires dues à la largeur de bande et les réflexions des signaux aux extrémités des câbles.

NOTE 1 – Il faut souligner ici l'identité de la notion d'écart type qui s'introduit naturellement par l'étude statistique du phénomène, et de la notion de valeur efficace familière aux électriciens.

NOTE 2 – La valeur efficace de la tension de sortie du préamplificateur est proportionnelle à $\sqrt{N}$ et donc à $\sqrt{\Phi}$.

Il faut prendre le carré pour avoir une mesure proportionnelle au débit de fluence neutronique Φ .

NOTE 3 – De façon plus générale, nous pouvons écrire:

$$U_2 = R \times \sqrt{\bar{N} \times \bar{Q}^2 \times 2 \times B_{eq}}$$

où

B_{eq} est la bande équivalente de mesure.

Dans ces conditions

$$Kf = R \times \sqrt{2 \times B_{eq}}$$

NOTE 4 – L'effet du câble se traduit d'une part, par une réduction progressive du signal, et d'autre part, par une augmentation sensible du bruit à l'entrée de l'amplificateur, donc par une réduction de la dynamique de mesure. Dans l'état actuel de la technologie, on a encore une dynamique de près de six décades avec un câble d'une longueur de 150 m. Ceci ne s'applique que si l'impédance d'entrée du préamplificateur n'est pas adaptée au câble.

NOTE 5 – L'impédance d'entrée Z_{in} et l'impédance de sortie Z_{out} sont définies en fonction de la conception générale de la chaîne. Le préamplificateur peut être séparé de l'amplificateur ou monté dans le même boîtier. Les exigences dans ces deux cas peuvent être légèrement différentes. Si le préamplificateur est utilisé pour traiter simultanément les impulsions et le carré de la tension moyenne, il faut que son impédance d'entrée soit adaptée à l'impédance caractéristique du câble. Si le préamplificateur ne traite que le carré de la tension moyenne cette exigence n'est pas aussi impérative.

10.2 Méthodes d'essai des préamplificateurs

Le test commence après la période de fonctionnement préalable. On doit s'assurer que le décalage de zéro reste compris dans la fourchette de fonctionnement, sinon on procédera à un nouveau réglage. Sauf indication contraire, le préamplificateur n'est pas branché sur un câble ni sur un détecteur. La haute tension est coupée. Dans le cas d'un préamplificateur impulsions-fluctuations, l'entrée est fermée sur son impédance caractéristique, et les essais ne portent que sur la partie des circuits fonctionnant en fluctuation.

10.2.1 Bande passante B

Elle est définie par les deux fréquences de coupure, basse f_1 et haute f_2 , pour lesquelles l'affaiblissement par rapport à la valeur maximale est de 3 dB.

Il n'existe généralement pas de relations simples entre la bande équivalente de mesure et les fréquences f_1 et f_2 , définies ci-dessus. Cependant dans le cas d'un filtre passe-bande du premier ordre pour lequel la fonction de transfert est de la forme:

$$H(P) = \frac{\tau_1 \times P}{(1 + \tau_1 \times P) \times (1 + \tau_2 \times P)}$$

The parameters $\bar{N}$ and $\bar{Q}^2$ depend on the detector and the product $\bar{N} \times \bar{Q}^2$ characterizes the fluctuation sensitivity of the detector. The parameters R and B are specific to the preamplifier and the coefficient Kf characterizes the sensitivity.

The input and output impedances of the preamplifier shall be specified. These impedances should be matched to the impedances of the applied cables. This avoids additional limitations due to the bandwidth, and signal reflections at the end of the detector cable.

NOTE 1 – The identity between the standard deviation which naturally refers to statistical methods applied to the physical phenomenon and the notion of root mean square value is to be noted.

NOTE 2 – The root mean square value of the output voltage of the preamplifier is proportional to $\sqrt{N}$ and therefore to $\sqrt{\Phi}$. The square root is used to ensure a proportional measurement of the neutron fluence rate Φ .

NOTE 3 – More generally, we can write:

$$U_2 = R \times \sqrt{\bar{N} \times \bar{Q}^2 \times 2 \times B_{eq}}$$

where

B_{eq} is the equivalent pass band of the channel.

Under these conditions

$$Kf = R \times \sqrt{2 \times B_{eq}}$$

NOTE 4 – The cable characteristics attenuate the signal from the detector and provide a capacitive load at the amplifier input, resulting in a reduction in the range of measurement. At the present level of technology, a range of six decades can be obtained with a cable of 150 m. This applies only if the input impedance of the preamplifier is not matched to the cable.

NOTE 5 – The input impedance Z_{in} and the output impedance Z_{out} are defined according to the general design of the channel. The preamplifier can be remote from the amplifier or located in the same housing. The requirements in these two cases can be slightly different. If the preamplifier is used to process the pulses and the MSV at the same time, its input impedance must be adapted to the characteristic impedance of the cable. If the preamplifier processes only the MSV, this requirement is not so stringent.

10.2 Test methods for the preamplifier

The test begins after the preliminary warming up period. It shall be ensured that the offset is included in the normal operating margin, if not, it is necessary to adjust the offset. Unless otherwise indicated, the preamplifier is not connected to a cable, or a detector. The high voltage is switched off. In the case of a preamplifier combining fluctuations and pulses, the output is terminated by its characteristic impedance, and the test is carried out only on those parts of the circuit operating in fluctuation.

10.2.1 The pass band B

The pass band is defined by two limit frequencies, low f_1 and high f_2 , at which the signal amplitude has fallen by 3 dB from its maximum value.

In general there is no simple relationship between the channel pass band and the frequencies f_1 and f_2 , defined above. However, in the case of a first order pass band filter for which:

$$H(P) = \frac{\tau_1 \times P}{(1 + \tau_1 \times P) \times (1 + \tau_2 \times P)}$$

On peut écrire:

$$B_{eq} = \frac{\pi}{2} \times \frac{f_2}{1 + f_1 / f_2} = \frac{\pi}{2} \times (f_2 - f_1) \quad \text{si } f_2 \geq f_1$$

Il est recommandé d'utiliser un générateur de tension sinusoïdale connecté à l'entrée du préamplificateur par l'intermédiaire d'une résistance adéquate (généralement comprise entre 10 kΩ et 100 kΩ). Un voltmètre efficace ou donnant la moyenne est connecté à la sortie. Les fréquences basse f_1 et haute f_2 pour lesquelles on obtient un affaiblissement de 3 dB par rapport à la valeur maximale sont mesurées pour un niveau d'entrée constant.

10.2.2 Constante R

C'est la résistance de contre-réaction du préamplificateur, exprimée en ohms. Elle définit la sensibilité du préamplificateur pour une bande passante donnée.

$$R \approx R_{CR}$$

Pour mesurer la constante R , il convient d'utiliser le même dispositif que précédemment, et on règle la fréquence du générateur pour avoir la tension maximale en sortie. Si U_{2g} représente la tension de sortie du générateur, et U_2 la tension de sortie du préamplificateur, la constante R est déterminée par

$$R = \frac{U_2}{U_{2g}}$$

R doit être évaluée avec une bonne précision. La valeur mesurée peut être légèrement inférieure à la valeur de la résistance de contre-réaction R_{CR} , l'écart étant imputable à l'affaiblissement imposé par les fréquences de coupure f_1 et f_2 .

10.2.3 Sensibilité

La sensibilité est définie par la relation entre la valeur efficace de la tension de sortie et le courant de fluctuation à l'entrée, courant proportionnel à $\sqrt{N \times Q^2}$. Elle s'exprime donc en $V A^{-1} s^{-1/2}$ ou en $V/A/(Hz)^{0,5}$.

$$\text{Sensibilité} = \frac{U_2}{\sqrt{N \times Q^2}}$$

- Si on utilise un générateur d'impulsions aléatoires à l'entrée et un voltmètre efficace en sortie, les caractéristiques peuvent être déterminées avec précision selon la relation décrite précédemment. La bande passante du voltmètre efficace doit être supérieure à celle du préamplificateur.
- Si on utilise un générateur pseudo-aléatoire, avec une résistance série R_1 et si on connaît la densité spectrale de puissance S_f délivrée par ce générateur, on aura directement:

$$\text{Sensibilité} = U_2 \times \frac{R_1}{\sqrt{S_f}}$$

- Si les quantités $\overline{N \times Q^2}$ ou S_f ne sont pas connues, on procédera par comparaison à partir d'un amplificateur de courant ayant une résistance de contre-réaction R , et une capacité C . L'application du deuxième théorème de Campbell donne les paramètres recherchés.

$$\sigma^2 = \overline{N \times Q^2} \times \frac{R}{2C} = S_f \times \frac{R}{2 \times C \times R_1^2}$$

NOTE – Les trois paramètres: la bande passante, la constante R et la sensibilité ne sont pas indépendants. Chacun peut être obtenu à partir des deux autres.

It can be written as:

$$B_{eq} = \frac{\pi}{2} \times \frac{f_2}{1 + f_1/f_2} = \frac{\pi}{2} \times (f_2 - f_1) \quad \text{if } f_2 \geq f_1$$

A sine wave voltage generator should be used, which is connected to the preamplifier through an appropriate resistance (generally between 10 kΩ to 100 kΩ). A r.m.s. voltmeter or an averaging voltmeter is connected to the output. The low frequency f_1 and high frequency f_2 , defined as those frequencies where the output voltage falls by 3 dB from its maximum value, are measured whilst the input level remains constant.

10.2.2 The constant R

This is the feedback resistance of the preamplifier, expressed in ohms. It defines the sensitivity of the preamplifier for a given pass band.

$$R \approx R_{CR}$$

To measure the constant R , the same configuration as before should be used, with the frequency of the generator adjusted to have a maximum output voltage. If U_{2g} is the output voltage of the generator and U_2 the output voltage of the preamplifier, the constant R is determined by

$$R = \frac{U_2}{U_{2g}}$$

R shall be established with accuracy. The measured value may be slightly lower than the resistance value of the feedback R_{CR} , the difference being caused by the fall in response due to the cut-off frequencies f_1 and f_2 .

10.2.3 Sensitivity

The sensitivity is defined as the relationship between the effective value of the output voltage and the input fluctuation current, proportional to $\sqrt{\bar{N} \times Q^2}$. It is therefore expressed as $V A^{-1} s^{-1/2}$ or as $V/A/(Hz)^{0.5}$.

$$Sensitivity = \frac{U_2}{\sqrt{\bar{N} \times Q^2}}$$

- If a random pulse generator is used for the input and a r.m.s. voltmeter is connected to the output, the characteristics can be accurately determined, and the sensitivity obtained by the previous relationship. The pass band of the r.m.s. voltmeter shall be higher than the pass band of the preamplifier.
- If a pseudo-random generator is used, with a series resistance R_1 and if the power density spectrum of the generator S_f is known, the sensitivity can be found directly:

$$Sensitivity = U_2 \times \frac{R_1}{\sqrt{S_f}}$$

- If the quantities $\bar{N} \times Q^2$ or S_f are not known, it is possible to compare the response with the one of a current amplifier having known feed-back resistance R , and capacitor C . The application of Campbell's equation, provides the required parameters.

$$\sigma^2 = \bar{N} \times Q^2 \times \frac{R}{2C} = S_f \times \frac{R}{2 \times C \times R_1^2}$$

NOTE – The three parameters: the pass band, the constant R and the sensitivity are not independent, each one can be deduced theoretically from values of the other two parameters.

10.2.4 Bruit du système

Le bruit du système est mesuré par le rapport de la tension efficace de sortie U_{20} sur la plus petite tension de sortie $U_{2\min}$ lorsqu'aucun signal n'est appliqué à l'entrée.

Le bruit s'exprime sur toute la gamme par un pourcentage selon la formule

$$\text{Bruit} = 100 \times \frac{U_{20}}{U_{2\min}}$$

Il est nécessaire de mesurer le bruit dans deux configurations, décrites ci-dessous.

a) Sans chambre à fission connectée au préamplificateur

L'entrée du préamplificateur est débranchée, isolée et blindée si nécessaire. La sortie est branchée à un millivoltmètre mesurant la tension efficace et la valeur du niveau de bruit est mesurée. Le détecteur est remplacé par un condensateur équivalent.

b) Avec une chambre à fission, le câble et la haute tension connectés au préamplificateur

L'entrée du préamplificateur est connectée au câble ainsi qu'au détecteur. La tension est mise en service.

10.2.5 Etendue de mesure

La limite inférieure de la gamme de mesures est déterminée par le bruit électronique et la limite supérieure par la saturation de l'étage de sortie. Le signal de mesure étant aléatoire, on pourra tolérer un certain degré de saturation sans dégradation appréciable des caractéristiques de l'instrument. On peut aussi, d'une façon plus rigoureuse, déterminer le niveau de saturation et fixer la valeur efficace maximale du signal à un chiffre trois fois plus faible.

Ainsi, si U_{2m} représente la valeur efficace minimale et U_{2M} la valeur efficace maximale du signal de sortie, alors l'étendue de mesure est définie entre les valeurs U_{2m} et U_{2M} ou entre les valeurs d'entrée correspondantes.

10.2.6 Erreur statique

L'erreur statique du préamplificateur pour fluctuations est définie par l'écart entre la valeur mesurée de la tension de sortie $U_{2\text{mes}}$ et sa valeur conventionnellement vraie U_{2c} . Cet écart est rapporté à la valeur conventionnellement vraie (valeur relative).

L'erreur statique E du préamplificateur pour fluctuations est exprimée en pourcentage par la relation:

$$E = 100 \times \frac{U_{2\text{mes}} - U_{2c}}{U_{2c}}$$

On la représentera par une courbe tracée sur un graphique portant, en échelles linéaires, la tension de sortie en abscisses et l'erreur statique en ordonnées. On indiquera la valeur maximale de l'erreur statique.

On branche à l'entrée U_g du préamplificateur, à travers une résistance R_1 , soit un générateur d'impulsions aléatoires, soit un générateur pseudo-aléatoire, et la sortie U_2 est connectée à un voltmètre mesurant la valeur efficace. La courbe de réponse $U = F(U_g)$ est tracée et les valeurs U_{2m} et U_{2M} correspondant à une erreur statique spécifiée (1 % par exemple, ce qui correspond à une erreur statique de 2 % sur le débit de fluence) sont déterminées.

10.2.4 System noise

The amplitude of the system noise is defined by the ratio of the effective output voltage U_{20} over the lower output voltage $U_{2\min}$ when no input signal is applied.

The noise is expressed over the range of the measurement as a percentage with the formula

$$\text{Noise} = 100 \times \frac{U_{20}}{U_{2\min}}$$

It is necessary to measure separately the noise in two different situations as described below.

a) Without a fission counter connected to the preamplifier

The input of the preamplifier is disconnected, isolated and shielded if necessary. The output is connected to an r.m.s. millivoltmeter and the value of the noise voltage is measured. The detector is replaced by an equivalent capacitor.

b) With a fission counter, cable and operating high voltage connected to the preamplifier

The input of the preamplifier is connected to the cable as well as the detector. The high voltage is switched on.

10.2.5 The range of measurement

The lower limit of the range of measurement is determined by the electronic noise and the upper limit by the saturation of the output signal. Because of the random nature of the input signal, a certain degree of saturation may be tolerated without decreasing the characteristics of the instrument. Using a more rigorous approach, the saturation level may be determined and the maximum effective value of the signal fixed at a figure three times lower.

Therefore, if U_{2m} is the minimum r.m.s. value of the output signal and U_{2M} is the maximum r.m.s. value of the output signal, then the range of measurement is defined between the values U_{2m} and U_{2M} or by the corresponding input values.

10.2.6 Static error

The static error of the fluctuation preamplifier is defined by the deviation between the measured output voltage $U_{2\text{meas}}$ and its conventional real value U_{2c} . This deviation is related to the real conventional value (relative error).

The static error E of the preamplifier for the fluctuation is expressed as a percentage by

$$E = 100 \times \frac{U_{2\text{meas}} - U_{2c}}{U_{2c}}$$

This should be represented as a curve drawn on a graph with linear scales, with the output voltage on the abscissa and the static error on the ordinate. Its maximum value shall be indicated.

The preamplifier input is connected through a resistance R_1 to a generator of random pulses U_g or a pseudo-random generator and the output U_2 is connected to a r.m.s. voltmeter. The response curve $U = F(U_g)$ is plotted and the values U_{2m} and U_{2M} corresponding to a specified static error (1 % for example which corresponds to a static error of 2 % of the fluence rate) are determined.

La réponse $U_2 = f(U_g)$ est théoriquement linéaire. L'erreur statique est appréciée à partir de la droite d'ajustement qui donne les valeurs U_{2c} pour les valeurs U_g choisies.

Ayant trouvé U_{2c} et mesuré U_{2mes} , on calcule l'erreur statique comme indiqué précédemment.

NOTE – Dans l'état actuel de la technique, on ne dispose pas d'un générateur dont toutes les caractéristiques sont suffisamment bien connues pour calculer les valeurs conventionnellement vraies U_{2c} . C'est pourquoi on utilise une droite d'ajustement, droite passant au plus près des points de mesure et tracée en général au jugé (linéarisation).

A défaut de générateur aléatoire ou pseudo-aléatoire, on peut utiliser un générateur de tension sinusoïdale, à condition que le voltmètre de sortie soit un voltmètre efficace, dont on calera la fréquence approximativement sur la fréquence centrale $F_c = \sqrt{f_1 \times f_2}$ (pour cette fréquence, l'affaiblissement est minimal). On spécifiera alors l'étendue de mesure relativement à la fréquence considérée.

10.2.7 Variations sous l'influence de la température

Le coefficient de température du préamplificateur pour fluctuation est défini par l'écart ΔU_2 , entre les valeurs de la tension de sortie U_2 , obtenues à deux températures ambiantes différentes, le signal d'entrée étant fixé à 90 % de la limite supérieure de l'étendue de mesure considérée. Cet écart est rapporté d'une part à la tension U_{2M} correspondant à la limite supérieure de cette étendue de mesure et d'autre part à l'amplitude ΔT de la variation de la température.

Le coefficient de température est exprimé en pourcentage par degré Celsius:

$$K_T = 100 \times \frac{\Delta U_2}{U_{2M} \Delta T}$$

Les conditions environnementales pour cet essai doivent être spécifiées.

On injecte à l'entrée du préamplificateur un signal aléatoire $I_1 = 0,9 \times I_{1M}$. La valeur I_{1M} est égale à la limite supérieure de l'étendue de mesure considérée.

La température ambiante est maintenue constante à $20^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$ pendant au moins 0,5 h. On porte la température à la valeur maximale pendant au moins une autre demi-heure et on relève la variation ΔU_2 de la tension de sortie du préamplificateur sur un millivoltmètre efficace, suivi éventuellement d'un enregistreur potentiométrique.

On en déduit le coefficient de température en pourcentage par degré Celsius comme indiqué précédemment.

10.2.8 Variations sous l'influence de la tension d'alimentation

Pour chaque gamme de mesure, le coefficient de tension d'alimentation du préamplificateur pour fluctuation est défini, pour une tension d'entrée constante et égale à 90 % de U_{2M} , par l'écart maximal ΔU_{2M} de la variation de la tension de sortie U_2 , provoquée par une variation de la tension d'alimentation, cet écart étant rapporté à la tension U_{2M} correspondant à la limite supérieure de l'étendue de mesure considérée.

The response $U_2 = f(U_g)$ is theoretically linear. The static error is assessed from the adjustment line which gives the values U_{2c} for the chosen U_g values.

Once U_{2c} has been found and $U_{2\text{meas}}$ measured, the error is calculated as previously indicated.

NOTE – In its present state of the technique, the lack of knowledge of the generator characteristics makes it difficult to calculate the real U_{2c} . This is why the adjustment line is used, a line-of-best-fit passing through the measuring points and drawn in general by guesswork (linear case).

If it is not possible to use a random or pseudo-random generator, a sine wave generator may be used, in conjunction with an r.m.s. voltmeter at the output. The frequency is approximately set to the central frequency $F_c = \sqrt{f_1 \times f_2}$ (for this frequency the attenuation is minimum). Therefore, the range of measurement is specified in relation to the frequency being considered.

10.2.7 Variation under the influence of temperature

The temperature coefficient of the fluctuation preamplifier is defined by the deviation ΔU_2 , between the output voltage values U_2 , obtained by two different environmental temperatures, the input signal being fixed at 90 % of the upper limit of the range of measurement under consideration. This deviation is related to the voltage U_{2M} corresponding to the upper limit of this range of measurement and also to the amplitude ΔT of the temperature variation.

The temperature coefficient of the fluctuation preamplifier is expressed as a percentage in degrees Celsius

$$K_T = 100 \times \frac{\Delta U_2}{U_{2M} \Delta T}$$

The environmental conditions for this test shall be specified.

A random signal $I_1 = 0,9 \times I_{1M}$ is injected at the input of the preamplifier. The value I_{1M} is equal to the upper limit of the considered range of measurement.

The environmental temperature is maintained constant at $20^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$ for at least 0,5 h. The temperature is raised to the specified maximum value for at least another half hour and the variation ΔU_2 of the output voltage of the preamplifier measured by using a r.m.s. millivoltmeter followed eventually by a potentiometer recorder.

The temperature coefficient is deduced as a percentage in degrees Celsius as previously indicated.

10.2.8 Variations under the influence of supply voltage

For each range of measurement, the supply voltage coefficient of the preamplifier is defined at an input voltage held constant and equal to 90 % of U_{2M} , by the maximum deviation ΔU_{2M} of the output voltage U_2 , brought about by a variation in the supply voltage, this deviation being related to the voltage U_{2M} , corresponding to the upper limit of the range of measurement being considered.

On exprime, en pourcentage, le coefficient de tension d'alimentation du préamplificateur pour fluctuation par:

$$K_u = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}}$$

où

ΔU_{2M} est l'écart maximal de la variation de la tension de sortie lorsque la tension d'alimentation varie dans la plage spécifiée.

Les mêmes dispositions d'essais que celles qui sont définies en 10.2.7 sont prises, mais en faisant varier la tension d'alimentation. On ne tient pas compte des effets dynamiques. On en déduit le coefficient de tension d'alimentation, exprimé en pourcentage, comme indiqué précédemment.

11 Caractéristiques et méthodes d'essai des amplificateurs quadratiques

11.1 Caractéristiques des amplificateurs quadratiques

On rappelle que le débit de fluence est proportionnel au carré moyen de la fluctuation, c'est-à-dire au carré de la valeur efficace de la tension de sortie du préamplificateur. La tension de sortie de l'amplificateur quadratique, ou tension mesurée, est donnée par

$$U_2 = K U_1^2$$

où

K est un facteur défini pour chaque gamme de mesure, et

U_1 est la tension appliquée à l'entrée.

L'amplificateur quadratique se compose en fait de deux fonctions électroniques:

- un amplificateur linéaire à commutation automatique de gammes;
- un circuit qui élève au carré et qui réalise la détection.

Le terme «amplificateur quadratique» désigne donc l'ensemble de ces deux fonctions.

11.2 Méthodes d'essai des amplificateurs quadratiques

11.2.1 Coefficient K

C'est le coefficient de proportionnalité entre la tension de sortie U_2 de l'amplificateur quadratique et le carré de la tension moyenne (tension efficace) U_1 appliquée à l'entrée.

Il y a un coefficient K pour chacune des gammes de mesure.

Le test commence après la durée de fonctionnement préalable, et on suppose que tous les réglages ont été effectués.

Pour chaque gamme de mesure, U_{2M} est la valeur maximale de la tension de sortie qui correspond à la valeur supérieure de la gamme considérée, la tension d'entrée correspondante étant U_{1M} . Ainsi:

$$K = \frac{U_{2M}}{(U_{1M})^2}$$

The supply voltage coefficient of the preamplifier for fluctuation is expressed by

$$K_u = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}}$$

where

ΔU_{2M} is the maximum deviation of the output voltage when the supply voltage varies in the specified range.

The same test arrangements as for 10.2.7, but varying the supply voltage. The dynamic effects are not accounted for. The supply voltage coefficient is derived, expressed as a percentage as indicated previously.

11 Characteristics and test methods for quadratic amplifiers

11.1 Characteristics of the quadratic amplifier

Remembering that the fluence rate is proportional to the mean square of the fluctuation (i.e. to the square of the effective voltage issued from the preamplifier) the output voltage of the quadratic amplifier, or measured voltage, is given as

$$U_2 = K \overline{U_1^2}$$

where

K is a fixed factor for each range of measurement, and
 U_1 is the input voltage.

The quadratic amplifier is composed of two electronic functions:

- a linear amplifier with a switchable range of measurements;
- a squaring circuit which deals with detection.

Therefore, the term "quadratic amplifier" denotes a combination of these two functions.

11.2 Test methods for the quadratic amplifier

11.2.1 Coefficient K

This is defined as the coefficient of proportionality between the output voltage U_2 of the quadratic amplifier and the mean square fluctuating voltage (effective voltage) U_1 applied to its input.

There is one coefficient K for each range of measurement.

The tests begin after the preliminary warming-up period, and it is assumed that all adjustment procedures have been carried out.

For each range of measurement, U_{2M} is the maximum output voltage which corresponds to the upper limit of the range and U_{1M} is the corresponding input voltage. Then:

$$K = \frac{U_{2M}}{(U_{1M})^2}$$

11.2.2 Etendue de mesure

- a) L'étendue de mesure de l'amplificateur quadratique de fluctuation est définie par les limites de la tension de sortie entre lesquelles l'erreur statique demeure inférieure à une valeur spécifiée.

Une gamme de mesure de rang n (compris entre 1 et p) s'exprime, en volts, par les valeurs limites de la tension de sortie U_{2mn} et U_{2Mn} . On peut aussi l'exprimer par les tensions d'entrée U_{1mn} et U_{1Mn} .

Pour chaque gamme de mesure, on notera l'erreur statique considérée.

- b) La dynamique totale de mesure de l'amplificateur quadratique de fluctuation est définie par ses limites extrêmes de la tension d'entrée U_{1m1} et U_{1Mp} .

La limite inférieure U_{1m1} de la gamme de rang 1 correspond à la valeur la plus faible de la tension d'entrée.

La limite supérieure U_{1Mp} de la gamme de rang p correspond à la valeur la plus forte de la tension d'entrée.

On relève les limites inférieure et supérieure de chaque gamme de mesure pour lesquelles l'erreur statique est inférieure ou égale à une valeur spécifiée, et on mesure les tensions de sortie correspondantes.

Les valeurs U_{1m1} et U_{1Mp} déterminent l'étendue de mesure. La limite inférieure U_{1m1} sera notée avec un soin tout particulier.

11.2.3 Erreur statique

L'erreur statique de l'amplificateur quadratique est définie par l'écart entre la valeur de la tension de sortie mesurée U_{2mes} et sa valeur conventionnellement vraie U_{2c} , pour une valeur donnée de la tension d'entrée. Cet écart est rapporté à la valeur conventionnellement vraie.

Pour chaque gamme de mesure, l'erreur statique de l'amplificateur quadratique est exprimée en pourcentage par

$$E = 100 \times \frac{U_{2mes} - U_{2c}}{U_{2c}}$$

Il est recommandé de la représenter par une courbe tracée dans un plan de coordonnées portant, en échelle linéaire, la tension de sortie en abscisse et l'erreur statique en ordonnée.

L'erreur statique maximale doit être notée dans le domaine de mesure.

Pour chaque gamme de mesure on relève les tensions de sortie U_2 qui correspondent à quelques valeurs efficaces de tensions d'entrée U_{1c} sélectionnées. Ces tensions d'entrée conventionnelles sont définies en utilisant la relation

$$U_{2c} = K \times \overline{U_{1c}^2}$$

On en déduit l'erreur statique comme indiqué précédemment.

11.2.2 Range of measurement

- a) A range of measurement for the fluctuation quadratic amplifier is defined by the output voltage limits between which the static error remains lower than a specified value.

A range of measurement of line n (included between 1 and p) is expressed in volts by the limiting values of the output voltage in volts $U_{2m\ n}$ and $U_{2M\ n}$. It may also be expressed by the input voltages $U_{1m\ n}$ and $U_{1M\ n}$.

For each range of measurement, the static error shall be evaluated.

- b) The total range of measurement of the fluctuation quadratic amplifier is defined by its extreme input voltages $U_{1m\ 1}$ and $U_{1M\ p}$.

The lower limit $U_{1m\ 1}$ of the measurement range of line 1 corresponds to the lowest input voltage.

The upper limit $U_{1M\ p}$ of the measurement range of line p corresponds to the highest input voltage.

A reading is taken of the upper and lower limits of each measurement range, for which the static error is lower or equal to a specified value, and the corresponding output voltages are measured.

The values $U_{1m\ 1}$ and $U_{1M\ p}$ determine the range of measurement of the quadratic amplifier. It is necessary to pay attention to $U_{1m\ 1}$ as this value requires careful measurement.

11.2.3 Static error

The static error of the quadratic amplifier is defined as the deviation between the measured value for the output voltage $U_{2\text{meas}}$ and its real conventional value U_{2c} , for a given value of the input voltage. This deviation is related to the real conventional value.

For each range of measurement, the static error of the quadratic amplifier is expressed as a percentage by

$$E = 100 \times \frac{U_{2\text{meas}} - U_{2c}}{U_{2c}}$$

This should be represented by a curve drawn on a linear-scaled graph, with the output voltage on the abscissa, and the static error on the ordinate.

The maximum static error shall be noted within the range of measurement.

For each range of measurement, the output voltages U_2 are recorded, which correspond to several effective values for the U_{1c} selected input voltages. These conventional voltages are evaluated using the relationship:

$$U_{2c} = K \times \overline{U_{1c}^2}$$

The error is derived as previously indicated.

11.2.4 Recoupement entre gammes de mesures

Il s'agit de caractériser la continuité de la mesure lors du changement de gamme. On définit le recoupement entre deux gammes de mesure consécutives par l'écart entre la tension de sortie réellement observée et la tension théorique que l'on devrait avoir au début de chaque gamme. Le principe du test consiste à positionner l'amplificateur sur la gamme n , en ajustant la tension de sortie U_{2n} à la limite supérieure de la gamme; la tension d'entrée est égale à U_1 . En commutant l'amplificateur sur la gamme $n + 1$, on observe une tension de sortie $U_{2(n+1)}$. La tension théorique est évaluée à partir du coefficient d'amplification de chacune des deux gammes K_n et $K_{(n+1)}$ selon les relations

$$U_{2n} = U_1 \times K_n$$

$$U_{2(n+1)} = U_1 \times K_{(n+1)}$$

qui donnent la formule de calcul de la tension théorique

$$U_{2(n+1)\text{cal}} = U_{2n} \times \frac{K_{n+1}}{K_n}$$

Le recoupement entre deux gammes de mesures consécutives n et $n + 1$ est donc égal à

$$\text{recoupement} = U_{2(n+1)} - U_{2(n+1)\text{cal}}$$

L'erreur de recoupement s'exprime en pourcentage par

$$E_{\text{recoupement}} = 100 \times \frac{U_{2(n+1)} - U_{2(n+1)\text{cal}}}{U_{2(n+1)\text{cal}}}$$

Pour déterminer le recoupement entre les deux gammes de mesure (rang n et $n + 1$), on utilise un générateur dont la sortie est ajustée à la valeur limite supérieure de la gamme de rang n . Cette gamme est caractérisée par le coefficient K_n .

On commute alors sur la gamme de mesure de rang $n + 1$ caractérisée par le coefficient K_{n+1} .

On peut alors lire la tension de sortie $U_{2(n+1)}$. La tension de sortie conventionnelle $U_{2(n+1)\text{cal}}$ peut être calculée.

L'erreur de recoupement entre les deux gammes est donnée en pourcentage comme indiqué précédemment. Les mesures doivent être faites avec des appareils de précision adaptée pour chaque gamme de mesure.

11.2.5 Temps de réponse et temps de commutation

Le temps de réponse de l'amplificateur quadratique est défini par le temps mis par la tension de sortie pour atteindre 90 % de la valeur finale, lorsqu'on injecte à l'entrée une tension en partant d'une tension d'entrée nulle à l'instant $t = 0$.

Le temps de réponse t_r de l'amplificateur quadratique s'exprime en secondes et est donné pour chaque gamme de mesure.

11.2.4 Cross-checking between ranges

It is necessary to characterize the continuity of measurement when switching between two ranges. The cross-checking between two consecutive ranges of measurement is defined as the gap between the observed output voltage and the value expected at the beginning of the range. The principle of the test consists of switching the amplifier to the range n , and adjusting the output voltage U_{2n} to the maximum limit, the input voltage is U_1 . Then, the amplifier is switched over to the range $n + 1$, and the output voltage becomes $U_{2(n+1)}$. The conventional output voltage is evaluated from the K_n and $K_{(n+1)}$ coefficients of the two ranges according to the relationships:

$$U_{2n} = U_1 \times K_n$$

$$U_{2(n+1)} = U_1 \times K_{(n+1)}$$

which give the formula to calculate the conventional voltage

$$U_{2(n+1)\text{cal}} = U_{2n} \times \frac{K_{n+1}}{K_n}$$

The cross-checking between two consecutive ranges is

$$\text{cross-checking} = U_{2(n+1)} - U_{2(n+1)\text{cal}}$$

The cross-checking error is expressed as a percentage by

$$E_{\text{cross-checking}} = 100 \times \frac{U_{2(n+1)} - U_{2(n+1)\text{cal}}}{U_{2(n+1)\text{cal}}}$$

The methodology to determine the cross-checking of two ranges of measurement (line n and $n + 1$), implies the use of a generator with an output voltage regulated to the upper limit of the range n . This range is characterized by a coefficient K_n .

The amplifier is switched over to the range $(n + 1)$ characterized by the coefficient K_{n+1} .

Hence the following output voltage $U_{2(n+1)}$ can be read. The conventional output voltage $U_{2(n+1)\text{cal}}$ can be calculated.

The overlapping error of the two ranges of measurement is given as a percentage as indicated previously. The measurements shall be taken using instruments having suitable accuracy for each range of measurement.

11.2.5 Response time and switching time

The response time for the quadratic amplifier is defined by the time taken for the output voltage to reach 90 % of its final value, after a voltage step-change has been applied to the input starting from zero at the time $t = 0$.

The response time t_r of the quadratic amplifier is expressed in seconds and is given for each range of measurement.

A un instant donné t , un signal d'entrée U_1 est appliqué. Le temps pour atteindre 90 % de la valeur finale est mesuré. Il convient d'effectuer la mesure avec un enregistreur rapide.

Dans le cas d'un amplificateur à commutation automatique, la mesure est faite en plusieurs étapes, chaque étape correspondant à une décade.

11.2.6 Bruit

a) Sans détecteur ni préamplificateur

Il s'agit d'un bruit dont l'origine est purement électronique. L'amplitude relative des fluctuations de l'amplificateur quadratique pour fluctuation sans détecteur à l'entrée est définie, à tension d'entrée nulle, par l'écart maximal entre les valeurs crête à crête de la tension de sortie, cet écart ΔU_{2pp} étant rapporté à la tension U_{2M} , correspondant à la limite supérieure de la gamme de mesure considérée.

L'amplitude relative des fluctuations de l'amplificateur quadratique pour fluctuation sans détecteur s'exprime en pourcentage par

$$F_{\text{sans-c}} = 100 \times \frac{\Delta U_{2pp}}{U_{2M}}$$

Le test se fait sans injecter de tension, l'amplificateur étant débranché isolé et blindé, et en fonctionnement.

On estime l'écart maximal ΔU_{2pp} entre les valeurs crête à crête de la tension de sortie de l'amplificateur quadratique en utilisant

- un oscillographe sensible avec une brillance normale du spot (bande passante de 0 MHz à quelques MHz), s'il s'agit de fluctuations à des fréquences relativement élevées;
- un enregistreur millivoltmétrique potentiomètre électronique à zéro décalé, s'il s'agit de fréquences très basses.

b) Avec un détecteur et un préamplificateur

Il s'agit de l'effet global des fluctuations des circuits électroniques de mesure et des fluctuations apportées par le circuit d'alimentation du détecteur. L'amplitude relative des fluctuations de l'amplificateur quadratique, avec un détecteur à l'entrée, est définie par l'écart maximal ΔU_{2pp} entre les valeurs crête à crête de la tension de sortie, cet écart étant rapporté à la tension U_{2M} , correspondant à la limite supérieure de la gamme de mesure considérée.

Du fait des difficultés liées à la manipulation des matières fissiles, l'utilisation d'un dispositif pour simuler le détecteur, c'est-à-dire condensateur et câble, est possible.

L'amplitude relative des fluctuations de l'amplificateur quadratique pour fluctuation avec détecteur à l'entrée s'exprime en pourcentage par

$$F_{\text{avec-c}} = 100 \times \frac{\Delta U_{2pp}}{U_{2M}}$$

NOTE – Les fluctuations avec ou sans chambre sont à préciser pour chaque gamme de mesure.

Si l'on utilise un détecteur, il doit être connecté en utilisant un câble conforme aux spécifications ainsi que le préamplificateur prévu. On fait les mêmes essais que ceux prévus au paragraphe précédent, en précisant bien les conditions et le rayonnement ambiant. Il convient d'utiliser un blindage ou un écran.

At a time t , an input signal U_1 is applied. The time taken for the output voltage to reach 90 % of its final value is measured. The measurement should be made with a fast recorder.

In the case of an automatic switching range amplifier, the measurement is made with several steps, each equivalent to one decade

11.2.6 Noise

a) Without a detector or a preamplifier

This noise originates solely from the electronics. The relative amplitude of the fluctuations of the quadratic amplifier without an ionization chamber at its input is defined, when the input voltage is zero, by the maximum deviation ΔU_{2pp} between the values of each peak of the output voltage, related to the voltage U_{2M} , corresponding to the upper limit of the considered range of measurement.

The relative amplitude of the fluctuations of the quadratic amplifier without a counter is expressed as a percentage by:

$$F_{\text{without-c}} = 100 \times \frac{\Delta U_{2pp}}{U_{2M}}$$

The test is carried out without applying an input voltage. The amplifier is unplugged, isolated, shielded and set operating.

The maximum deviation ΔU_{2pp} is the peak-to-peak amplitude of the output voltage of the quadratic amplifier: The ΔU_{2pp} is measured using

- a sensitive oscillograph with a normal spot brightness (pass band from 0 MHz to several MHz), which deals with fluctuations of a relatively high frequency;
- an electronic millivoltmeter potentiometer recorder with a displaced zero, which deals with very low frequencies.

b) With detector and a preamplifier

This is concerned with the global noise including the electronic noise from the circuit and the noise from the bias circuit of the counter. The relative amplitude of the fluctuations of the quadratic amplifier with a counter connected to its input is defined by the maximum deviation ΔU_{2pp} between the values of each peak of the output voltage, related to the voltage U_{2M} , corresponding to the upper limit of the considered range of measurement.

Due to the difficulties with the handling of fissile material, the use of a detector-replacement, e.g. capacitor and cable, is possible.

The relative amplitude of the fluctuations of the quadratic amplifier with a counter connected to its input is expressed as a percentage by

$$F_{\text{with-c}} = 100 \times \frac{\Delta U_{2pp}}{U_{2M}}$$

NOTE – The fluctuations with or without a counter shall be specified for each range of measurement.

If using a counter, it shall be connected by a specified cable and a preamplifier. The same tests are carried out as for those specified in the previous paragraph, with accurate details on the environmental conditions and the radioactive conditions. A shield or a screen should be used.

11.2.7 Dérive – Erreur de stabilité

La dérive exclut les perturbations dues, de manière directe, à l'effet de température, même dynamique, et correspond uniquement à des phénomènes de vieillissement en cours de fonctionnement.

Les essais de dérive, qui commencent immédiatement après la durée de fonctionnement préalable, s'effectuent, avec une tension d'entrée correspondant à la moitié de la dynamique et une température constante. La tension de sortie est enregistrée pendant un temps prédéterminé.

La dérive de l'amplificateur quadratique est définie par l'écart maximal ΔU_{2M} entre les valeurs de la tension de sortie enregistrée, cet écart étant rapporté à la tension U_{2M} , correspondant à la limite supérieure de la gamme de mesure considérée.

La dérive de l'amplificateur quadratique s'exprime en pourcentage par

$$E_d = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}}$$

Pour chaque gamme de mesure, la durée du test doit être spécifiée.

Les essais se font en injectant à l'entrée de l'amplificateur une tension correspondant à la moitié de la dynamique de sortie, l'amplificateur étant en position «mesure». La mesure de dérive a lieu à une température ambiante de $+20\text{ °C} \pm 2\text{ °C}$. Elle commence après la durée de fonctionnement préalable à cette température, l'appareil étant initialement à l'arrêt depuis au moins 24 h.

On mesure la variation maximale ΔU_{2M} de la tension de sortie.

On en déduit la dérive comme indiqué précédemment.

11.2.8 Variations sous l'influence de la température

Pour chaque gamme de mesure, le coefficient de température de l'amplificateur quadratique est défini par l'écart ΔU_2 entre les valeurs de la tension de sortie obtenues à deux températures ambiantes différentes, la tension d'entrée étant fixée à 90 % de la limite supérieure de la gamme de mesure considérée.

Cet écart est rapporté, d'une part à la tension U_{2M} , correspondant à la limite supérieure de la gamme de mesure, et d'autre part à l'amplitude ΔT de la variation de température.

Le coefficient de température de l'amplificateur quadratique s'exprime en pourcentage par degré Celsius par l'expression

$$K_t = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}} \times \frac{1}{\Delta T}$$

La gamme de variation de la température doit être spécifiée.

11.2.9 Variations sous l'influence de la tension d'alimentation

Pour chaque gamme de mesure, le coefficient de tension d'alimentation de l'amplificateur quadratique pour fluctuation est défini, à tension d'entrée nulle, par l'écart maximal ΔU_{2M} de la variation de la tension de sortie provoquée par une variation de la tension d'alimentation, cet écart étant rapporté à la tension U_{2M} correspondant à la limite supérieure de la gamme de mesure considérée.

11.2.7 Drift – Stability error

The drift excludes all perturbations directly induced by the effect of temperature, even dynamic, and corresponds only to ageing phenomena during operation.

The drift tests, which begin immediately after the preliminary warming-up period, are carried out with a mid-scale input voltage and a constant environmental temperature. The output voltage is recorded over a predetermined period.

The drift of the quadratic amplifier is defined as the maximum deviation ΔU_{2M} between the recorded output voltage values, this deviation being related to the voltage U_{2M} , corresponding to the upper limit of the considered range of measurement.

The drift error of the quadratic amplifier is expressed as a percentage by

$$E_d = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}}$$

For each range of measurement, the duration of the test shall be specified.

The test is carried out with a mid-scale input voltage applied to the amplifier, whilst it is in the operating position. The drift measurement takes place at an environmental temperature of $+20\text{ }^{\circ}\text{C} \pm 2\text{ }^{\circ}\text{C}$. It begins after the preliminary warming-up period at this temperature, with the apparatus previously stopped for at least 24 h.

A reading of the maximum variation ΔU_{2M} of the output voltage is taken.

The drift is derived, as indicated previously.

11.2.8 Variations under the influence of temperature

For each range of measurement, the temperature coefficient of the quadratic amplifier is defined as the deviation ΔU_2 between the output voltage values, obtained at two different ambient temperatures, the input voltage being fixed at 90 % of the upper limit of the considered range of measurement.

This deviation is related to the voltage U_{2M} corresponding to the upper limit of this range of measurement, and also to the amplitude ΔT of the temperature variation.

The temperature coefficient of the quadratic amplifier is expressed as a percentage in degrees Celsius by:

$$K_t = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}} \times \frac{1}{\Delta T}$$

The range of temperature shall be specified.

11.2.9 Variations under the influence of supply voltage

For each range of measurement, the coefficient of the supply voltage of the quadratic amplifier is defined, with an input voltage of zero, as the maximum deviation ΔU_{2M} of the output voltage induced by a variation in the supply voltage. This deviation is related to the voltage U_{2M} corresponding to the upper limit of the considered range of measurement.

On exprime en pourcentage le coefficient de tension d'alimentation de l'amplificateur quadratique pour fluctuation par

$$K_u = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}}$$

où

ΔU_{2M} est l'écart maximal de la variation de la tension de sortie lorsque la tension d'alimentation varie dans la plage spécifiée.

Les mêmes dispositions d'essais que pour les essais de dérive sont prises, mais en faisant varier la tension d'alimentation. On ne tient pas compte des effets dynamiques.

11.2.10 Variations sous l'influence de la charge

Le coefficient de charge de l'amplificateur quadratique est défini, à tension d'entrée constante correspondant à la limite supérieure d'une gamme de mesure, par l'écart entre les valeurs $U_{2,0}$ et $U_{2,100}$ de la tension de sortie obtenue lorsque le courant de charge varie de zéro à sa valeur maximale. Cet écart est rapporté à la tension U_{2M} correspondant à la limite supérieure de la gamme considérée.

Le coefficient de charge de l'amplificateur quadratique s'exprime en pourcentage par

$$K_I = 100 \times \frac{U_{2,0} - U_{2,100}}{U_{2M}}$$

NOTE – On peut exprimer le coefficient de charge en ohms, dans les mêmes conditions, par la valeur de la résistance de sortie

$$R_2 = \frac{U_{2,0} - U_{2,100}}{I_{IM}}$$

où

I_{IM} est le courant maximal de charge.

Le coefficient de charge et la résistance de sortie doivent être indiqués pour chaque gamme de mesure.

11.2.11 Courant maximal de charge

Le courant maximal de charge de l'amplificateur quadratique est défini, pour la valeur maximale de la tension de sortie, par le courant de charge au dessous duquel le coefficient de charge reste inférieur à une valeur spécifiée, et ce, dans chaque gamme de mesure.

Le courant maximal de charge I_{IM} a une valeur telle que les composants électroniques soient maintenus dans leurs conditions normales d'utilisation.

Les mêmes dispositions que pour les essais de dérive sont prises, mais le signal d'entrée de l'amplificateur est ajusté à la valeur maximale de la gamme de mesure considérée.

On fait varier, en sortie, le courant de charge, de 0 % à 100 % de sa valeur maximale.

On en déduit

- le coefficient de charge K_I ;
 - la résistance de sortie R_2 , et
 - le courant maximal de charge I_{IM} ,
- comme indiqué précédemment.

The coefficient of the supply voltage of the quadratic amplifier is expressed as a percentage for a direct current by

$$K_u = 100 \times \frac{\Delta U_{2M}}{U_{2M}}$$

where

ΔU_{2M} is the maximum deviation of the output voltage variation, when the supply voltage varies in the specified range.

The same test arrangements as for the drift tests are applied, but the supply voltage is varied. The dynamic effects are not taken into account.

11.2.10 Variations under the load influence

The load coefficient of the quadratic amplifier is defined, with a constant input voltage corresponding to the upper limit of the range of measurement, as the deviation between the values $U_{2.0}$ and $U_{2.100}$ for the output voltage obtained once the load current varies from zero to its maximum value. This deviation is related to the voltage U_{2M} corresponding to the upper limit of the considered range of measurement.

The load coefficient of the quadratic amplifier is expressed as a percentage by

$$K_l = 100 \times \frac{U_{2.0} - U_{2.100}}{U_{2M}}$$

NOTE – The load coefficient may be expressed in ohms, under the same conditions, by the output resistance value.

$$R_2 = \frac{U_{2.0} - U_{2.100}}{I_{IM}}$$

where

I_{IM} is the maximum load current.

The load coefficient and the output resistance shall be indicated for each range of measurement.

11.2.11 Maximum load current

Within each range of measurement, the maximum load current of the quadratic amplifier is defined for the maximum value of the output voltage, as the load current below which the load coefficient remains lower than a specified value.

The value of the maximum load current I_{IM} is such that the electronic components are maintained under normal operating conditions.

The same test arrangements as for the drift tests are used, but a fixed input voltage is applied, corresponding to the upper limit level of the considered range.

The output load current is varied from 0 % to 100 % of its maximum value.

The following is derived:

- the load coefficient K_l ;
 - the output resistance R_2 ; and
 - the maximum load current I_{IM} ,
- as indicated previously.

12 Caractéristiques et méthodes d'essai des amplificateurs logarithmiques

12.1 Caractéristiques des amplificateurs logarithmiques

L'amplificateur logarithmique reçoit à son entrée les signaux en provenance du préamplificateur, les détecte et en donne en sortie une tension continue U_2 proportionnelle au logarithme de la tension efficace d'entrée U_1 .

$$U_2 = a \times \log_{10} \frac{U_1}{U_0}$$

$$U_2 = a \times \log_{10} b U_1$$

où

$$b = \frac{1}{U_0}$$

NOTE – U_1 étant proportionnelle à $\sqrt{\Phi}$, on a donc:

$$U_2 = \frac{a}{2} \times \log_{10} \frac{\Phi}{\Phi_0}$$

La tension de sortie varie linéairement avec le logarithme du débit de fluence neutronique ou le nombre moyen d'événements $\bar{N}$, et l'indicateur (galvanomètre ou enregistreur) pourra être gradué en termes de coups par seconde. L'amplificateur logarithmique peut être considéré comme un amplificateur de tension. La dynamique de mesure et l'erreur statique sont définies dans cette optique.

Sauf indications contraires, les caractéristiques de l'amplificateur logarithmique sont définies ci-après pour des tensions d'entrée $\sqrt{10} U_{1m}$ et $1/\sqrt{10} U_{1M}$, U_{1m} et U_{1M} étant la tension la plus faible et la plus forte mesurable par l'appareil.

Ces valeurs correspondent aux tensions de tarage de l'amplificateur logarithmique. Elles sont généralement choisies à une décade des extrémités de l'échelle (ce qui correspond à une demi-décade en fluctuation, d'où le facteur $\sqrt{10}$).

12.2 Méthodes d'essai des amplificateurs logarithmiques

12.2.1 Les constantes a et U_0

La constante a s'exprime en volts par décade. C'est la variation de la tension de sortie correspondant à une variation de la tension d'entrée U_0 de une décade. U_0 , qui s'exprime en volts, est la valeur d'entrée correspondant à une tension de sortie nulle. Certaines caractéristiques sont exprimées en fonction de a .

Le test commence après la période de fonctionnement préalable. On utilise pour cet essai un générateur pseudo-aléatoire (ou un générateur d'impulsions aléatoires suivi d'un préamplificateur). Un voltmètre efficace mesure le signal d'entrée U_1 , un voltmètre pour courant continu donne la valeur U_2 de la tension de sortie.

Les tensions de sortie U_2 sont alors portées sur un graphique semi-logarithmique en fonction des différents niveaux de tension U_1 appliqués à l'entrée.

12 Characteristics and test methods for logarithmic amplifiers

12.1 Characteristics of the logarithmic amplifier

The logarithmic amplifier receives input signals, coming from the preamplifier, detects them and provides an output voltage U_2 proportional to the logarithm of the input r.m.s. voltage U_1 .

$$U_2 = a \times \log_{10} \frac{U_1}{U_0}$$

$$U_2 = a \times \log_{10} b U_1$$

where

$$b = \frac{1}{U_0}$$

NOTE – U_1 is proportional to $\sqrt{\Phi}$, hence:

$$U_2 = \frac{a}{2} \times \log_{10} \frac{\Phi}{\Phi_0}$$

The output voltage is proportional to the logarithm of the neutron fluence rate or to the average number of events $\bar{N}$, and the indicator (galvanometer or recorder) is scaled in terms of counts per second. The logarithmic amplifier is considered as a voltage amplifier. The range of measurement and the static error are defined following this perspective.

Unless otherwise indicated, the characteristics of the logarithmic amplifier are defined hereafter, for the input voltages $\sqrt{10} U_{1m}$ and $1/\sqrt{10} U_{1M}$, hence U_{1m} and U_{1M} are the lowest and the highest voltages measurable by the instrument.

These values correspond to the calibration voltages of the logarithmic amplifier. They are generally selected to be at one decade from each end of the scale (which corresponds to a half-decade on the fluctuation signal, and that is the reason for the $\sqrt{10}$ factor).

12.2 Test methods for the logarithmic amplifier

12.2.1 The constants a and U_0

The constant a is expressed in volts per decade. It is the variation of the output voltage corresponding to a variation of one decade of the input voltage U_0 . U_0 is expressed in volts and is the input value corresponding to a zero output voltage. Certain characteristics are expressed as a function of the constant a .

The tests to measure the parameters begin after the preliminary warming-up period. For the purpose of this test, a pseudo-random generator is used (or a random pulse generator followed by a preamplifier). An r.m.s. voltmeter measures the input signal U_1 , a d.c. voltmeter measures the output voltage value U_2 .

Then the output voltages U_2 are plotted according to the different input levels U_1 on a semi-logarithmic diagram.

La droite d'ajustement est tracée, mettant en évidence la relation

$$U_2 = a \times \log_{10} \frac{U_1}{U_0}$$

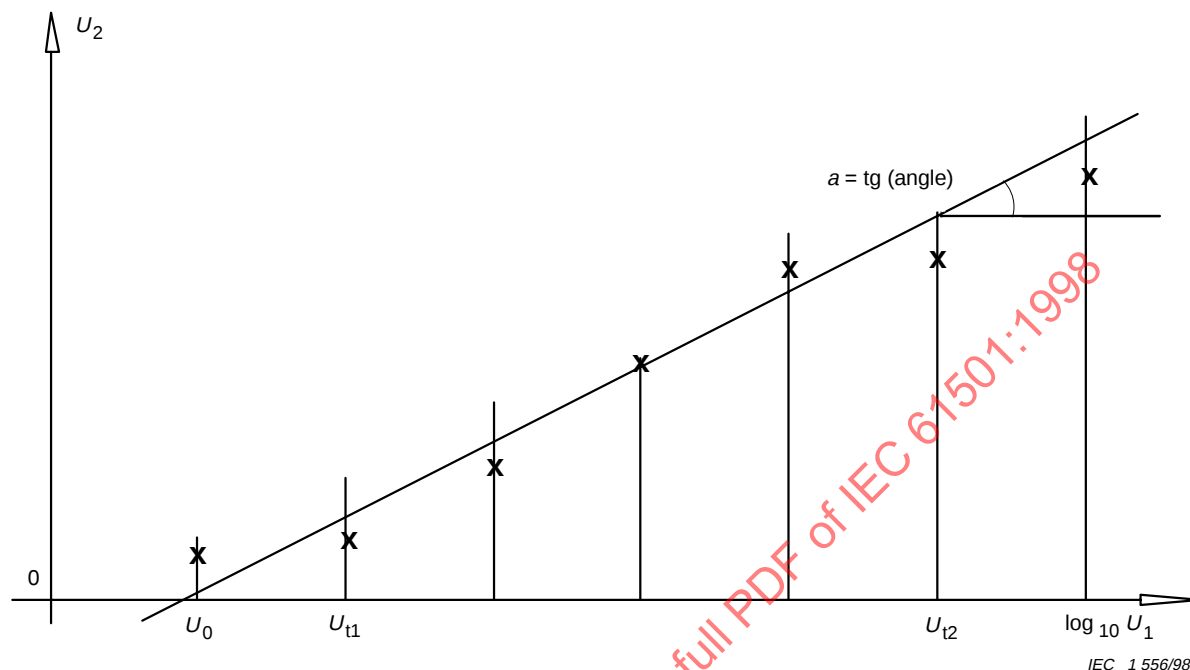


Figure 9 – Les paramètres a et U_0

On en déduit a qui est égal à la pente de la droite d'ajustement, a étant positif ou négatif. On prolonge la droite jusqu'à l'intersection avec l'axe des abscisses pour laquelle $U_1 = U_0$.

La conformité des valeurs calculées a_{cal} et U_{0cal} à celles indiquées par le constructeur (valeur théorique ou pratique) doit être vérifiée.

12.2.2 Etendue de mesure

L'étendue de mesure de l'amplificateur logarithmique est définie par les limites de la tension d'entrée entre lesquelles l'erreur statique demeure inférieure à une valeur spécifiée.

L'étendue de mesure de l'amplificateur logarithmique s'exprime par les valeurs limites des tensions d'entrée U_{1m} et U_{1M} .

12.2.3 Erreur statique

L'erreur statique de l'amplificateur logarithmique est définie par l'écart entre la valeur de la tension de sortie mesurée U_{2mes} et sa valeur conventionnellement vraie U_{2c} .

L'erreur statique de l'amplificateur logarithmique s'exprime en pourcentage par

$$E_{stat} = 100 \times \frac{U_{2mes} - U_{2c}}{a}$$

où

a est la constante caractéristique de l'amplificateur logarithmique.

C'est une erreur par décade, qui ne dépend pas du nombre de décades de l'appareil.

Dans certains documents, l'erreur statique est exprimée en pourcentage de la grandeur d'entrée.

The adjustment line is drawn, showing the functional relation

$$U_2 = a \times \log_{10} \frac{U_1}{U_0}$$

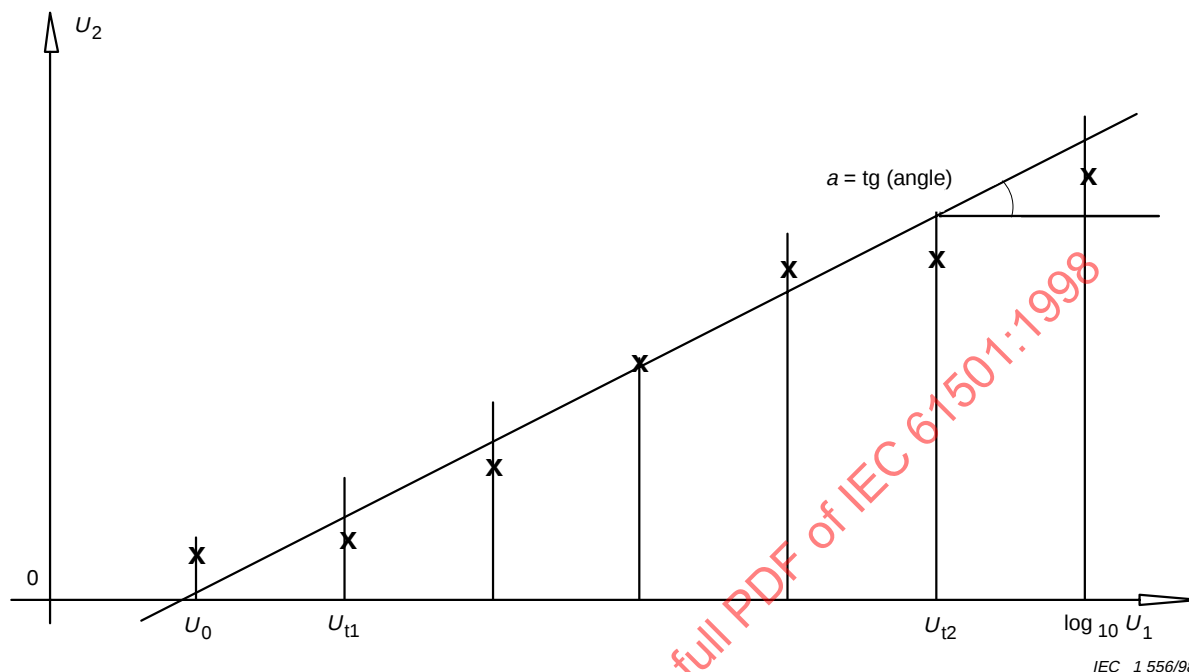


Figure 9 – Parameters a and U_0

From this, a is equal to the slope of the adjustment line, whether a be positive or negative. The line is extended to the intersection with the abscissa axis for which $U_1 = U_0$.

The calculated values a_{cal} and $U_{0\text{cal}}$ shall be checked to ensure they conform with those indicated by the manufacturer (theoretical or practical values).

12.2.2 Range of measurement

The range of measurement of the logarithmic amplifier is defined as the input voltage limits between which the static error remains below a specified value.

The range of measurement of the logarithmic amplifier is expressed by the limits of the input voltage U_{1m} and U_{1M} .

12.2.3 Static error

The static error of the logarithmic amplifier is defined as the deviation between the measured output voltage value $U_{2\text{meas}}$ and its real conventional value U_{2c} .

The static error is expressed as a percentage by

$$E_{\text{stat}} = 100 \times \frac{U_{2\text{meas}} - U_{2c}}{a}$$

where

a is the constant of the logarithmic amplifier.

This is an error per decade which does not depend on the number of decades of the instrument.

In some documents, the static error is expressed as a percentage of the input quantity.

Si l'erreur est faible, on peut l'obtenir par différenciation de $U_2 = a \log_{10} b U_1$.

$$\frac{\Delta U_1}{U_{1c}} = \frac{\Delta U_2}{a \times \log_{10} e}$$

$$E_{\text{stat}}' = 100 \times \frac{\Delta U_1}{U_{1c}} = \frac{E_{\text{stat}}}{0,43}$$

Si l'erreur est importante, la formule ci-dessus n'est plus applicable et il faut la calculer à partir de

$$\frac{\Delta U_1}{U_{1c}} = 10^{\frac{\Delta U_2}{a} - 1}$$

NOTE – L'erreur statique définie ci-dessus correspond à l'amplificateur logarithmique considéré isolément.

Si l'on considère que la tension de sortie est une mesure logarithmique du débit de fluence, la valeur de a doit être divisée par 2. Ainsi la valeur de l'erreur statistique relative à la mesure du débit de fluence doit donc être multipliée par 2. Pour éviter toute ambiguïté, on doit préciser à quoi se rapporte cette erreur statique.

Cette erreur peut être représentée par une courbe

$$E = f(U_{2c}) \text{ ou } f(U_{1c})$$

L'erreur statique maximale doit être évaluée sur la totalité de la dynamique de mesure.

Pour une tension d'entrée U_1 , que l'on considère conventionnellement comme vraie, soit U_{1c} , on mesure la tension de sortie $U_{2\text{mes}}$. A l'aide de la formule théorique précédente, la valeur conventionnellement vraie de la tension de sortie U_{2c} peut être calculée.

$$U_{2c} = a \times \log_{10} \frac{U_{1c}}{U_0}$$

Ayant $U_{2\text{mes}}$, U_{2c} et a , on calcule l'erreur comme cela est montré sur le diagramme suivant:

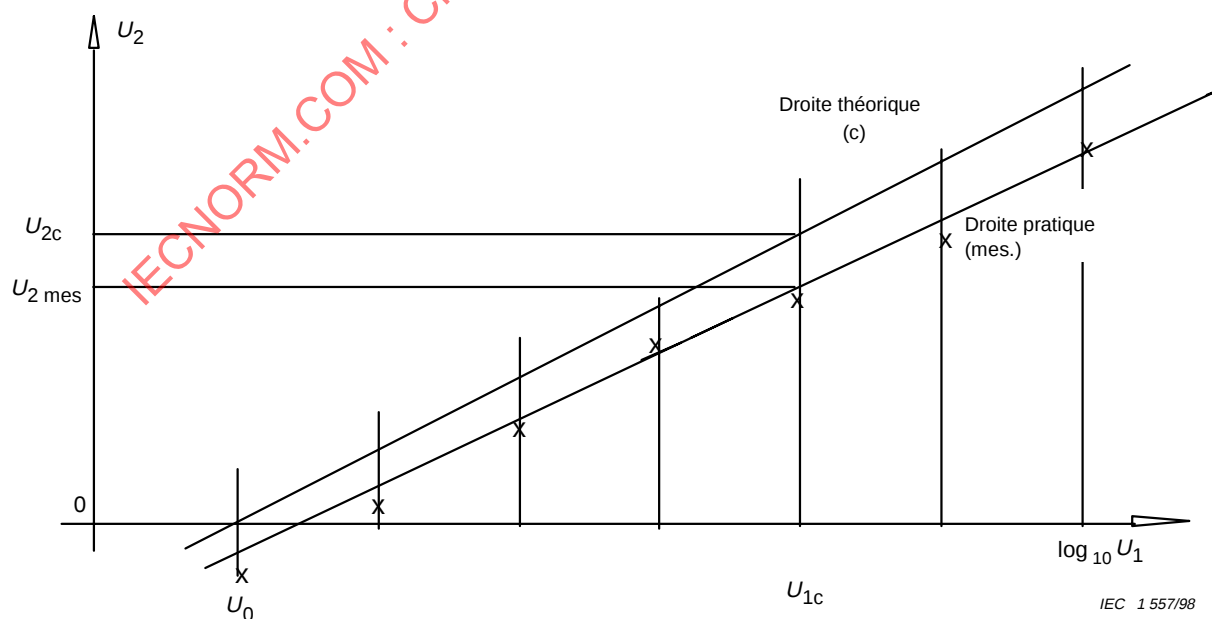


Figure 10 – Erreur statique

In the event of the error being small, it can be obtained by differentiation of $U_2 = a \log_{10} b U_1$.

$$\frac{\Delta U_1}{U_{1c}} = \frac{\Delta U_2}{a \times \log_{10} e}$$

$$E_{\text{stat}}' = 100 \times \frac{\Delta U_1}{U_{1c}} = \frac{E_{\text{stat}}}{0,43}$$

In the event of a large error, the formula above is no longer applicable and it is necessary to calculate them using

$$\frac{\Delta U_1}{U_{1c}} = 10^{\frac{\Delta U_2}{a} - 1}$$

NOTE – The static error defined above corresponds to the logarithmic amplifier, which is considered isolated.

If the output voltage is considered as a logarithmic measure of the fluence rate, the value of a is divided by 2; so the value of the static error, relative to the fluence rate measurement, shall therefore be multiplied by 2. To avoid any confusion, the definition of the static error shall be given.

This error can be shown by a curve

$$E = f(U_{2c}) \text{ or } f(U_{1c})$$

The maximum static error shall be evaluated for the whole range of measurement.

For an input voltage U_1 , conventionally being taken as real, that is U_{1c} , the output voltage $U_{2\text{meas}}$ is measured. With the help of the previous theoretical formula, the value of the conventionally real output voltage U_{2c} is calculated.

$$U_{2c} = a \times \log_{10} \frac{U_{1c}}{U_0}$$

Given $U_{2\text{meas}}$, U_{2c} and a , the error is calculated as shown on the following diagram:

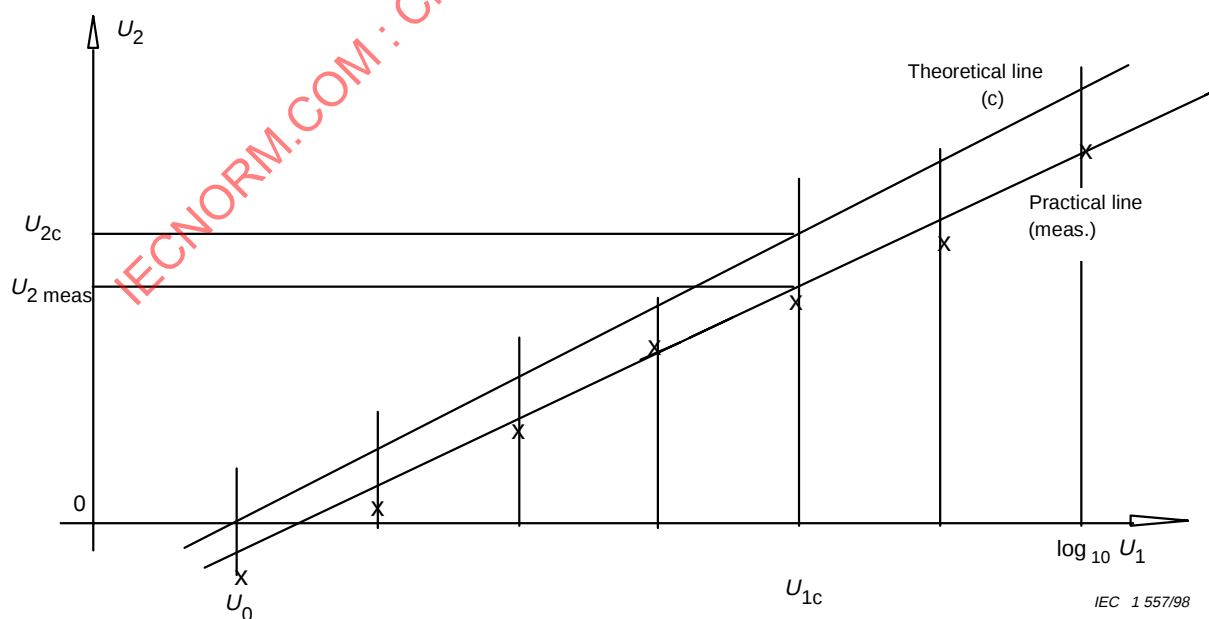


Figure 10 – Static error

12.2.4 Temps de réponse

Le temps de réponse t_r de l'amplificateur logarithmique est défini par le temps mis par la tension de sortie, pour atteindre pour la première fois 90 % de la valeur finale de la tension de sortie, lorsqu'on injecte à l'entrée un échelon de tension d'une puissance de $\sqrt{10}$.

L'échelon de $\sqrt{10}$ correspond à la simulation d'un échelon du débit de fluence d'un facteur 10.

Cette mesure peut être faite pour des niveaux croissants ou décroissants de la tension d'entrée.

Sauf indications contraires, le temps de réponse sera donné pour une tension d'entrée $U_1 = \sqrt{10} \times U_0$.

12.2.5 Bruit sur le signal de sortie

Il s'agit de bruit purement électronique, l'amplificateur logarithmique fonctionnant sans câble ni capacité à l'entrée. L'entrée est protégée contre les perturbations extérieures.

L'amplitude relative du bruit de l'amplificateur logarithmique s'exprime, en pourcentage par décade, par

$$N = 100 \times \frac{U_{2M} - U_{2m}}{a}$$

L'amplitude ΔU_2 est estimée crête à crête sur la tension de sortie de l'amplificateur logarithmique en utilisant un oscillographe sensible avec une bande passante allant de 0 MHz à quelques MHz pour observer des fluctuations de fréquence relativement élevées.

12.2.6 Dérive

La dérive exclut les perturbations dues, de manière directe, à l'effet de température, même dynamique, et correspond uniquement à des phénomènes de vieillissement en cours de fonctionnement.

La dérive de l'amplificateur logarithmique s'exprime en pourcentage par

$$E_d = 100 \times \frac{\Delta U_2}{U_2}$$

où

ΔU_2 est l'écart maximal entre la tension mesurée en sortie et sa valeur initiale.

La durée du test doit être spécifiée.

Les essais de dérive, qui commencent immédiatement après la période de fonctionnement préalable, s'effectuent à tension d'entrée constante et à température ambiante constante. La tension de sortie est enregistrée pendant un temps prédéterminé.

Il convient d'injecter la tension d'entrée $\sqrt{10} U_{1m}$ ou $1/\sqrt{10} U_{1M}$ à l'aide d'un générateur aléatoire dont la stabilité est meilleure ou égale à 1 %.

On mesure la variation maximale de la tension de sortie ΔU_2 .

12.2.4 Response time

The response time t_r of a logarithmic amplifier is defined as the time taken by the output signal to reach, for the first time, 90 % of its final value after applying to the input a voltage step of $\sqrt{10}$.

The step of $\sqrt{10}$ corresponds to a simulated variation of the fluence rate by a factor of 10.

This measurement shall be carried out by increasing and decreasing the level of the input voltage.

Unless otherwise indicated, the response time value shall be given for an input voltage of $U_1 = \sqrt{10} \times U_0$.

12.2.5 Noise on the output signal

This measurement concerns only electronic noise. The logarithmic amplifier is operated without an input capacitor and without an input cable. The input is shielded from external disturbances.

The relative amplitude of the fluctuations of the logarithmic amplifier is expressed as a percentage per decade by:

$$N = 100 \times \frac{U_{2M} - U_{2m}}{a}$$

The amplitude ΔU_2 is estimated peak to peak on the output voltage of the amplifier using a sensitive oscillograph with a pass band from 0 MHz to a few megahertz, to see if the fluctuations are of a relatively high frequency.

12.2.6 Drift

The drift excludes all disturbances directly due to the effect of temperature, and dynamic effects, and corresponds only to the ageing phenomenon.

The drift is expressed as a percentage by

$$E_d = 100 \times \frac{\Delta U_2}{U_2}$$

where

ΔU_2 is the maximum deviation between the output measured voltage and its initial value.

The duration of the test shall be specified:

The drift test, which begins immediately after the preliminary operating period, is carried out using a constant input voltage and a constant ambient temperature. The value of the output voltage is recorded over a predetermined period.

The input voltage $\sqrt{10} U_{1m}$ or $1/\sqrt{10} U_{1M}$ is injected by a random generator with a stability better or equal to 1 %.

The output signal variation ΔU_2 is measured.

Les essais de dérive se font à une température de $+20\text{ °C} \pm 2\text{ °C}$. Ils commencent après la période préalable de fonctionnement du générateur, l'amplificateur étant à l'arrêt depuis au moins 24 heures.

La variation ΔU_2 est mesurée avec un enregistreur millivoltmétrique avec diviseur de tension de grande stabilité et, éventuellement une pile étalon en opposition.

On en déduit la dérive par décade comme indiqué précédemment.

12.2.7 Variations sous l'influence de la température

Le coefficient de température K_T est défini pour des températures dont la plage de variation doit être spécifiée. Dans tous les cas les coefficients de température s'expriment en pourcentage par décade et par degrés Celsius, à l'aide de la formule suivante:

$$K_T = 100 \times \frac{\Delta U_2}{a} \times \frac{1}{\Delta T}$$

où

ΔU_2 est la variation du signal de sortie lorsque l'on passe de la température T_1 à la température T_2 .

$$\Delta T = T_2 - T_1.$$

On procède comme pour les essais de dérive, mais en faisant varier la température. Après chaque changement de température, il convient d'enregistrer les mesures à intervalles réguliers jusqu'à l'obtention de trois valeurs consécutives constantes.

On en déduit le coefficient de température, comme indiqué précédemment.

12.2.8 Variations sous l'influence de la tension d'alimentation

Le coefficient de tension d'alimentation est défini par la variation de la tension de sortie ΔU_2 lorsque la tension d'alimentation varie autour de sa valeur nominale.

Le coefficient de tension d'alimentation s'exprime, en pourcentage par décade, par

$$K_{u(ca)} = 100 \times \frac{\Delta U_2}{a}$$

L'étendue de la variation de la tension d'alimentation doit être spécifiée.

Les mêmes dispositions d'essais que les essais de dérive sont prises, mais en faisant varier la tension d'alimentation. On ne tient pas compte des effets dynamiques. On en déduit le coefficient de tension d'alimentation, en pourcentage par décade, comme indiqué précédemment.

12.2.9 Variations sous l'influence de la charge

Le coefficient de charge de l'amplificateur logarithmique est défini par la variation de la tension de sortie obtenue lorsque le courant de charge varie de zéro à sa valeur maximale.

Le coefficient de charge de l'amplificateur logarithmique s'exprime, en pourcentage par décade, par

$$K_{\text{charge}} = 100 \times \frac{\Delta U_2}{a}$$

The drift tests are performed at an ambient temperature of $+20\text{ °C} \pm 2\text{ °C}$. The tests begin after the preliminary warming-up period of the generator and the amplifier is initially switched off for at least 24 h.

The variation ΔU_2 is measured using a millivoltmeter recorder with a high stability voltage divider and eventually with a reference voltage source on opposition.

The drift per decade is therefore derived as indicated previously.

12.2.7 Variations under the influence of temperature

The temperature coefficient K_T is defined for temperature varying in a range which shall be specified. In all cases, the temperature coefficients are expressed as a percentage per decade in degrees Celsius by

$$K_T = 100 \times \frac{\Delta U_2}{a} \times \frac{1}{\Delta T}$$

where

ΔU_2 is the variation of the output voltage corresponding to the variation between T_1 and T_2 .

$\Delta T = T_2 - T_1$.

The same procedure as for the drift test is used, but the temperature is varied. Following each change in temperature measurements should be recorded at regular intervals until three consistent consecutive values are obtained.

The temperature coefficient is derived as previously indicated.

12.2.8 Variations under the influence of the supply voltage

The supply voltage coefficient is defined by the variation of the output voltage ΔU_2 when the supply voltage varies around its nominal value.

The supply voltage coefficient is expressed in percentage per decade, by

$$K_{u(ca)} = 100 \times \frac{\Delta U_2}{a}$$

The range for supply voltage variation shall be specified.

The same measuring procedure as for the drift test is used, but the supply voltage is varied. Dynamic effects are not taken into account. The supply voltage coefficient is derived in percentage per decade, as indicated previously.

12.2.9 Variations under load influence

The load coefficient of the logarithmic amplifier is defined by the output voltage variation observed when the load current varies from zero to its maximum value.

The load coefficient of the logarithmic amplifier is expressed as a percentage per decade by

$$K_{load} = 100 \times \frac{\Delta U_2}{a}$$

12.2.10 Courant maximal de charge

Le courant maximal de charge de l'amplificateur logarithmique est défini par le courant de charge au-dessous duquel le coefficient de charge reste inférieur à une valeur spécifiée alors que la tension de sortie est fixée à sa valeur maximale. Il doit être tel que les composants électroniques soient maintenus dans leurs conditions normales d'utilisation.

Le courant maximal de charge de l'amplificateur logarithmique s'exprime en milliampères.

Les mêmes dispositions que pour les essais de dérive sont prises, mais on fait varier, en sortie, le courant de charge, de 0 % à 100 % de sa valeur maximale.

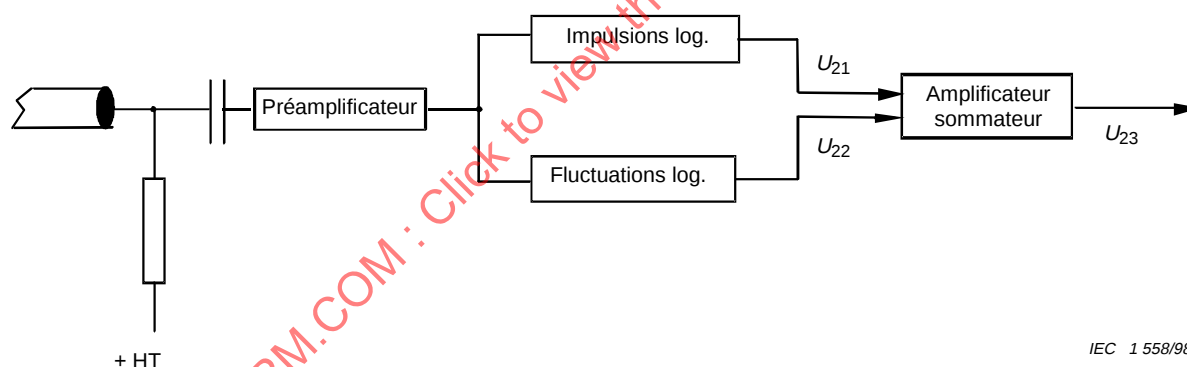
On en déduit, comme indiqué précédemment:

- le coefficient de charge par décade K_I , et
- le courant maximal de charge I_{IM} .

13 Caractéristiques et méthodes d'essai des amplificateurs sommateurs de signaux logarithmiques

13.1 Caractéristiques des amplificateurs sommateurs

Cet amplificateur est généralement utilisé dans les chaînes de mesure qui combinent le traitement des impulsions et le carré de la tension moyenne pour produire une seule mesure continue du débit de fluence neutronique sur une dynamique étendue en échelle logarithmique.



IEC 1558/98

Figure 11 – Schéma d'une chaîne logarithmique à grande dynamique

12.2.10 Maximum load current

The maximum load current for the logarithmic amplifier is defined as the load current below which the load coefficient remains lower than a specified value when the output voltage is fixed at its maximum value. It shall be such that the electronic components are maintained at their normal operating conditions.

The maximum load current for the logarithmic amplifier is expressed in milliamperes.

The same procedure as for the drift test is used, but the output load current is varied from 0 % to 100 % of its maximum value.

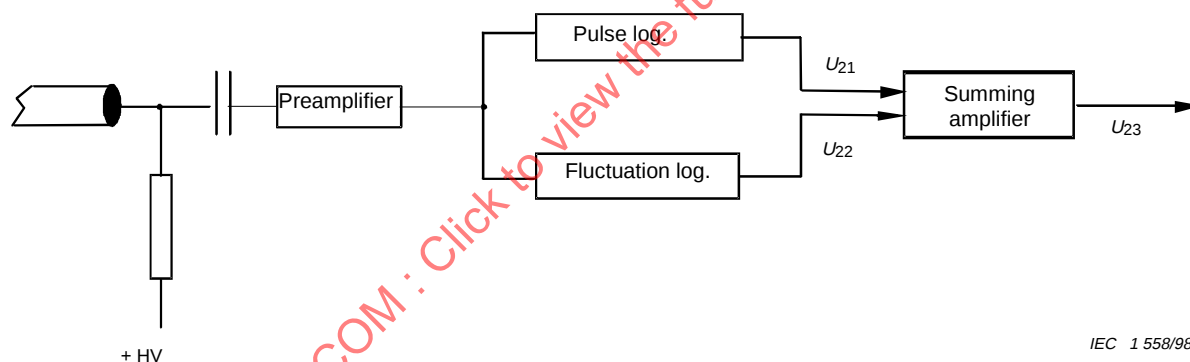
The following are derived, as indicated previously

- the load coefficient per decade K_1 , and
- the maximum load current I_M .

13 Characteristics and test methods for logarithmic summing amplifiers

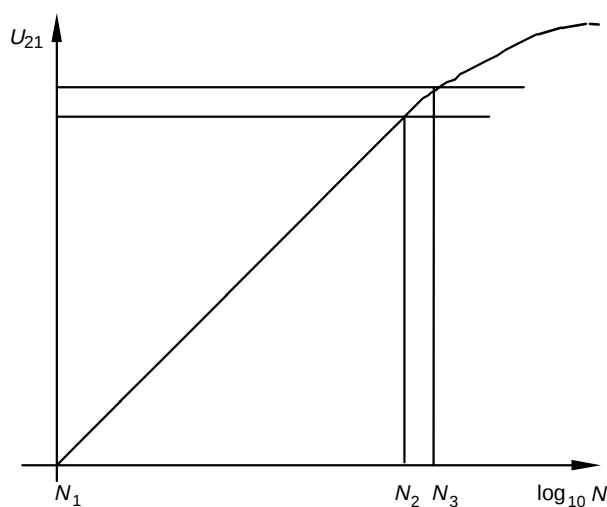
13.1 Characteristics of the summing amplifier

A summing amplifier is generally used when a pulse channel and a mean square value channel are combined in order to generate a single measurement of the neutron fluence rate covering a wide logarithmic range.



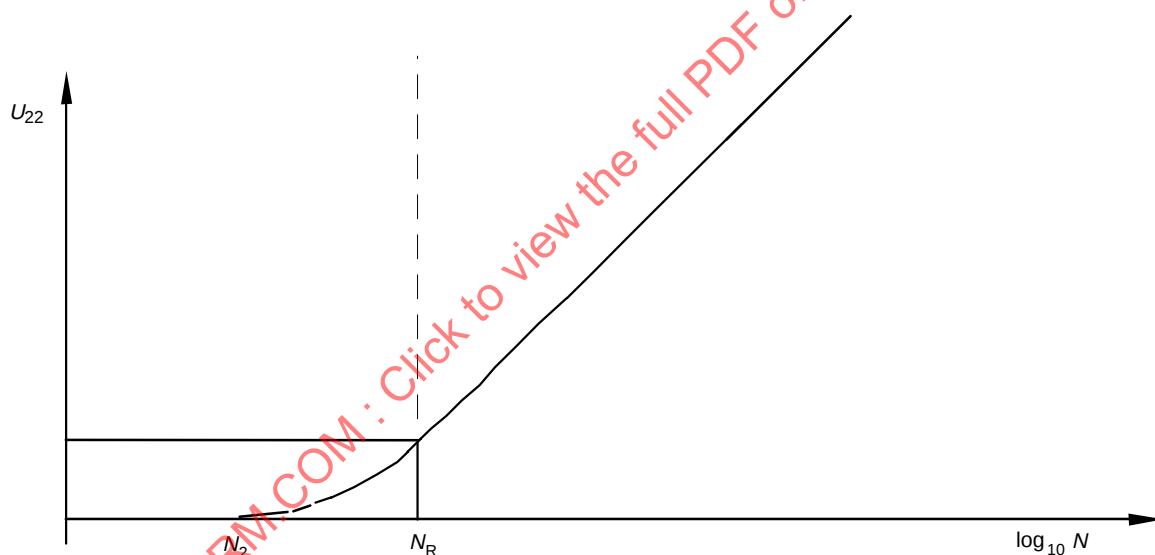
IEC 1558/98

Figure 11 – Block diagram of a logarithmic analogue wide range channel



IEC 1 559/98

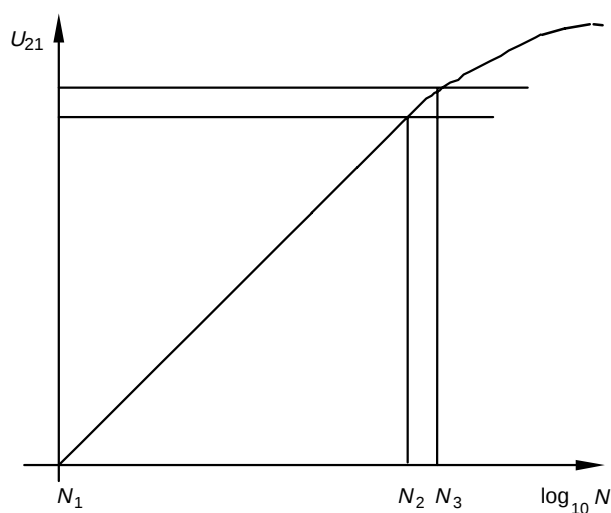
Figure 12a – Réponse du traitement impulsif



IEC 1 560/98

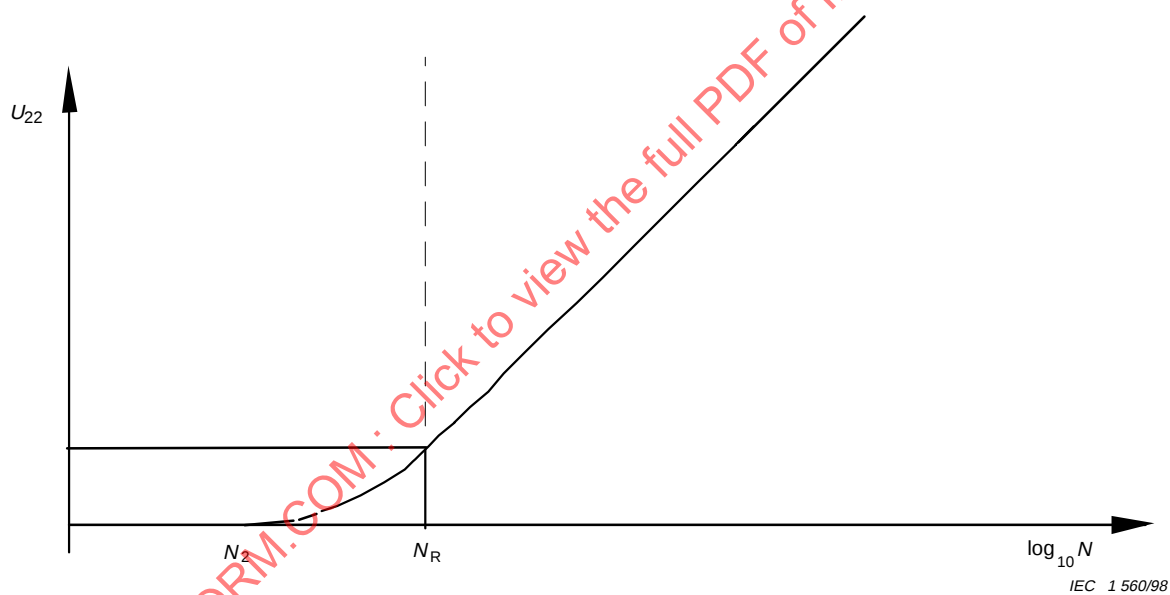
Figure 12b – Réponse de la méthode de Campbell

Figure 12 – Traitement impulsif et méthode de Campbell en fonction du taux de comptage



IEC 1 559/98

Figure 12a – Response of pulses processing



IEC 1 560/98

Figure 12b – Response of Campbell processing

Figure 12 – Pulses and Campbell processing outputs versus counting rate