

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

61151

Première édition
First edition
1992-08

**Instrumentation nucléaire –
Amplificateurs et préamplificateurs utilisés
avec des détecteurs de rayonnements ionisants –
Méthodes d'essais**

**Nuclear instrumentation –
Amplifiers and preamplifiers
used with detectors of ionizing radiation –
Test procedures**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 61151: 1992

Numéros des publications

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

Publications consolidées

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

Validité de la présente publication

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique.

Des renseignements relatifs à la date de reconfirmation de la publication sont disponibles dans le Catalogue de la CEI.

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

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

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

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

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

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

Numbering

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

Consolidated publications

Consolidated versions of some IEC publications including amendments are available. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Validity of this publication

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology.

Information relating to the date of the reconfirmation of the publication is available in the IEC catalogue.

Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is to be found at the following IEC sources:

- **IEC web site***
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates
(On-line catalogue)*
- **IEC Bulletin**
Available both at the IEC web site* and as a printed periodical

Terminology, graphical and letter symbols

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

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

* See web site address on title page.

NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD

CEI
IEC

61151

Première édition
First edition
1992-08

**Instrumentation nucléaire –
Amplificateurs et préamplificateurs utilisés
avec des détecteurs de rayonnements ionisants –
Méthodes d'essais**

**Nuclear instrumentation –
Amplifiers and preamplifiers
used with detectors of ionizing radiation –
Test procedures**

© IEC 1992 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 Varembé 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 XC

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

SOMMAIRE

	Pages
AVANT-PROPOS	10
INTRODUCTION	12
Articles	
1 Généralités	14
1.1 Domaine d'application et objet	14
1.2 Références normatives	14
1.3 Définitions particulières	16
1.4 Symboles et abréviations	26
1.5 Constantes et facteurs de conversion	30
2 Spectromètre	32
2.1 Détecteurs	32
2.1.1 Signal du détecteur	34
2.1.2 Temps de montée et temps de descente	36
2.2 Préamplificateur	36
2.3 Amplificateur principal (amplificateur de mise en forme)	38
2.4 Amplificateur à seuil	40
2.5 Analyseur multicanal	40
3 Appareils d'essais	42
3.1 Montage d'essai	42
3.1.1 Précision des appareils d'essais	42
3.1.2 Précision des mesures	44
3.2 Générateurs d'impulsions	44
3.2.1 Générateur d'impulsions, essais du préamplificateur	44
3.2.2 Générateur d'impulsions, essais de l'amplificateur principal	46
3.3 Atténuateur à pas (à échelons)	46
3.3.1 Adaptation terminale de l'atténuateur	46
3.4 Boîtier de condensateur	48
3.5 Amplificateur de mise en forme	48
3.6 Voltmètre alternatif	48
3.7 Oscilloscope	48
3.8 Pont de non-linéarité	50
3.9 Etalonnage de l'oscilloscope par rapport au générateur	52
4 Mesures et spécifications relatives à l'amplificateur principal	52
4.1 Paramètres de mise en forme	52
4.1.1 Terminologie du panneau avant, mise en forme unipolaire	54

CONTENTS

	Page
FOREWORD	11
INTRODUCTION	13
Clause	
1 General	15
1.1 Scope and object	15
1.2 Normative references	15
1.3 Specialized definitions	17
1.4 Symbols and abbreviations	27
1.5 Constants and conversion factors	31
2 Spectrometer	33
2.1 Detectors	33
2.1.1 Detector signal	35
2.1.2 Rise time and fall time	37
2.2 Preamplifier	37
2.3 Main amplifier (shaping amplifier)	39
2.4 Biased amplifier	41
2.5 Multichannel analyzer	41
3 Test instruments	43
3.1 Test set-up	43
3.1.1 Test instrument accuracy	43
3.1.2 Measurement accuracy	45
3.2 Pulse generators	45
3.2.1 Pulse generator, preamplifier tests	45
3.2.2 Pulse generator, main amplifier tests	47
3.3 Step attenuator	47
3.3.1 Attenuator termination	47
3.4 Capacitor box	49
3.5 Shaping amplifier	49
3.6 A.C. voltmeter	49
3.7 Oscilloscope	49
3.8 Nonlinearity bridge	51
3.9 Oscilloscope/generator calibration	53
4 Main amplifier measurements and specifications	53
4.1 Pulse-shape parameters	53
4.1.1 Front panel nomenclature, unipolar shaping	55

4.1.2	Terminologie du panneau avant, mise en forme bipolaire	56
4.2	Largeur d'impulsion	56
4.3	Restitution après surcharge	56
4.3.1	Temps de restitution après surcharge, unipolaire	58
4.3.2	Temps de restitution après surcharge, bipolaire	60
4.3.3	Blocage (paralyse)	60
4.3.4	Artefacts de la ligne de base	62
4.4	Etalonnage de la commande de réglage du gain et mesure du gain de l'amplificateur principal	62
4.4.1	Etalonnage du gain principal (grossier)	62
4.4.2	Etalonnage du gain fin	64
4.5	Mesure du bruit	64
4.6	Gain de transition du bruit	64
4.7	Domaine de compensation pôle/zéro	66
4.8	Non-linéarité	66
4.9	Résistance interne	70
4.10	Sensibilité à la température	74
4.11	Sensibilité à la tension d'alimentation	74
4.12	Fluctuation du temps de recouvrement	74
5	Mesures relatives au préamplificateur	76
5.1	Sensibilité à la charge	78
5.1.1	Sensibilité à la charge en fonction de la capacité	78
5.1.2	Sensibilité à la charge en fonction de la capacité, méthode de l'AMC ...	78
5.1.3	Sensibilité à la charge en fonction de la capacité, méthode de l'équilibre de pont	80
5.1.4	Spécifications relatives à la sensibilité à la charge en fonction de la capacité	80
5.2	Valeur de la capacité d'injection-test interne	80
5.3	Temps de montée en fonction de la capacité	80
5.4	Bruit, préamplificateurs	82
5.4.1	Mesure du bruit, préamplificateurs pour détecteurs en germanium	82
5.4.2	Mesure du bruit, préamplificateurs pour détecteurs en silicium	84
5.4.3	Bruit, unités de charge équivalente efficace et nombre de paires d'ions équivalent efficace	84
5.4.4	Correction relative au bruit de l'amplificateur principal	84
5.5	Non-linéarité du préamplificateur	86
5.6	Produit énergie x taux de comptage (PETC)	88
5.6.1	Détermination de C_r	90
5.6.2	Détermination du produit $R_r C_r$	90
5.6.3	Limite du taux de comptage, préamplificateur à liaison continue	94
5.6.4	Limite du taux de comptage, préamplificateur à liaison capacitive	94
6	Mesures relatives à un amplificateur à seuil	98
6.1	Non-linéarité, amplificateur à seuil	98

4.1.2	Front panel nomenclature, bipolar shaping	57
4.2	Pulse width	57
4.3	Overload recovery	57
4.3.1	Overload recovery time, unipolar	59
4.3.2	Overload recovery time, bipolar	61
4.3.3	Blocking (paralysis)	61
4.3.4	Baseline artifacts	63
4.4	Gain control calibration and main amplifier gain measurement	63
4.4.1	Coarse gain calibration	63
4.4.2	Fine gain calibration	65
4.5	Noise measurement	65
4.6	Noise transition gain	65
4.7	Pole/zero range	67
4.8	Nonlinearity	67
4.9	Source resistance	71
4.10	Temperature sensitivity	75
4.11	Supply voltage sensitivity	75
4.12	Crossover walk	75
5	Preamplifier measurements	77
5.1	Charge sensitivity	79
5.1.1	Charge sensitivity versus capacitance	79
5.1.2	Charge sensitivity versus capacitance, MCA method	79
5.1.3	Charge sensitivity versus capacitance, bridge balance method	81
5.1.4	Charge sensitivity versus capacitance specifications	81
5.2	Size of the internal test capacitor	81
5.3	Rise time versus capacitance	81
5.4	Noise, preamplifiers	83
5.4.1	Noise, preamplifiers for germanium detectors	83
5.4.2	Noise, preamplifiers for silicon detectors	85
5.4.3	Noise, units of equivalent r.m.s., charge and equivalent r.m.s. ion pairs	85
5.4.4	Correction for main amplifier noise	85
5.5	Preamplifier nonlinearity	87
5.6	Energy x count-rate product (ECRP)	89
5.6.1	Determination of C_f	91
5.6.2	Determination of $R_f C_f$	91
5.6.3	Count-rate limit, d.c.-coupled preamplifier	95
5.6.4	Count-rate limit, a.c.-coupled preamplifier	95
6	Biased amplifier measurements	99
6.1	Nonlinearity, biased amplifier	99

ANNEXES

A	Spectromètre	104
B	Appareils d'essais	116
C	Mesures et spécifications relatives à l'amplificateur principal	132
D	Mesures relatives au bruit du préamplificateur	146
E	Mesures relatives à l'amplificateur à seuil	152
F	Bibliographie	154

FIGURES

1	Spectromètre	32
2	Résolution en énergie en fonction de $t_{1/2}$	38
3	Montage d'essai	42
4	Oscillogramme d'équilibre de pont	50
5	Impulsions unipolaires et bipolaires	54
6	Bruit à la sortie de l'amplificateur en fonction du réglage du gain	66
7	Caractéristique dynamique illustrant la non-linéarité intégrale	68
8	Mesure de la résistance interne r_o	72
9	Montage d'essai pour la mesure de la non-linéarité différentielle d'un préamplificateur	86
10	Courbes de décroissance exponentielle	92
11	Montage pour la mesure de la non-linéarité d'un amplificateur à seuil	100
A.1a	Préamplificateur de tension	104
A.1b	Préamplificateur sensible à la charge	104
A.2	Réponses à la fonction échelon des circuits de mise en forme, échelle linéaire	112
A.3	Réponses à la fonction échelon des circuits de mise en forme, échelle semi-logarithmique	114
B.1	Générateur d'impulsions à long front de descente, avec un relais comme élément de commutation	116
B.2	Pont de capacité	120
B.3	Montage d'essai pour étalonnage de C_c	120
B.4	Entrée test d'un préamplificateur	122
B.5	Pont de non-linéarité avec amplificateur	128
C.1	Influence de la compensation pôle/zéro sur la restitution du signal	132
C.2	Montage d'essai pour la mesure du déplacement dû à l'atténuateur	142
E.1	Amplificateur à seuil de référence pour mesure de la non-linéarité	152

ANNEXES

A	Spectrometer	105
B	Test instruments	117
C	Main amplifier measurements and specifications	133
D	Preamplifier noise measurements	147
E	Reference biased amplifier	153
F	Bibliography	154

FIGURES

1	Spectrometer	33
2	Energy resolution versus $t_{1/2}$	39
3	Test set-up	43
4	Oscillogram of bridge balance	51
5	Unipolar and bipolar pulses	55
6	Output noise versus gain setting	67
7	Dynamic characteristic illustrating integral nonlinearity	69
8	Measurement of source resistance r_o	73
9	Test set-up for measuring preamplifier differential nonlinearity	87
10	Curves of exponential decay	93
11	Test set-up for measuring nonlinearity of a biased amplifier	101
A.1a	Voltage-sensitive preamplifier	105
A.1b	Charge-sensitive preamplifier	105
A.2	Step function responses of pulse shaping networks, linear scale	113
A.3	Step function responses of pulse shaping networks, semilog scale	115
B.1	Tail pulse generator with a relay as the switching element	117
B.2	Capacitance bridge	121
B.3	Test set-up for calibrating C_c	121
B.4	Test input to a preamplifier	123
B.5	Nonlinearity bridge with amplifier	129
C.1	Effect of pole/zero compensation on pulse recovery	133
C.2	Test set-up for measuring attenuator walk	143
E.1	Reference biased amplifier for nonlinearity measurement	153

TABLEAUX

A.1	Comparaison (approximative) des paramètres dans les préamplificateurs de tension et les préamplificateurs sensibles à la charge	106
A.2	Circuits de mise en forme, facteur de mérite et paramètres de durée d'impulsion	112

TABLES

A.1 Parameter proportionalities (approximate) in voltage-sensitive and charge-sensitive preamplifiers 107

A.2 Pulse shaping networks, figures of merit and pulse width parameters 113

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE –
AMPLIFICATEURS ET PRÉAMPLIFICATEURS
UTILISÉS AVEC DES DÉTECTEURS DE
RAYONNEMENTS IONISANTS – MÉTHODES D'ESSAIS**

AVANT-PROPOS

- 1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager l'unification internationale, la CEI exprime le vœu que tous les Comités nationaux adoptent dans leurs règles nationales le texte de la recommandation de la CEI, dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Toute divergence entre la recommandation de la CEI et la règle nationale correspondante doit, dans la mesure du possible, être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 4) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand il est déclaré qu'un matériel est conforme à l'une de ses recommandations.

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

Cette norme annule et remplace la deuxième édition de la CEI 340, parue en 1979. Par rapport à la deuxième édition de la CEI 340, le titre a été modifié car les mêmes amplificateurs, utilisés pour les détecteurs semi-conducteurs, sont applicables à d'autres types de détecteurs.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

DIS	Rapport de vote
45(BC)206	45(BC)214

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

Les annexes A à E font partie intégrante de la présente Norme internationale.

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

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**NUCLEAR INSTRUMENTATION –
AMPLIFIERS AND PREAMPLIFIERS
USED WITH DETECTORS OF IONIZING RADIATION –
TEST PROCEDURES**

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees should adopt the text of the IEC recommendation for their national rules in so far as national conditions will permit. Any divergence between the IEC recommendation and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.
- 4) The IEC has not laid down any procedure concerning marking as an indication of approval and has no responsibility when an item of equipment is declared to comply with one of its recommendations.

This International Standard has been prepared by IEC Technical Committee No. 45: Nuclear instrumentation.

This standard cancels and replaces the second edition of IEC 340, issued in 1979. With respect to the second edition of IEC 340, the title has been changed because the amplifiers used for semiconductor detectors are also applicable to other types of detectors.

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

DIS	Report on Voting
45(CO)206	45(CO)214

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

Annexes A to E form an integral part of this International Standard.

Annex F is for information only.

INTRODUCTION

La présente Norme internationale décrit les méthodes d'essais des amplificateurs et des préamplificateurs utilisés avec des détecteurs semi-conducteurs, des compteurs proportionnels et des détecteurs à scintillation, en spectrométrie des rayonnements ionisants.

La technologie des amplificateurs a évolué jusqu'au point où les performances des spectromètres peuvent être limitées aussi bien par l'analyseur multicanal (AMC) que par l'amplificateur. En raison de cela et en raison de l'impossibilité de normaliser un AMC donné, compte tenu du grand nombre existant sur le marché, les AMC, à quelques exceptions près, ne font pas partie de la méthode de mesure préconisée dans la présente norme.

Dans la présente norme, les méthodes de mesure sont décrites de façon plus détaillée que dans la CEI 340 qu'elle remplace, car avec les amplificateurs modernes, les performances obtenues dépendent souvent des détails de la mesure. Par conséquent, il est nécessaire de normaliser les détails des méthodes ainsi que les spécifications relatives aux amplificateurs.

Les essais spécifiques aux amplificateurs munis de filtres de mise en forme d'impulsions variant dans le temps ne sont pas inclus dans la présente norme; il en est de même pour les essais relatifs aux circuits de rejet d'empilements. Les filtres variant dans le temps permettent des temps de mise en forme plus courts que ceux permis par les filtres linéaires, pour le même rapport signal à bruit (RSB) et les circuits de rejet d'empilement, qui comme leur nom l'indique, arrêtent les impulsions qui chevauchent des impulsions précédentes, permettent des taux de comptage plus élevés pour une résolution spectrale donnée. Les deux techniques trouvent leur plus large application à des énergies extrêmes: à des énergies très faibles, car des impulsions de longue durée doivent être obligatoirement utilisées pour optimiser le rapport signal à bruit (RSB), et à des énergies élevées, où des artefacts des détecteurs provoquent un traînage sur le flanc basse énergie des raies spectrales. Le traînage perturbe les raies de faible intensité situées juste en dessous des raies d'énergies plus élevées, et le phénomène d'empilement entraîne l'apparition de pics fictifs à des énergies multiples de celles des raies spectrales.

Dans la présente norme, $t_{0,5}$ ou $t_{1/2}$ (la durée d'impulsion à 50 % de l'amplitude du pic) indique le temps de mise en forme à l'amplificateur principal, car ce paramètre constitue le meilleur moyen de comparer les caractéristiques de différents amplificateurs. En outre, comparé à d'autres paramètres, ce paramètre est celui qui se prête le plus facilement à une mesure précise au moyen d'un oscilloscope et d'un générateur d'impulsions.

INTRODUCTION

This International Standard describes test procedures for amplifiers and preamplifiers that are used with semiconductor, scintillation and proportional detectors in the spectrometry of ionizing radiation.

Amplifier technology has progressed to the point where the spectrometer performance may be limited as much by the multi-channel analyser (MCA) as by the amplifier. Because of this and because of the impracticality of standardizing on one MCA with so many on the market, MCAs, with minor exceptions, are not a part of the measurement procedure in this standard.

In this standard, measuring procedures are given in greater detail than in IEC 340, which it replaces, because with modern amplifiers, perceived performance often depends on the details of measurement. Thus, many of the details of the procedures need to be standardized as well as the amplifier specifications.

Tests that are specific to amplifiers with time-variant pulse-shaping filters are not included in this standard, nor are tests for pile-up rejectors. Time variant filters allow shorter pulse shaping times than linear filters for the same signal-to-noise ratio (SNR), and pile-up rejectors, as the name implies, block pulses that overlap earlier ones, allowing higher count rates for a given spectral-line resolution. Both techniques have the greatest application at the energy extremes: at very low energies because wide pulses need to be used to optimize the SNR, and at high energies where detector artifacts cause low-side tailing of spectrum lines. The tailing obscures low intensity lines falling just below higher energy ones and pile-up causes phantom peaks to appear at energy multiples of the spectrum lines.

In this standard, $t_{0.5}$ or $t_{1/2}$ (the pulse width at 50 % of peak amplitude) is the main amplifier indicator of shaping time because this parameter best enables a performance comparison among different amplifiers. Also, compared with other parameters, this one is the easiest to measure accurately with an oscilloscope and pulse generator.

INSTRUMENTATION NUCLÉAIRE – AMPLIFICATEURS ET PRÉAMPLIFICATEURS UTILISÉS AVEC DES DÉTECTEURS DE RAYONNEMENTS IONISANTS – MÉTHODES D'ESSAIS

1 Généralités

1.1 *Domaine d'application et objet*

Les méthodes d'essais de cette Norme internationale concernent les systèmes d'amplificateurs et de préamplificateurs munis de circuits de mise en forme linéaire et destinés à être utilisés avec des détecteurs semi-conducteurs, des détecteurs à scintillation et des compteurs proportionnels, dans la spectrométrie des rayonnements ionisants. Le but est de fournir un langage commun et une méthodologie commune aux utilisateurs et aux fabricants de systèmes d'amplificateurs d'impulsions.

Les méthodes d'essais relatives aux détecteurs associés sont décrites dans la CEI 333, ainsi que dans la CEI 973.

Les essais décrits dans la présente norme ne sont pas tous obligatoires, mais ceux qui sont effectués dans le but de déterminer les spécifications relatives aux préamplificateurs et aux amplificateurs doivent être exécutés conformément aux prescriptions de la présente norme.

L'accent mis sur les méthodes de mesure a pour objet d'accroître la sensibilité et d'améliorer la précision en contournant les limitations des appareils d'essais, notamment les oscilloscopes qui ne disposent que d'un écran de visualisation pour la lecture. Une méthode de zéro est employée, autant que possible, ce qui permet de réduire les erreurs intrinsèques, à l'imprécision d'un couple de résistances de précision. Lorsque l'utilisation d'un pont n'est pas adaptée, comme dans le cas de mesures d'amplitude au moyen d'un oscilloscope, l'impulsion est générée de façon à avoir une amplitude et une position verticale fixes sur le tube cathodique. Certaines mesures nécessitent des appareils ou des montages d'essais qui ne sont pas encore disponibles dans le commerce, au moment de la rédaction de la présente norme; les schémas de circuits relatifs à leur construction sont présentés dans les annexes. L'utilisation d'un tiroir standard d'instrumentation nucléaire pour vérifier les performances d'un amplificateur n'est pas admise, à moins qu'il ne soit possible de corriger les erreurs introduites par ce tiroir ou de démontrer que ces erreurs sont inférieures à l'erreur engendrée par l'amplificateur. L'utilisation d'un module de détection de l'instant de passage pour mesurer le déplacement de cet instant dans un amplificateur bipolaire et celle d'un analyseur multicanal (AMC) pour mesurer la non-linéarité et le bruit en sont des exemples.

1.2 *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 313: 1983, *Connecteurs de câbles coaxiaux utilisés en instrumentation nucléaire.*

NUCLEAR INSTRUMENTATION – AMPLIFIERS AND PREAMPLIFIERS USED WITH DETECTORS OF IONIZING RADIATION – TEST PROCEDURES

1 General

1.1 *Scope and object*

The test procedures of this International Standard cover amplifier and preamplifier systems with linear pulse shaping networks for use with semiconductor, scintillation and proportional detectors in the spectrometry of ionizing radiation. The object is to provide a common language and methodology for users and manufacturers of pulse-amplifier systems.

Test procedures for associated detectors are described in IEC 333 and IEC 973.

Not all of the tests described in this standard are mandatory, but those that are performed to determine preamplifier and amplifier specifications shall conform to this standard.

The emphasis on the methods of measurement is to enhance sensitivity and improve accuracy by working around the limitations of the test instruments, particularly oscilloscopes which have only a visual display for read-out. A null technique is used where possible, thereby reducing basic errors to the inaccuracy of a pair of precision resistors. When use of a bridge is inappropriate, such as in measurements of pulse height with an oscilloscope, the pulse is made to occupy a fixed amplitude and vertical position on the face of the cathode ray tube. Some measurements require test instruments or fixtures not commercially available at this writing; circuit diagrams for their construction are given in the annexes. The use of a standard nuclear instrument module to test the performance of an amplifier is not acceptable unless the errors introduced by that module can be corrected for or shown to be less than the error caused by the amplifier. Examples are the use of a crossover pickoff module to measure crossover walk in a bipolar amplifier and an MCA to measure nonlinearity and noise.

1.2 *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 313: 1983, *Coaxial cable connectors used in nuclear instrumentation.*

CEI 333: 1983, *Méthodes d'essais des semicteurs pour particules chargées.*

CEI 973: 1989, *Méthodes d'essais de détecteurs gamma en germanium.*

1.3 Définitions particulières

Pour les besoins de la présente Norme internationale, les définitions suivantes s'appliquent.

1.3.1 résistance d'adaptation de sortie: Résistance qui relie l'étage de sortie d'un amplificateur ou d'un générateur de signaux à son connecteur de sortie.

1.3.2 déficit ballistique: Dans un amplificateur, la perte d'amplitude qui se produit lorsque le temps de montée du signal en entrée n'est pas négligeable par rapport à la durée de l'impulsion mise en forme par l'amplificateur.

1.3.3 largeur de bande (d'un voltmètre): Bande de fréquences sur laquelle l'indication du voltmètre alternatif est constante à $\pm 0,25$ dB près, tombant à 3 dB aux extrémités. La largeur de bande est définie comme la différence entre les hautes et basses fréquences auxquelles les points à -3 dB se produisent.

1.3.4 ligne de base: Moyenne des niveaux à partir desquels part une impulsion et vers lesquels elle revient, en absence d'une impulsion suivante chevauchante.

1.3.5 dérive de la ligne de base: Phénomène au cours duquel la ligne de base change au fur et à mesure que le coefficient d'occupation croît à partir de zéro. (Généralement, la polarité de la dérive est opposée à celle du signal.)

1.3.6 restaurateur de ligne de base: Circuit qui rétablit rapidement la ligne de base après l'impulsion de sortie de l'amplificateur (ou une série d'impulsions) au niveau existant avant elle.

1.3.7 seuil: Dans un amplificateur à seuil, niveau de tension (ou de courant) en dessous duquel le gain est nul.

1.3.8 polarisation: Dans un détecteur, champ électrique permettant la collection des charges.

1.3.9 amplificateur à seuil: Amplificateur ne donnant aucun signal en sortie pour des signaux d'entrée inférieurs à un seuil réglable, et ayant un gain constant au-dessus de ce seuil, jusqu'à un signal en sortie maximal spécifié.

1.3.10 résistance de polarisation (détecteur): Résistance à travers laquelle la tension fournissant la polarisation est appliquée à un détecteur.

1.3.11 impulsion bipolaire: Impulsion ayant deux lobes situés de part et d'autre de la ligne de base. Une telle impulsion est obtenue en incluant un second différenciateur dans le circuit de mise en forme unipolaire d'un amplificateur.

1.3.12 bloqué: Situation dans laquelle le gain d'un amplificateur est réduit à zéro, pendant un temps supérieur à la durée d'une impulsion normale, par un signal provoquant une importante saturation.

IEC 333: 1983, *Test procedures for semiconductor charged particle detectors.*

IEC 973: 1989, *Test procedures for germanium gamma-ray detectors.*

1.3 *Specialized definitions*

For the purposes of this International Standard, the following definitions are applicable.

1.3.1 back termination, back terminating resistor: Resistor joining the output stage of an amplifier or signal generator to its output connector.

1.3.2 ballistic deficit: In an amplifier, the loss in pulse height that occurs when the rise time of the input signal is not negligible compared with the width of the shaped amplifier pulse.

1.3.3 bandwidth (of a voltmeter): Band of frequencies over which the a.c. voltmeter indication is constant within $\pm 0,25$ dB, rolling off 3 dB at the ends. The bandwidth is defined as the difference between the high and low frequencies at which the -3 dB points occur.

1.3.4 baseline: Average of the levels from which a pulse departs and to which it returns in the absence of a following overlapping pulse.

1.3.5 baseline shift: Phenomenon in which the baseline changes as the duty cycle increases from zero. (Usually, the shift is opposite in polarity to that of the signal.)

1.3.6 baseline restorer: Circuit that rapidly restores the baseline following an amplifier's output pulse (or series of pulses) to the level existing prior to it.

1.3.7 bias (amplifier): In a biased amplifier, the applied threshold voltage (or current) below which the gain is zero.

1.3.8 bias (detector): In a detector, the electric field that causes charge to be collected.

1.3.9 biased amplifier: Amplifier giving zero output for input signals below an adjustable threshold and having constant gain above that threshold up to a specified maximum output.

1.3.10 bias resistor (detector): Resistor through which the polarizing voltage is applied to a detector.

1.3.11 bipolar pulse: Pulse having two lobes, one on each side of the baseline. Such a pulse is obtained by including a second differentiator in the unipolar pulse shaping network of an amplifier.

1.3.12 blocked: Situation in which amplifier gain is reduced to zero for longer than a normal pulse width by a heavily overloaded signal.

1.3.13 buck: (La traduction française du passage comportant ce terme ne présente pas de terme nécessitant une définition spéciale.)

1.3.14 tampon: Circuit interposé entre une source de signaux et sa charge, pour éviter une interaction inopportune entre les deux.

1.3.15 capacité (d'entrée froide): Capacité mesurée entre les bornes d'entrée d'un préamplificateur, toutes les tensions continues étant appliquées, mais la voie signal étant inactivée.

1.3.16 capacité (d'un détecteur): Capacité mesurée, pour des signaux faibles, entre les bornes d'un détecteur dans des conditions spécifiées de polarisation et de fréquence.

1.3.17 capacité (d'entrée chaude): Capacité mesurée entre les bornes d'entrée d'un préamplificateur en fonctionnement.

1.3.18 résistance caractéristique (impédance): Résistance interne (impédance) d'un circuit (tel qu'un câble coaxial ou un atténuateur). Lorsque ce circuit est raccordé à cette même résistance (impédance), les réflexions de signaux sont éliminées et le signal en sortie est réduit de moitié.

1.3.19 préamplificateur sensible à la charge: Préamplificateur dans lequel le signal de sortie est proportionnel à la charge injectée à l'entrée, indépendamment de la capacité du circuit d'entrée.

1.3.20 écrêtage: Opération de limitation telle que 1) l'utilisation d'un filtre passe-haut (différenciateur) ou 2) une opération non linéaire destinée à limiter l'amplitude ou la durée d'une impulsion. La première méthode est archaïque.

1.3.21 temps de collection: Dans un détecteur, temps nécessaire pour que le courant intégré, consécutif à un événement ionisant, augmente de 10 % à 90 % de sa valeur finale.

1.3.22 facteur de crête (dans un voltmètre alternatif): Rapport le plus élevé entre la tension de crête et la tension efficace qu'un voltmètre alternatif est susceptible de tolérer avant d'être surchargé. Il est possible que le facteur de crête dépende du réglage en pleine échelle.

1.3.23 temps de recouvrement: Instant auquel le front arrière du lobe primaire d'une impulsion bipolaire passe par un niveau déterminé (habituellement, la ligne de base).

1.3.24 circuit de mise en forme $(CR)^m - (RC)^n$: Circuit de mise en forme comprenant m différenciateurs et n intégrateurs, ayant tous la même constante de temps. Si $m = 1$, la forme de l'impulsion est unipolaire et sa réponse à une fonction échelon est $K(t/\tau)^n e^{-t/\tau}$. Ce circuit appartient à la classe des circuits de mise en forme quasi-gaussienne.

1.3.25 temps de descente (décroissance): Intervalle de temps nécessaire pour qu'une impulsion décroisse de 90 % de sa valeur de crête jusqu'à 10 %, sauf spécification contraire.

1.3.26 constante de temps de descente (décroissance): Pour une impulsion qui décroît avec une forme d'onde exponentielle, l'intervalle de temps nécessaire pour qu'elle décroisse jusqu'à $1/e$ de tout niveau sélectionné sur l'asymptote de la dernière transition.

1.3.13 buck: Balancing two opposite polarity signals against each other to produce a null.

1.3.14 buffer: Circuit interposed between a signal source and its load to prevent undesired interaction between the two.

1.3.15 capacitance (cold Input): Capacitance measured between the input terminals of a preamplifier with all d.c. voltages applied but with the signal path inactivated.

1.3.16 capacitance (detector): Small signal capacitance measured between the terminals of a detector under specified conditions of bias and frequency.

1.3.17 capacitance (hot Input): Capacitance measured between the input terminals of a working preamplifier.

1.3.18 characteristic resistance (Impedance): Internal resistance (impedance) of a network (such as a coaxial cable or an attenuator). When terminated in that same resistance (impedance), signal reflections are avoided and the output signal is halved.

1.3.19 charge-sensitive preamplifier: Preamplifier in which the output signal is proportional to input charge, independent of input capacitance.

1.3.20 clip, clipping: Limiting operation such as 1) the use of a high-pass filter (differentiator) or 2) a nonlinear operation to limit the amplitude or the duration of a pulse. The first usage is archaic.

1.3.21 collection time: In a detector, the time required for the integrated current following the occurrence of an ionizing event to increase from 10 % to 90 % of its final value.

1.3.22 crest factor (In an a.c. voltmeter): Highest ratio of peak to r.m.s. voltage that an a.c. voltmeter can tolerate before overload sets in. The crest factor may depend on the full-scale setting.

1.3.23 crossover time: Instant at which the trailing edge of the primary lobe of a bipolar pulse passes through a designated level (usually the baseline).

1.3.24 $(CR)^m - (RC)^n$ network: Shaping network comprising m differentiators and n integrators, all of the same time constant. If $m = 1$, the pulse shape is unipolar and its response to a step function is $K(t/\tau)^n e^{-t/\tau}$. This network is one of the class of quasi-Gaussian shaping networks.

1.3.25 decay time (last transition time): Time required for a pulse to decay from 90 % of its peak value to 10 % unless otherwise specified.

1.3.26 decay time constant: With a pulse that decays with a single exponential waveform, the time required for it to decay to $1/e$ of any selected level on the asymptote of the last transition.

1.3.27 décibel (dB): Vingt fois le logarithme (en base 10) du rapport de deux tensions. Par exemple, si un voltmètre alternatif indique 7,07 V à une certaine fréquence f_h , mais 10,0 V à une fréquence de référence $f_{réf}$, il est dit que cette indication à f_h est égale à $20 \log_{10} (7,07/10,0) = -3$ dB, par rapport à celle mesurée à $f_{réf}$.

1.3.28 non-linéarité différentielle: Variation de gain différentiel sur la gamme dynamique d'un amplificateur, habituellement exprimée comme un pourcentage du gain de référence.

1.3.29 différenciateur: Filtre passe-haut habituellement composé d'un condensateur et d'une résistance destinés à réduire la durée d'un signal et la réponse à des basses fréquences.

1.3.30 coefficient d'occupation: Dans un train d'impulsions, le rapport entre la durée d'une impulsion mesurée à un niveau défini et l'espacement moyen entre les impulsions, mesuré à ce même niveau. Sauf spécification contraire, le niveau défini correspond à 1 % de l'amplitude d'impulsion moyenne.

1.3.31 rapport cyclique: Voir coefficient d'occupation.

1.3.32 dynamique: Gamme d'amplitude de signaux dans laquelle un amplificateur donne une réponse nominalement linéaire.

1.3.33 produit énergie x taux de comptage: Dans un préamplificateur couplé en continu à un détecteur exposé à un rayonnement monoénergétique, ou dans un préamplificateur couplé en alternatif à un détecteur soumis à des bouffées de taux de comptage, le plus grand produit du taux de comptage par l'énergie pour lequel moins de 1 % des impulsions saturent le préamplificateur.

1.3.34 produit énergie au carré x taux de comptage: Dans un préamplificateur couplé en alternatif à un détecteur exposé à un rayonnement monoénergétique, le plus grand produit du taux de comptage par l'énergie au carré pour lequel moins de 1 % des impulsions saturent le préamplificateur.

1.3.35 bruit équivalent à l'entrée: Dans un amplificateur, le signal de bruit en sortie, divisé par le gain de l'amplificateur.

1.3.36 résistance équivalente de bruit, bruit série: Dans un amplificateur supposé exempt de bruit, la résistance qui, connectée entre la source de signaux et l'amplificateur, produira le bruit observé à la sortie de l'amplificateur.

Cette définition s'applique uniquement au bruit dont la densité spectrale est constante (bruit blanc).

1.3.37 résistance équivalente de bruit, bruit parallèle: Dans un amplificateur supposé exempt de bruit, la résistance qui, placée entre les bornes d'entrée de l'amplificateur, produira le bruit observé à la sortie de l'amplificateur.

Cette définition s'applique uniquement au bruit dont la densité spectrale est constante (bruit blanc).

1.3.38 Concerne le texte anglais uniquement.

1.3.27 decibel (dB): Twenty times the logarithm (to the base 10) of the ratio of two voltages. For example, if an a.c. voltmeter indicates 7,07 V at some frequency f_h , but 10,0 V at a reference frequency f_{ref} , its indication at f_h is said to be $20 \log_{10} (7,07/10,0) = -3$ dB (or "3 dB down") with respect to that at f_{ref} .

1.3.28 differential nonlinearity: Change in incremental gain over the dynamic range of an amplifier, usually expressed as a percentage of a reference gain.

1.3.29 differentiator: High-pass network usually comprising a capacitor and a resistor for the purpose of reducing the duration of a signal and the response to low frequencies.

1.3.30 duty cycle: In a train of pulses, the ratio of pulse width measured at a defined level to the mean spacing between pulses measured at that same level. Unless otherwise specified, 1 % of the average pulse height is the defined level.

1.3.31 duty factor: See duty cycle.

1.3.32 dynamic range: Range of signal heights over which an amplifier gives nominally linear response.

1.3.33 energy count rate product: In a preamplifier d.c.-coupled to a detector exposed to monoenergetic radiation, or in an a.c.-coupled preamplifier/detector subject to count-rate bursts, the highest product of counting rate and energy that causes no more than 1 % of the pulses to overload the preamplifier.

1.3.34 energy squared count-rate product: In a preamplifier a.c.-coupled to a detector exposed to monoenergetic radiation, the highest steady-state product of counting rate and energy squared that causes no more than 1 % of the pulses to overload the preamplifier.

1.3.35 equivalent input noise: In an amplifier, the output noise signal divided by the amplifier gain.

1.3.36 equivalent noise resistance, series noise: In a hypothetically noise-free amplifier, that resistance which, when connected between the signal source and the amplifier, will produce the observed output noise.

This definition applies only to noise with a constant spectral density (white noise).

1.3.37 equivalent noise resistance, parallel noise: In a hypothetically noise-free amplifier, that resistance which, when placed across the input terminals of the amplifier, will produce the observed output noise.

This definition applies only to noise with a constant spectral density (white noise).

1.3.38 fall time: See decay time.

1.3.39 gain (de l'amplificateur): Rapport entre l'amplitude de l'impulsion nominale de sortie et l'amplitude de l'impulsion nominale d'entrée (voir nominal).

1.3.40 filtre passe-haut: Circuit qui laisse passer toutes les fréquences supérieures à une fréquence de transition $f = 1/2 \pi \tau$ (voir différenciateur).

1.3.41 ronflement: Signal parasite à la fréquence de l'alimentation secteur ou à un harmonique de celle-ci.

1.3.42 Intégrateur: 1) Dans un circuit de mise en forme, une partie passe-bas du circuit du filtre; 2) Circuit dans lequel le signal de sortie est l'intégrale mathématique du signal d'entrée.

1.3.43 non-linéarité intégrale (pourcent): Ecart par rapport à la réponse linéaire exprimé comme un pourcentage de l'amplitude nominale du signal de sortie.

1.3.44 filtre passe-bas: Circuit qui nominalement laisse passer toutes les fréquences inférieures à $f = 1/2 \pi \tau$ (voir intégrateur).

1.3.45 amplificateur principal: Dans un système d'amplification, amplificateur qui suit habituellement le préamplificateur et qui contient le filtre de mise en forme du système.

1.3.46 gain de transition du bruit: Dans un amplificateur principal, le réglage du gain en-dessous duquel le bruit de sortie est pratiquement indépendant de ce réglage et au-dessus duquel le bruit de sortie est pratiquement proportionnel à celui-ci.

1.3.47 résolution électrique: Largeur d'une raie spectrale obtenue par substitution d'une impulsion électrique exempte de bruit au signal généré par une source radioactive.

1.3.48 nominal: Qualificatif se rapportant à une forme d'impulsion idéalisée ou à une autre caractéristique idéalisée.

1.3.49 décalage: Décalage c.c. par rapport à un niveau de tension (courant) définie. Sauf indication contraire, le niveau défini est la ligne de base.

1.3.50 dépassement: Région suivant immédiatement la première transition (d'un signal) qui dépasse la valeur nominale de ce signal.

1.3.51 temps de passage au sommet (impulsion mise en forme): Intervalle de temps entre le point 1 % sur la première transition et l'axe médian du sommet (crête).

1.3.52 compensation pôle/zéro: Méthode permettant d'éliminer, au niveau d'une impulsion unipolaire nominale, un dépassement négatif inopportun, habituellement provoqué par la constante de temps de décroissance d'un préamplificateur.

1.3.53 préamplificateur: Dans un système d'amplificateur, partie de l'amplificateur qui est physiquement fixée au détecteur, ou qui est située à proximité de celui-ci.

1.3.54 lobe primaire: Premier lobe d'une impulsion.

1.3.39 gain (amplifier): Ratio of nominal peak output pulse height to nominal peak input pulse height (see nominal).

1.3.40 high-pass network: Network that, nominally, passes all frequencies above a transition frequency $f = 1/2\pi\tau$ (see differentiator).

1.3.41 hum: Interfering signal at the power line frequency or harmonic thereof.

1.3.42 Integrator: 1) In a pulse shaper, a low-pass section of the filter network. 2) Circuit in which the output signal is the mathematical integral of the input signal.

1.3.43 Integral nonlinearity (percent): Departure from linear response expressed as a percentage of the rated output pulse amplitude.

1.3.44 low-pass network: Network that, nominally, passes all frequencies below $f = 1/2\pi\tau$ (see integrator).

1.3.45 main amplifier: In an amplifier system, the amplifier which usually follows the preamplifier and which contains the system's pulse shaping filter.

1.3.46 noise transition gain: In a main amplifier, the gain setting below which the output noise is nearly independent of that setting and above which the output noise is nearly proportional to it.

1.3.47 noise line width: Width of a spectral line obtained by substituting a noise-free electrical pulse for the signal generated by a radioactive source.

1.3.48 nominal: Relating to an idealized pulse shape or to some other idealized characteristic.

1.3.49 offset: D.C. shift from a defined voltage (current) level. Unless otherwise stated, the defined level is the baseline.

1.3.50 overshoot: Region immediately following the first transition (of a signal) that exceeds the nominal value of that signal.

1.3.51 peaking time (shaped pulse): Time interval between the 1 % point on the first transition and the top centre line.

1.3.52 pole-zero cancellation: Technique for eliminating from a nominal unipolar pulse an undesired undershoot, usually caused by the decay time constant of a preamplifier.

1.3.53 preamplifier: In an amplifier system, the amplifier section physically attached to or located close to the detector.

1.3.54 primary lobe: First lobe of a pulse.

1.3.55 quasi-gaussien: Qualifie la forme d'un signal (ou le circuit électrique qui le génère) qui se rapproche de celle d'une distribution normale.

Dans cette norme, sauf spécification contraire, le terme se rapporte à une forme d'impulsion produite par un différenciateur agissant conjointement avec quatre intégrateurs ou plus. Voir différenciateur et intégrateur.

1.3.56 impulsion rectangulaire: Impulsion à sommet horizontal, avec des transitions habituellement courtes par rapport à la durée du sommet de l'impulsion.

1.3.57 résolution en énergie: Sauf spécification contraire, il s'agit de la largeur totale à mi-hauteur (LTMH) d'un pic de spectre exprimé comme un incrément d'énergie δE , ou comme un pourcentage de l'énergie du pic $100 \delta E/E$. La largeur totale à mi-hauteur (LTMH) d'une distribution normale est $2\sqrt{2 \ln 2} = 2,355$ fois l'écart type σ . La valeur efficace et σ sont des synonymes.

1.3.58 temps de résolution (dans un système d'amplificateur): Espacement le plus étroit entre deux impulsions mises en forme, qui permet de les analyser séparément. Sauf spécification contraire, le temps de résolution est défini comme $t_{0,01}$ (voir $t_{0,01}$, paragraphe 1.4).

1.3.59 oscillation après impulsion: Oscillation amortie pouvant exister immédiatement après une transition d'impulsion.

1.3.60 temps de montée (temps de première transition): Sauf spécification contraire, temps nécessaire à un signal pour passer de 10 % à 90 % de sa valeur finale.

1.3.61 lobe secondaire: Second lobe d'une impulsion bipolaire.

1.3.62 temps d'établissement (d'une impulsion): Temps nécessaire à une impulsion pour se stabiliser à un pourcentage spécifié de son amplitude.

1.3.63 amplificateur de mise en forme: Voir amplificateur principal.

1.3.64 constante de temps de mise en forme: Voir index de mise en forme.

1.3.65 index de mise en forme: Indicateur de la durée de l'impulsion mise en forme. Sauf spécification contraire, cette durée est de $t_{1/2}$ (voir $t_{1/2}$, paragraphe 1.4). (Parfois désigné dans la présente norme par «constante de temps de mise en forme».)

1.3.66 circuit de mise en forme: Combinaison entre un circuit de filtre passe-haut (un ou deux différenciateurs) et un circuit de filtre passe-bas (plusieurs intégrateurs), pour réduire la durée du signal de sortie d'un préamplificateur, améliorant ainsi son temps de résolution et son rapport signal à bruit.

1.3.67 circuit sinusⁿ ou sinⁿ: Type de circuit de mise en forme qui transforme une fonction échelon en la forme d'onde définie par la relation $V = Ke^{-at/\tau} \sin^n t/\tau$. Il s'agit d'un circuit faisant partie de la classe des circuits de mise en forme quasi-gaussienne.

1.3.68 taux de balayage: Taux le plus élevé de changement de tension (habituellement, volts par microsecondes) qu'un étage d'amplificateur est capable de produire.

1.3.55 quasi-Gaussian: Description of a signal shape (or the electrical network that produces it) which approximates that of a normal distribution.

In this standard, unless otherwise stated, the term refers to a pulse shape produced by one differentiator in conjunction with four or more integrators. See differentiator and integrator.

1.3.56 rectangular pulse: Flat-topped pulse, usually with transitions short compared with the duration of the top.

1.3.57 resolution, energy: Unless otherwise specified, the full width at half maximum (FWHM) of a spectrum peak expressed as an increment of energy δE or as a percentage of the energy of the peak, $100 \delta E/E$. FWHM of a normal distribution is $2\sqrt{2 \ln 2} = 2,355$ times the standard distribution σ . The root-mean-square value and σ are synonymous.

1.3.58 resolving time (In an amplifier system): Closest spacing between two shaped pulses that permits them to be analyzed separately. Unless otherwise specified, the resolving time is defined as $t_{0,01}$ (see $t_{0,01}$, subclause 1.4).

1.3.59 ringing: Damped oscillation which may exist immediately following a pulse transition.

1.3.60 rise time (first transition time): Unless otherwise specified, the time required for a signal to increase from 10 % to 90 % of its final value.

1.3.61 secondary lobe: Second lobe of a bipolar pulse.

1.3.62 settling time (pulse): Time required for a pulse to equilibrate to a specified percentage of its amplitude.

1.3.63 shaping amplifier: See main amplifier.

1.3.64 shaping index: See shaping time index.

1.3.65 shaping time index: An indicator of shaped pulse width. Unless otherwise specified, that width is $t_{1/2}$ (see $t_{1/2}$, subclause 1.4). (Sometimes referred to in this standard as "shaping index".)

1.3.66 shaping network: Combination of a high-pass network (one or two differentiators) with a low-pass network (several integrators) to reduce the width of a preamplifier output signal, thereby improving its resolving time and signal-to-noise ratio.

1.3.67 sineⁿ or sinⁿ network: Type of shaping network that transforms a step function to the waveform described by $V = Ke^{-at/\tau} \sin^n t/\tau$. This is one of the class of quasi-Gaussian shaping networks.

1.3.68 slew rate: Greatest rate of change of voltage (usually, volts per microseconds) that an amplifier stage can produce.

1.3.69 résistance de source: Résistance interne d'un amplificateur ou d'un générateur de signaux, vue par la résistance d'adaptation de sortie ou, si aucune résistance de ce type n'est utilisée, vue par la charge externe.

1.3.70 spectre (d'amplitude): Distribution du nombre d'impulsions tombant dans un incrément d'amplitude, en fonction de l'amplitude de l'impulsion.

1.3.71 spectre (de rayonnement): Distribution du nombre d'événements ionisants (intensité) compris dans un incrément d'énergie, en fonction de l'énergie.

1.3.72 fonction échelon: Forme d'onde caractérisée par une montée rapide jusqu'à un niveau qui demeure, par la suite, constant.

1.3.73 impulsion à long front de descente: Forme d'impulsion caractérisée par une montée rapide suivie d'une décroissance exponentielle relativement longue par rapport au temps de montée.

1.3.74 résistance d'adaptation de sortie: Résistance raccordée aux bornes d'un câble, ou à la borne de sortie d'un amplificateur ou d'un générateur de signaux. (Avec un câble de connexion, le but est, habituellement, d'éliminer les signaux réfléchis aux extrémités.)

1.3.75 transition (impulsion): Région de changement entre la ligne de base et le pic et vice versa.

1.3.76 dépassement négatif: Extrémité d'une queue d'impulsion qui traverse la ligne de base pour générer un signal ayant une polarité de signe opposé à celui de la portion précédente. Une impulsion unipolaire idéale décroît de façon monotone jusqu'à la ligne de base; une impulsion bipolaire constitue un exemple d'impulsion ayant un dépassement négatif extrême.

1.3.77 impulsion unipolaire: Signal ayant, nominalement, un seul lobe au-dessus (ou en dessous) de la ligne de base.

1.3.78 préamplificateur de tension: Préamplificateur dans lequel le signal de sortie est proportionnel à la tension d'entrée.

1.3.79 déplacement: Variation en temps, en fonction de l'événement inducteur, d'un point de référence d'une impulsion en fonction de l'amplitude.

1.4 *Symboles et abréviations*

A	gain de l'amplificateur
A_{br}	gain d'un amplificateur à pont de non-linéarité
A_T	gain de transition de bruit
CAN	convertisseur analogique-numérique
RLB	restaurateur de ligne de base
AS	amplificateur à seuil
BNC	connecteur de câbles coaxiaux (voir article 3 de la CEI 313)
LB	bande passante, largeur de bande
c/s	chocs par seconde

1.3.69 source resistance: Internal resistance of an amplifier or signal generator seen by the back terminating resistor or, if no resistance is used, seen by the external load.

1.3.70 spectrum (pulse height): Distribution of the number of pulses falling within a pulse height increment as a function of pulse height.

1.3.71 spectrum, radiation: Distribution of the number of ionizing events (intensity) falling within an energy increment as a function of energy.

1.3.72 step function: Waveform characterized by a rapid rise to a level that remains constant thereafter.

1.3.73 tall pulse: Pulse shape characterized by a rapid rise followed by an exponential decay long compared with the rise time.

1.3.74 termination, terminating resistor: Resistor connected across a cable or across the output of an amplifier or signal generator. (With a connecting cable, the purpose usually is to eliminate signal reflections at the ends.)

1.3.75 transition (pulse): Region of change between the baseline and the peak, or vice versa.

1.3.76 undershoot: Tail end of a pulse which crosses the baseline to produce a signal opposite in polarity to the preceding portion. An ideal unipolar pulse decays monotonically to the baseline; a bipolar pulse is an example of one with an extreme undershoot.

1.3.77 unipolar pulse: Signal nominally having a single lobe above (or below) the baseline.

1.3.78 voltage-sensitive preamplifier: Preamplifier in which the output signal is proportional to the input voltage.

1.3.79 walk: Change in time, with respect to the initiating event, of a reference point on a pulse as a function of pulse height.

1.4 *Symbols and abbreviations*

A	amplifier gain
A_{br}	gain of nonlinearity bridge amplifier
A_T	noise transition gain
ADC	analog-to-digital converter
BLR	baseline restorer
BA	biased amplifier
BNC	coaxial cable connector (see clause 3 of IEC 313)
BW	bandwidth
c/s	counts per second

C	capacité électrique
C_b	coulomb
C_c	condensateur étalonné, utilisé pour coupler un générateur d'impulsions à un préamplificateur
C_d	capacité du détecteur
C_r	condensateur de contre-réaction dans un préamplificateur de tension
C_t	condensateur relié aux bornes d'entrée d'un préamplificateur, pour déterminer l'effet sur les performances
CRT	tube cathodique
$^{\circ}C$	degrés Celsius
Δ	variation incrémentale
ΔV_{br}	tension de sortie du pont (à zéro, $\Delta V_{br} = 0$)
dB	décibels
div	division mineure. Sur le graticule d'un oscilloscope, 5 div sont habituellement égales à 1 DIV
DIV	division majeure sur le graticule d'un oscilloscope
DVM	voltmètre à affichage numérique
E	énergie d'une particule ou d'un photon
PETC	produit énergie x taux de comptage
PE ² TC	produit énergie au carré x taux de comptage
e, exp	base des logarithmes népériens
ϵ	énergie moyenne pour former une paire d'ions
e_b	valeur efficace d'une tension de bruit
e_{be}	valeur efficace équivalente d'une tension de bruit rapportée à l'entrée d'un amplificateur ou d'un préamplificateur
e_{bs}	valeur efficace de la tension de bruit à la sortie de l'amplificateur
TEC	transistor à effet de champ
LTMH	largeur totale à mi-hauteur
LT0, 1H	largeur totale au dixième de la hauteur
LT0, 01H	largeur totale au centième de la hauteur
Hz	hertz
$ x $	valeur absolue de x (x pouvant représenter n'importe quelle valeur numérique)
kc/s	kilochocs par seconde
K	1) kelvin (unité de température thermodynamique), 2) une constante arbitraire (d'après le contexte, il sera possible de voir clairement si il s'agit de 1) ou de 2))
NL_D	non-linéarité différentielle
NL_I	non-linéarité intégrale
AMC	analyseur multicanal
MHz	mégahertz
Ω	ohms
ppm	parties par million
P/Z	pôle/zéro
Q	charge électrique
q_b	charge efficace du bruit
q_{be}	valeur efficace équivalente d'une charge de bruit rapportée à l'entrée d'un préamplificateur

C	electrical capacitance
C_b	coulomb
C_c	calibrated capacitor used to couple a pulse generator to a preamplifier
C_d	detector capacitance
C_f	feedback capacitor in a charge-sensitive preamplifier
C_t	capacitor connected across the input of a preamplifier to determine the effect on performance
CRT	cathode ray tube
°C	degrees Celsius
Δ	incremental change
ΔV_{br}	bridge output voltage (at null, ΔV _{br} = 0)
dB	decibel(s)
div	minor division. On an oscilloscope graticule, 5 div usually equals 1 DIV
DIV	major division on an oscilloscope graticule
DVM	digital voltmeter
E	energy of a particle or photon
ECRP	energy count-rate product
E²CRP	energy squared count-rate product
e, exp	base of natural logarithms
ε	average energy required to form one ion pair
e_n	r.m.s. noise voltage
e_{ni}	equivalent r.m.s. noise voltage referred to the input of an amplifier or preamplifier
e_{no}	r.m.s. noise voltage at the output of an amplifier
FET	field-effect transistor
FWHM	full width at half maximum
FW0, 1M	full width at tenth maximum. FWTM shall not be used for this abbreviation
FW0, 01M	full width at one-hundredth maximum
Hz	hertz
 x 	absolute value of x (x may be any numeral)
kc/s	kilocounts per second
K	1) kelvin (unit of thermodynamic temperature), 2) an arbitrary constant (whether 1) or 2) applies will be clear from the context)
L_D	differential nonlinearity
L_I	integral nonlinearity
MCA	multichannel analyser
MHz	megahertz
Ω	ohms
ppm	parts per million
P/Z	pole/zero
Q	electrical charge
q_n	r.m.s. noise charge
q_{ni}	equivalent r.m.s. noise charge referred to the input of a preamplifier

q	charge de l'électron, $1,602 \times 10^{-19}$ coulombs
R	résistance électrique
R_d	résistance de polarisation du détecteur
r_o	résistance interne (résistance de source)
R_o	résistance caractéristique ou résistance de raccordement de sortie
R_r	résistance de réaction dans un préamplificateur de tension
ASR	amplificateur à seuil, de référence
RSB	rapport du signal de crête au bruit efficace
t	temps
t_{ds}	temps de descente d'une impulsion, de 90 % à 10 % de l'amplitude de crête
t_m	temps de montée d'une impulsion, de 10 % à 90 % de l'amplitude de crête
t_p	temps de passage au sommet d'une impulsion, mesuré entre 1 % de l'amplitude et le centre du sommet
t_{p1}	temps de passage au sommet d'une impulsion bipolaire, mesurée entre 1% de l'amplitude du lobe primaire et le centre de son sommet
t_{p2}	temps de passage au sommet d'une impulsion bipolaire, mesurée entre 1 % de l'amplitude du lobe primaire et le centre du sommet du lobe secondaire
t_{xo}	temps de recouvrement d'une impulsion bipolaire
$t_{0,5}$	index de mise en forme (durée d'une impulsion mise en forme à 50 % de son amplitude de crête)
$t_{1/2}$	identique à $t_{0,5}$
t_n	durée d'une impulsion, à la fraction n de son amplitude de crête, où n est spécifié aux valeurs 0,1, 0,01, etc.
τ	constante de temps
V	tension électrique
V_a	amplitude de l'impulsion à la sortie de l'amplificateur
V_{en}	amplitude de l'impulsion à l'entrée de l'amplificateur
V_m	tension de sortie maximale assignée d'un amplificateur
Z_o	impédance caractéristique

1.5 Constantes et facteurs de conversion

q	$1,602 \times 10^{-19}$ coulombs (Cb)
ϵ_{Ge}	2,97 eV \pm 1 % par paire électron-trou à 77 K pour les rayons X et les rayons gamma
ϵ_{Si}	3,63 eV \pm 1 % par paire électron-trou à 290 K – 300 K pour les particules

ϵ (pour du gaz P10, 90 % d'argon, 10 % de méthane) 25 eV par paire ionique

Valeur efficace à LTMH multiplier par 2,355

Valeur moyenne à valeur efficace (voltmètre) multiplier par 1,1284

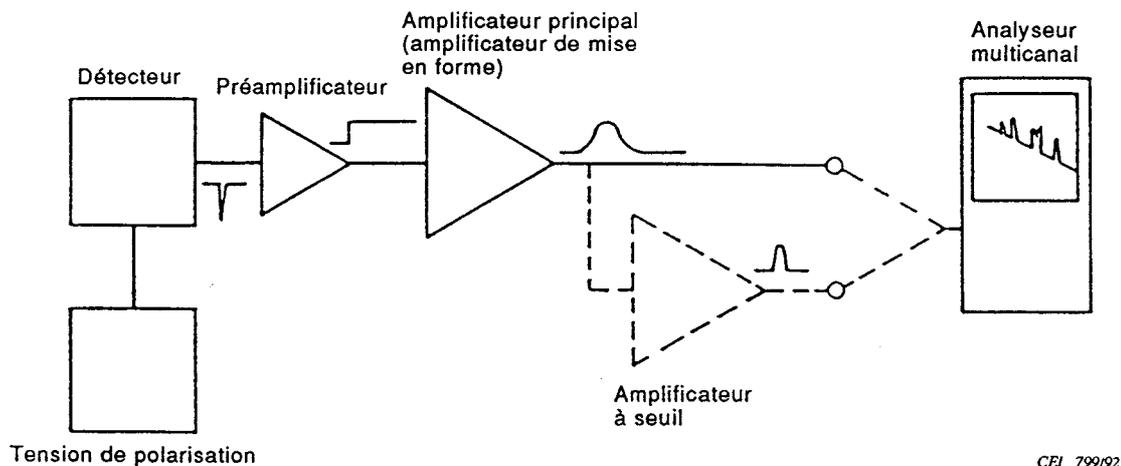
q	charge of the electron, $1,602 \times 10^{-19}$ coulombs
R	electrical resistance
R_d	detector bias resistor
r_o	internal resistance (source resistance)
R_o	characteristic resistance or terminating resistance
R_f	feedback resistor in a charge-sensitive preamplifier
RBA	reference biased amplifier
SNR	ratio of the peak signal to the r.m.s. noise
t	time
t_f	pulse fall time, 90 % to 10 % of the peak height
t_r	pulse rise time, 10 % to 90 % of the peak height
t_p	pulse peaking time, measured from 1 % of the peak height to the centre of the peak
t_{p1}	bipolar pulse peaking time, measured from 1 % of the peak height of the primary lobe to the centre of its peak
t_{p2}	bipolar pulse peaking time, measured from 1 % of the peak height of the primary lobe to the peak of the undershoot
t_{xo}	crossover time of a bipolar pulse
$t_{0,5}$	shaping time index (width of a shaped pulse at 50 % of its peak height)
$t_{1/2}$	same as $t_{0,5}$
t_n	width of a pulse at the fraction n of its peak height, where n is specified as 0,1, 0,01, etc.
τ	time constant
V	electrical voltage
V_a	pulse height at amplifier output
V_{in}	pulse height at amplifier input
V_m	rated maximum output voltage of an amplifier
Z_o	characteristic impedance

1.5 Constants and conversion factors

q	$1,602 \times 10^{-19}$ coulombs (Cb)
ϵ_{Ge}	2,97 eV \pm 1 % per hole-electron pair at 77 K for X-rays and γ -rays
ϵ_{Si}	3,63 eV \pm 1 % per hole-electron pair at 290 K – 300 K for α -particles
ϵ (for P10 gas, 90 % argon, 10 % methane)	25 eV per ion pair
r.m.s. to FWHM	multiply by 2,355
average to r.m.s. (voltmeter)	multiply by 1,1284

2 Spectromètre

La figure 1 illustre un spectromètre simple, destiné à déterminer le spectre d'un rayonnement ionisant. Il se compose d'un détecteur muni de son alimentation de polarisation, d'un préamplificateur, d'un amplificateur principal, éventuellement d'un amplificateur à seuil, et d'un analyseur multicanal.



CEI 799/92

Figure 1 - Spectromètre

2.1 Détecteurs

Les détecteurs appartiennent à plusieurs classes: les détecteurs à gaz, les détecteurs semiconducteurs et les détecteurs à scintillation.

Les détecteurs à gaz, tels que les chambres d'ionisation à grille, sont utilisés pour la spectrométrie d'échantillons émetteurs α de grande surface (résolution en énergie 0,7 % à 1 %, pour des émetteurs α de 5 MeV). En spectrométrie, les compteurs proportionnels sont principalement utilisés pour la mesure de rayons X de faible énergie (résolution inférieure à 12 % à 10 keV). Le faible pouvoir d'arrêt des photons de grande énergie fait que ces détecteurs sont inadaptés pour la spectrométrie des rayonnements gamma.

Les semiconducteurs, tels que le germanium et le silicium, associent haute densité et faible potentiel d'ionisation, et conviennent particulièrement bien pour la détection. Les détecteurs en germanium sont utilisés en spectrométrie à très haute résolution des rayonnements gamma (0,2 % pour un rayonnement gamma de 1 MeV). Les détecteurs en silicium sont principalement utilisés dans la détection et la spectrométrie de rayonnement X et des particules lourdement chargées (résolution spectrale de 0,25 % à 0,4 % pour des particules α de 5 MeV).

2 Spectrometer

A simple spectrometer for determining the spectrum of ionizing radiation is shown in figure 1. It comprises a detector with its bias supply, a preamplifier, a main preamplifier, possibly a biased amplifier and a multichannel analyzer.

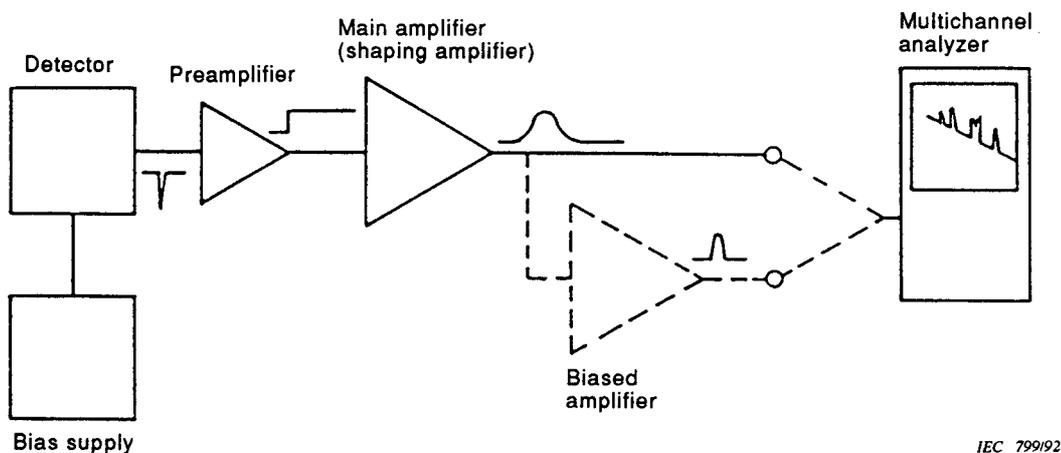


Figure 1 - Spectrometer

2.1 Detectors

Detectors fall into several classifications: gas-filled, semiconductor, and scintillation.

Gas-filled detectors, such as gridded ionization chambers, are used for spectroscopy of large-area α samples (0,7 % to 1 % energy resolution for 5 MeV α emitters). Proportional detectors in spectroscopy applications are used principally for the measurement of low-energy x-rays (< 12 % resolution at 10 keV). The poor stopping power for energetic photons makes these detectors unsuitable for gamma ray spectroscopy.

Semiconductors, such as germanium and silicon, combine high density and low ionization potential, making them very suitable as detectors. Germanium detectors are used for the highest resolution spectroscopy of gamma-rays (0,2 % for a 1 MeV gamma ray). Silicon detectors are used principally in the detection and spectroscopy of x-rays and heavy charged particles (spectral resolution of 0,25 % to 0,4 % for 5 MeV α -particles).

Les détecteurs à scintillation associent un scintillateur à un photomultiplicateur ou une photodiode. Un scintillateur tel que l'iodure de sodium activé au thallium (NaI(Tl)) est plus dense que le germanium et constitue un détecteur gamma efficace. En outre, il est possible de le présenter sous forme de détecteurs de dimensions beaucoup plus importantes que celles permises par le germanium. Cependant, la résolution en énergie du NaI(Tl) est relativement faible: 5 % à 6 % pour un rayonnement gamma de 1 MeV.

2.1.1 *Signal du détecteur*

Indépendamment du type de détecteur, le rayonnement incident est, en cas d'interaction, converti en une quantité de charge qui est collectée sous l'influence d'une tension de polarisation appliquée entre anode et cathode.

La charge est déposée sur le condensateur de contre-réaction du préamplificateur sensible à la charge, pour générer un échelon de tension de Q/C_r volts (voir l'article A.1). Cet échelon de tension est le signal voulu.

Dans les détecteurs à gaz, le rayonnement incident ionise les molécules gazeuses. Dans les détecteurs semiconducteurs, le support interactif est constitué par le réseau cristallin du semiconducteur: les électrons et les trous sont libérés par le rayonnement ionisant.

Dans les détecteurs à scintillation, un processus à deux étapes est impliqué: le rayonnement incident provoque la fluorescence du phosphore et la lumière émise libère des électrons de la cathode d'un tube photomultiplicateur couplé optiquement. Les électrons sont multipliés au cours de leur passage à travers la structure de la dynode, puis collectés au niveau de l'anode. En physique des hautes énergies et dans certaines autres applications, il est possible de remplacer les photomultiplicateurs par des photodiodes.

Il est préférable d'exprimer la sensibilité du préamplificateur en termes de volts par unité d'énergie du rayonnement ionisant. Cela ne s'applique pas aux détecteurs à scintillation et aux détecteurs proportionnels, car il se produit une multiplication des charges proportionnelle à la tension de polarisation du détecteur à une puissance pouvant atteindre 10; pour cette raison, la relation entre l'énergie de l'événement ionisant et la charge collectée au niveau de la borne de sortie n'est pas fixe. Pour ce qui concerne les préamplificateurs utilisés avec des détecteurs multiplicateurs, la sensibilité doit être exprimée en volts par coulomb, par opposition aux volts par unité d'énergie, et le bruit doit être exprimé en unités de charge (ou électrons) équivalente rapportée à l'entrée.

Dans les détecteurs semiconducteurs et les chambres d'ionisation à grille, la charge et l'énergie sont reliées par des constantes qui sont réellement indépendantes de la tension de polarisation. Pour ce qui concerne les préamplificateurs utilisés avec des détecteurs non multiplicateurs, la sensibilité doit être exprimée en volts par unité d'énergie (volts par eV, keV ou MeV), et le bruit doit être exprimé en unités d'énergie équivalente rapportée à l'entrée (eV, keV ou MeV). En outre, le type de détecteur auquel s'applique la sensibilité (germanium, silicium, etc.) doit être spécifié.

Le détecteur est simulé par un générateur d'impulsions rectangulaires couplé au préamplificateur par l'intermédiaire d'un petit condensateur stable, à faible bruit (0,1 pF à 10 pF). Le détecteur et le préamplificateur traités comme une seule unité, sont simulés par un générateur d'impulsions à long front de descente, directement relié à l'amplificateur principal.

Scintillation detectors combine a scintillator with a photomultiplier or photodiode. A scintillator such as thallium-activated sodium iodide (NaI(Tl)) is denser than germanium and makes an efficient detector of energetic gamma rays. Also, it can be formed into much larger detectors than is possible with germanium. However, the energy resolution of NaI(Tl) is relatively poor: 5 % to 6 % for a 1 MeV gamma ray.

2.1.1 *Detector signal*

Regardless of the type of detector, if an interaction occurs, the incoming radiation produces a quantity of charge that is collected under the influence of the bias voltage applied between anode and cathode.

The charge is deposited on the feedback capacitor of the charge-sensitive preamplifier to produce a voltage step of magnitude Q/C_f volts (see clause A.1). This voltage step is the desired signal.

In gas-filled detectors, incoming radiation ionizes the gas molecules. In semiconductor detectors, the interactive medium is the crystal lattice of the semiconductor: electrons and holes are released by the ionizing radiation.

In scintillation detectors, a two-step process is involved: the incoming radiation causes the phosphor to fluoresce, and the emitted light releases electrons from the cathode of an optically coupled photomultiplier tube. The electrons are multiplied in their transit through the dynode structure, then collected at the anode. In high energy physics and some other applications, photodiodes may be used instead of photomultipliers.

It is desirable to express the preamplifier sensitivity in terms of volts per unit energy of the ionizing radiation. This is impractical for scintillation and proportional detectors because charge multiplication occurs that can be proportional to as much as the 10th power of the detector bias voltage. Because of this, the relationship between the energy of the ionizing event and the charge collected at the output terminal is not fixed. For preamplifiers that are used with multiplying detectors, sensitivity shall be expressed in volts per coulomb, as opposed to volts per unit energy, and noise shall be expressed in units of equivalent input charge (or electrons).

In semiconductor detectors and gridded ionization chambers, charge and energy are related by constants that are substantially independent of the bias voltage. For preamplifiers that are used with non-multiplying detectors, sensitivity shall be expressed in volts per unit energy (volts per eV, keV or MeV) and noise shall be expressed in units of equivalent input energy (eV, keV or MeV). Also, the type of detector for which the sensitivity applies (germanium, silicon, etc.) shall be stated.

The detector is simulated by a rectangular pulse generator coupled to the preamplifier through a small stable, low-noise capacitor (0,1 pF to 10 pF). The detector and preamplifier treated as a unit are simulated by a tail-pulse generator coupled directly to the main amplifier.

2.1.2 Temps de montée et temps de descente

Le temps de descente t_{ds} du signal de sortie d'un préamplificateur est commandé par son circuit de contre-réaction $R_f C_f$.

Le temps de montée t_m est commandé par le détecteur ou par le préamplificateur, le plus lent des deux. La capacité du détecteur n'a aucun effet sur le temps de montée, sauf qu'elle influence le facteur de réaction dans un préamplificateur de tension.

Dans les détecteurs non multiplicateurs (en faisant momentanément abstraction du préamplificateur), le temps de montée t_m est déterminé par le temps de collection; dans les détecteurs multiplicateurs de charge, il peut être contrôlé par d'autres facteurs. Dans les détecteurs non multiplicateurs, la plage de t_m va de 1 ns à 1 μ s, suivant le type et la taille du détecteur, ainsi que l'endroit dans le volume actif où se produit l'ionisation initiale. Pour les détecteurs en germanium, t_m est habituellement compris entre 10 ns et 100 ns, en fonction de la distance séparant les électrodes collectrices. Il semble que lors de la simulation d'un signal de détecteur, il est souhaitable que le temps de montée t_m du générateur coïncide avec celui du détecteur. Cela est possible lorsque le temps de montée ne varie pas de façon notable d'une impulsion à l'autre, comme c'est le cas avec les détecteurs à scintillation, mais impossible avec les détecteurs semiconducteurs ou les détecteurs à gaz où le temps de collection varie. Par conséquent, le temps de montée t_m relatif au générateur d'impulsions doit être inférieur ou égal à celui du signal le plus rapide qui puisse être émis par le préamplificateur. Pour les préamplificateurs associés aux détecteurs semiconducteurs, voir 3.2.1.

2.2 Préamplificateur

Le préamplificateur a la configuration d'un préamplificateur de tension ou d'un préamplificateur sensible à la charge (voir l'article A.1). Dans le préamplificateur de tension, l'amplitude et le temps de descente des impulsions dépendent de la capacité du détecteur. Dans le second, ces deux quantités sont pratiquement indépendantes de cette capacité, mais dépendent du condensateur stable de contre-réaction C_f .

La catégorie de préamplificateurs sensibles à la charge peut être subdivisée en deux sous-catégories: les préamplificateurs à contre-réaction résistive et les préamplificateurs à remise à zéro pulsée. Dans la première sous-catégorie, le signal de sortie décroît exponentiellement. Dans le deuxième cas, le signal ne décroît pas, jusqu'à ce qu'une impulsion de remise à zéro soit générée. (Le signal de remise à zéro peut être introduit optiquement vers le détecteur ou vers le TEC (transistor à effet de champ), par conduction par l'intermédiaire d'un transistor ou d'une diode, ou par l'intermédiaire d'une combinaison de méthodes.) La plupart des essais, décrits dans cette norme, s'appliqueront aux deux configurations de circuits, mais aucun essai spécifique aux préamplificateurs à remise à zéro pulsée n'est couvert par cette norme.

Au moment de la rédaction de cette norme, les préamplificateurs sensibles à la charge sont les plus couramment utilisés et, dans cette norme, c'est à cette catégorie que le terme «préamplificateur» fait référence.

2.1.2 Rise time and fall time

The fall time t_f of the output signal of a preamplifier is controlled by its feedback network $R_f C_f$.

The rise time t_r is controlled either by the detector or the preamplifier, whichever is slower. Detector capacitance has no effect on rise time except as it affects the feedback factor in a charge-sensitive preamplifier.

In non-multiplying detectors (disregarding the preamplifier for the moment), the rise time t_r is determined by the collection time; in charge-multiplying detectors, other factors may control it. The range of t_r in non-multiplying detectors is between 1 ns and 1 μ s, depending on the type and size, and where in the active volume the initial ionization occurs. For germanium detectors, t_r is usually between 10 ns and 100 ns, depending on the distance between collecting electrodes. It would seem that in simulating the detector signal, the t_r of the generator should match that of the detector. This is practical when the rise time does not vary appreciably from pulse to pulse, as is true with scintillation detectors, but impractical with semiconductor or gas-filled detectors because the collection time *does* vary. Therefore, the pulse generator t_r shall be less than or equal to that of the fastest rising signal that can emerge from the preamplifier. For semiconductor-detector preamplifiers, see 3.2.1.

2.2 Preamplifier

Preamplifier configurations are voltage-sensitive or charge-sensitive (see clause A.1). In voltage-sensitive preamplifiers, the pulse height and the fall time depend on the detector capacitance. In charge-sensitive preamplifiers, the two quantities are nearly independent of this capacitance, depending instead on a stable feedback capacitor C_f .

The charge-sensitive category can be subdivided into resistor feedback and pulsed reset. In the former, the output signal decays exponentially. In the latter, the signal does not decay until a reset pulse occurs. (The reset signal may be introduced optically to the detector or the input FET, by conduction through a transistor or diode, or through a combination of methods.) Most of the tests described in this standard will apply to both circuit configurations, but no specific tests for pulsed-reset preamplifiers are covered herein.

Charge-sensitive preamplifiers are the most widely used at this writing and, in this standard, they constitute the category to which the term "preamplifier" refers.

2.3 Amplificateur principal (amplificateur de mise en forme)

Habituellement, l'amplificateur principal a un gain réglable entre un minimum de $\times 2$ et un maximum de $\times 3\,000$, mais il n'est pas impossible que le fabricant choisisse une plage différente. Une tension de sortie nominale maximale V_m de 10 V est devenue une valeur standard de facto; cette valeur V_m sera admise par hypothèse, mais elle n'est, en aucun cas, imposée (il n'est pas exclu que de légères modifications des méthodes d'essais soient requises, si une V_m différente est utilisée). L'amplificateur principal comporte un circuit de mise en forme (d'où le terme équivalent «amplificateur de mise en forme») pour améliorer le RSB et réduire la durée des impulsions sortant de l'amplificateur (voir l'article A.2). En spectrométrie à haute résolution, la mise en forme des impulsions est un élément d'une importance capitale. (L'index de temps de mise en forme d'une impulsion unipolaire est défini par la durée de l'impulsion mesurée à 50 % de son amplitude de crête et il est désigné par « $t_{0,5}$ » ou « $t_{1/2}$ » (voir 4.1.1 et 4.1.2, pour la terminologie qui doit apparaître sur la face avant d'un amplificateur principal*.)

L'importance de cet indicateur de temps de mise en forme réside dans le fait qu'il facilite la comparaison de la résolution en énergie entre des amplificateurs munis de circuits de mise en forme différents. Cette comparaison est illustrée dans la figure 2. On a utilisé des amplificateurs principaux provenant de trois fabricants différents et ayant des circuits de mise en forme différents. Le même détecteur en germanium de haute pureté a fourni les signaux nécessaires à toutes les mesures; ces mesures ont été effectuées à 2 kc/s et à 62 kc/s, sur la raie gamma de 1,33 MeV du cobalt 60. Si $t_{1/2}$ représente l'index de temps de mise en forme, les points d'essai, aux faibles taux de comptage, tombent pratiquement tous sur la même ligne. Aux taux de comptage élevés, des différences de performances apparaissent. Si, au lieu de cela, les temps de mise en forme indiqués sur les platines avant des différents amplificateurs avaient été utilisés, chaque amplificateur aurait donné une courbe de résolution déplacée latéralement par rapport aux autres, rendant difficile la comparaison des performances.

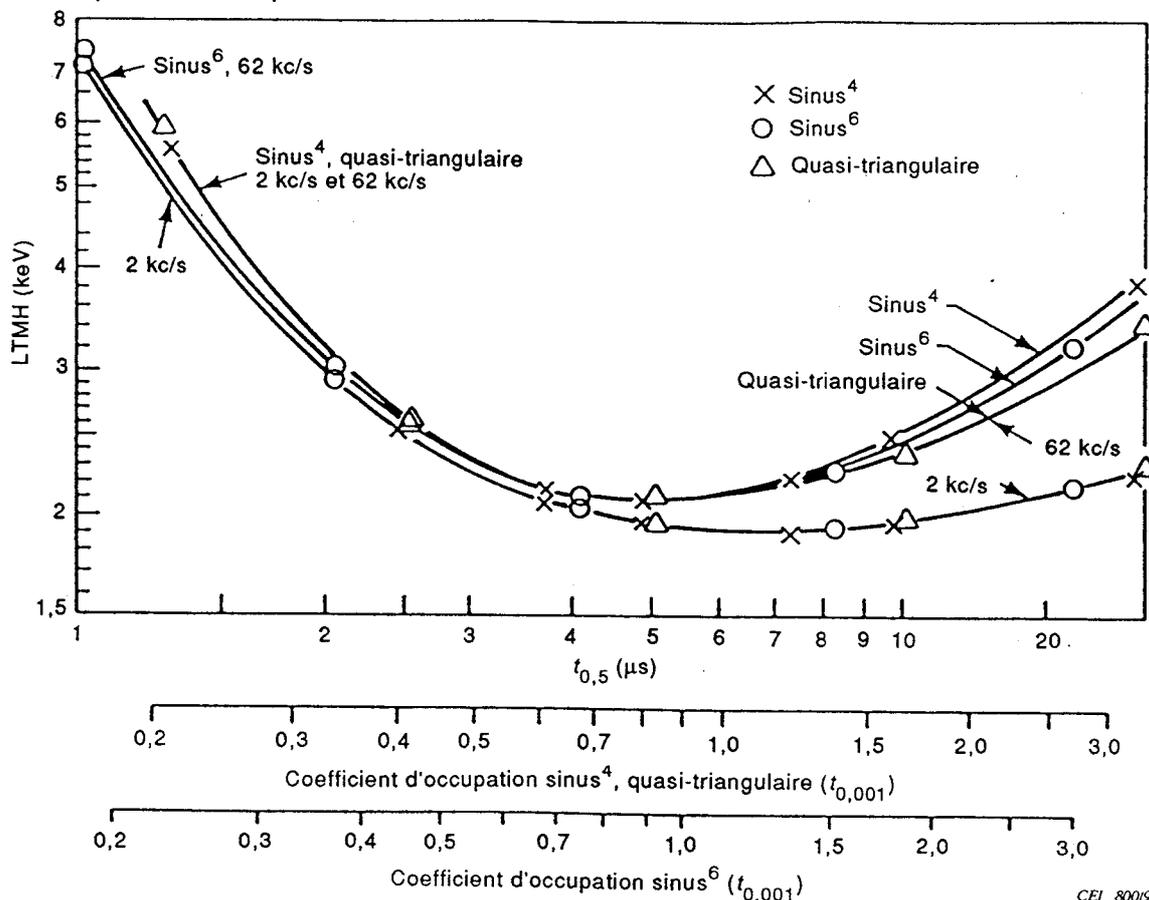


Figure 2 - Résolution en énergie en fonction de $t_{1/2}$

* Ce paramètre remplace le paramètre t_p , utilisé dans les normes précédentes.

2.3 Main amplifier (shaping amplifier)

The main amplifier usually has a gain adjustable between a minimum of x 2 and a maximum of x 3 000, but a different range may be chosen by the manufacturer. A rated maximum output V_m of 10 V has become a de facto standard; this V_m will be assumed, but is not mandated (slight modifications of the test procedures may be required if a different V_m is used). The main amplifier contains a pulse shaping network (hence the alternate term "shaping amplifier") to improve the SNR and reduce the width of the pulses that emerge from the preamplifier (see clause A.2). Pulse shaping is an item of central importance in high resolution spectroscopy. (The shaping time index of a unipolar pulse is defined as the width of that pulse measured at 50 % of its peak height and is referred to as " $t_{0,5}$ " or " $t_{1/2}$ " (see 4.1.1 and 4.1.2 for nomenclature that should appear on the front panel of a main amplifier*.)

The importance of this indicator of shaping time is that it facilitates energy resolution comparisons between amplifiers with different shaping networks. This comparison is illustrated in figure 2. Main amplifiers from three manufacturers were used with a different shaping network in each amplifier. The same high purity germanium detector supplied the signals to all of the measurements, which were made at 2 kc/s and 62 kc/s on the 1,33 MeV gamma ray line from a Cobalt 60 source. If $t_{1/2}$ is the index of shaping time, all of the test points at the lower counting rate fall very nearly on the same line. At the higher rate performance differences appear. If the shaping times indicated on the front panels of the different amplifiers were used instead, each amplifier would have produced a resolution curve displaced laterally from the others, making it difficult to compare their performances.

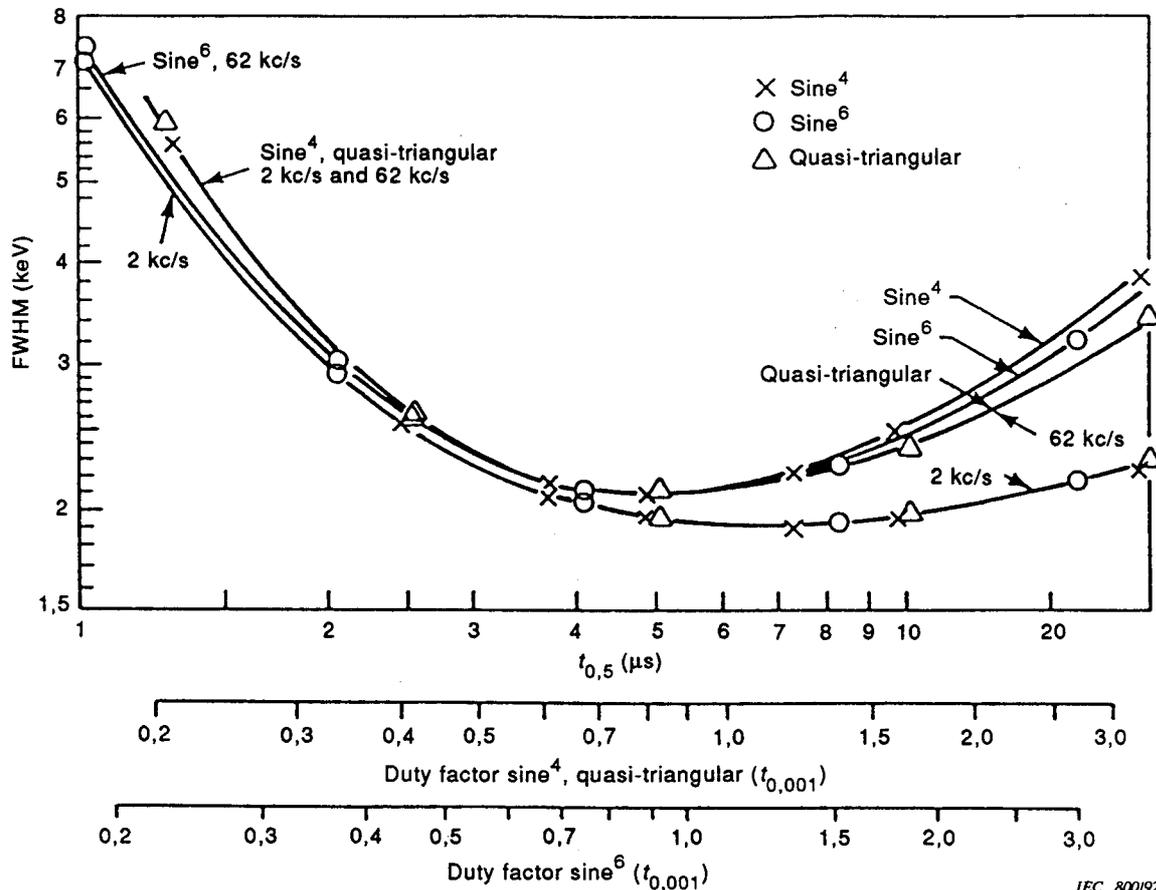


Figure 2 - Energy resolution versus $t_{1/2}$

* This parameter replaces t_p , used in earlier standards.

t_p et $t_{0,01}$ (figure 5) constituent d'autres paramètres intéressants. Le rapport $2 t_p/t_{0,01}$ représente une mesure de la symétrie de l'impulsion, et par conséquent un indicateur de la caractéristique de bruit série (figure A.2). La durée $t_{0,01}$, conjointement avec t_p indique l'espacement minimal entre deux impulsions, avant que la première n'affecte l'amplitude de la seconde. En outre, $t_{0,01}$ est proche du niveau seuil du RLB; le coefficient d'occupation mesuré à ce niveau, constitue une bonne indication sur le moment où le RLB perdra la commande de la ligne de base*. Si aucune réserve n'est faite, il doit être sous-entendu que le temps de résolution d'une impulsion mise en forme est sa durée à $t_{0,01}$.

Pour les impulsions bipolaires, les paramètres intéressants sont t_{p1} et t_{p2} , respectivement durée du lobe primaire (de 1 % à l'instant de passage), et durée du lobe secondaire (de l'instant de passage à 1 %), ainsi que V_{a2} (voir figure 5). Le rapport entre les amplitudes des lobes primaires et secondaires V_{a1}/V_{a2} , constitue une mesure de la symétrie de l'impulsion unipolaire, avant qu'elle ne subisse la seconde différentiation.

La précédente définition du temps de résolution doit s'appliquer aussi bien aux impulsions bipolaires qu'aux impulsions unipolaires.

2.4 Amplificateur à seuil

Un amplificateur à seuil a un seuil réglable au-dessous duquel l'amplification d'un signal est nulle et au-dessus duquel il est possible de la faire varier (habituellement, dans la plage $x1$ à $x10$). L'effet consiste à amplifier la portion de spectre située au-dessus du réglage du seuil (tension de seuil). Etant donné que la plupart des pics d'un spectre de particules α tombent dans une étroite bande d'énergies, l'utilisation d'un amplificateur à seuil est particulièrement pratique pour ce type de mesure. L'amplificateur étale la bande sur A fois le nombre de canaux existant auparavant, où A est le gain de l'amplificateur. Par exemple, avec $A = 8$ et avec un AMC disposant de 500 canaux, le pouvoir de résolution d'un AMC à 4 000 canaux est obtenu sur une région représentant 12,5 % du spectre. En variante, il est possible d'utiliser un AMC à 4 000 canaux, en même temps qu'un multiplexeur linéaire à huit canaux, pour acquérir des données à partir de huit spectromètres, en temps partagé, si chacun d'entre eux dispose de son propre amplificateur à seuil; chaque spectromètre aura la résolution équivalente de la totalité des 4 000 canaux, mais ses données en occuperont seulement 500.

2.5 Analyseur multicanal

Un AMC se compose principalement d'un CAN, d'une unité de mémoire et d'un afficheur. La distorsion du spectre dans le CAN rend l'utilisation d'un AMC inadaptée à la vérification d'amplificateurs et de préamplificateurs à haute résolution. Pour cette raison, les essais prescrits dans cette norme n'en font pas usage.

* Dans la CEI 340, $t_{0,001}$ correspondait à la mesure de la durée d'une impulsion. Cependant, ce faible niveau est sujet à des erreurs de mesure consécutives à un mauvais réglage du rapport P/Z, du bruit et des artefacts du générateur. A $t_{0,001}$, la durée d'une impulsion est supérieure de 10 % à 25 % à la durée d'une impulsion à $t_{0,01}$, en fonction du circuit de mise en forme particulier qui est utilisé (voir figure A.2).

Other parameters of interest are t_p and $t_{0,01}$ (figure 5). The ratio $2 t_p/t_{0,01}$ is a measure of the pulse symmetry and therefore an indicator of series noise performance (figure A.2). The width $t_{0,01}$ in conjunction with t_p shows how closely two pulses may be spaced before the first affects the height of the second. Also, $t_{0,01}$ is near the threshold level of the BLR; the duty cycle measured at this level is a good indication of when the BLR will lose control of the baseline*. If no qualifications are given, it shall be understood that the resolving time of a shaped pulse is its width at $t_{0,01}$.

Bipolar pulse parameters of interest are t_{p1} and t_{p2} , width of the leading lobe (1 % to crossover), width of the trailing lobe (crossover to 1 %), and V_{a2} (see figure 5). A measure of symmetry of the unipolar pulse, before it undergoes the second differentiation, is the ratio of the pulse heights of primary to secondary lobes, V_{a1}/V_{a2} .

The preceding definition of resolving time shall apply to bipolar pulses as well as to unipolar pulses.

2.4 *Biased amplifier*

A biased amplifier has an adjustable threshold below which the signal amplification is zero and above which it can be varied (usually, in the range of x1 to x10). The effect is to magnify the portion of a spectrum that lies above the threshold (bias) setting. Because most of the peaks in an α -particle spectrum fall into a narrow band of energies, a biased amplifier is particularly useful in this measurement; the amplifier spreads the band over A times as many channels as would otherwise occur, where A is the gain setting. For example, with $A = 8$ and with an MCA having only 500 channels, the resolving power of a 4 000-channel MCA is obtained over a 12,5 % region of the spectrum. Alternatively, a 4 000-channel MCA in conjunction with an eight-channel linear multiplexer can be used to acquire data from eight spectrometers on a time-sharing basis if each has its own biased amplifier; each spectrometer will have the equivalent resolution of the full 4 000 channels but its data will occupy only 500.

2.5 *Multichannel analyzer*

An MCA consists basically of an ADC, a memory unit and a display. The spectrum distortion in the ADC renders an MCA unsuitable for testing high-resolution amplifiers and preamplifiers. For that reason, the tests herein avoid its use.

* In IEC 340, $t_{0,001}$ was the measure of the pulse width. However, this low level is subject to measurement errors caused by P/Z misadjustment, noise, and generator artifacts. The pulse width at $t_{0,001}$ is 10 % to 25 % wider than the at $t_{0,01}$ depending on the particular shaping network which is used (see figure A.2).

3 Appareils d'essais

3.1 Montage d'essai

Un montage d'essai est indiqué dans la figure 3. En modifiant les connexions câblées au niveau des lignes en pointillés, le montage peut être utilisé pour tous les essais, à l'exception du déplacement de l'instant de passage et des mesures de non-linéarité du préamplificateur et de l'amplificateur à seuil. Le voltmètre alternatif n'est pas nécessaire pour des essais de linéarité, et le pont n'est pas requis pour les mesures du bruit. Le préamplificateur et le boîtier de condensateur ne sont pas requis pour les mesures effectuées uniquement sur l'amplificateur principal.

Dans ce montage d'essai, comme dans d'autres, il est indispensable que les connecteurs BNC, situés aux extrémités des câbles, soient dans un bon état mécanique afin d'assurer des connexions électriques à faible résistance. Il en est de même pour ce qui concerne les adaptateurs, tels que les connecteurs en T ou les coudes. Dans les connecteurs câblés, il peut s'avérer nécessaire de plier légèrement (à l'aide d'un tournevis de bijoutier) les cavaliers de la bague interne de mise à la terre, pour rétablir l'action du ressort. Dans les connexions en T ou coudées, il est recommandé de visser le pivot dans sa partie d'accouplement, à l'aide de pinces à nez effilé. Il convient de noter qu'avec une source et des résistances de raccordement de sortie de 50Ω , une variation de $0,1 \Omega$ dans un connecteur, entraîne une variation d'amplitude de $0,1 \%$.

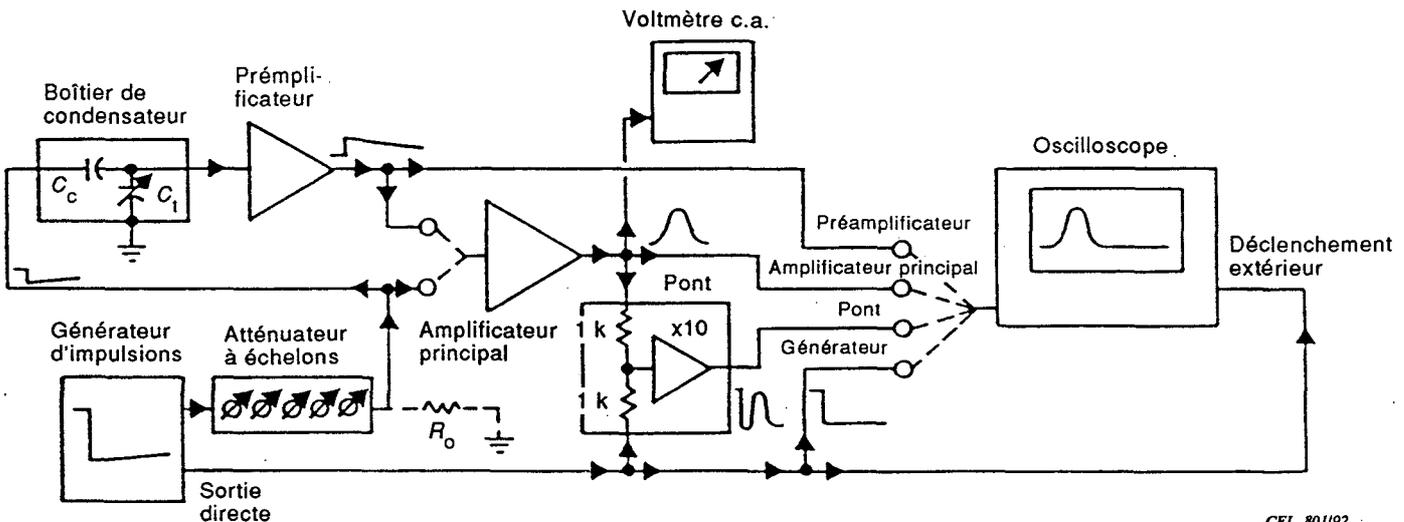


Figure 3 - Montage d'essai

Pour le générateur d'impulsions et les amplificateurs soumis aux essais, on suppose une résistance d'adaptation de sortie de 50Ω , mais toute valeur de R_o est permise, pour autant que l'atténuateur et les câbles soient compatibles avec elle, c'est-à-dire que leurs bornes soient correctement reliées.

3.1.1 Précision des appareils d'essais

Les composants spécifiques du montage nécessitant une grande précision sont: le condensateur C_c , l'atténuateur, le voltmètre alternatif, les bras du pont de non-linéarité et le temps de balayage de l'oscilloscope. Il n'est pas nécessaire que l'amplitude du générateur et la sensibilité de l'oscilloscope soient précises séparément, si ces deux quantités ont été étalonnées l'une par rapport à l'autre (voir 3.9). Cela est également valable pour le voltmètre (voir B.3.2).

3 Test Instruments

3.1 Test set-up

A test set-up is shown in figure 3. By altering cable connections at the dotted lines, the set-up can be used for all tests except crossover walk and nonlinearity measurements of the preamplifier and biased amplifier. The a.c. voltmeter is not required for linearity tests, and the bridge is not required for noise measurements. The preamplifier and capacitor boxes are not required for measurements made only on the main amplifier.

In this and other test set-ups, it is essential that the BNC connectors at the ends of the cable be in good mechanical condition to ensure low-resistance electrical connections. The same is true of adapters, such as tees and elbows. In the cable connectors it may be necessary to slightly bend (with a jeweller's screwdriver) the ears of the internal grounding ring to restore the spring action. In tees and elbows, the centre pin should be screwed into its mating part with needle-nosed pliers. It should be recognized that with source and terminating resistors of 50Ω , a resistance variation of $0,1 \Omega$ in a connector causes a $0,1 \%$ variation in pulse height.

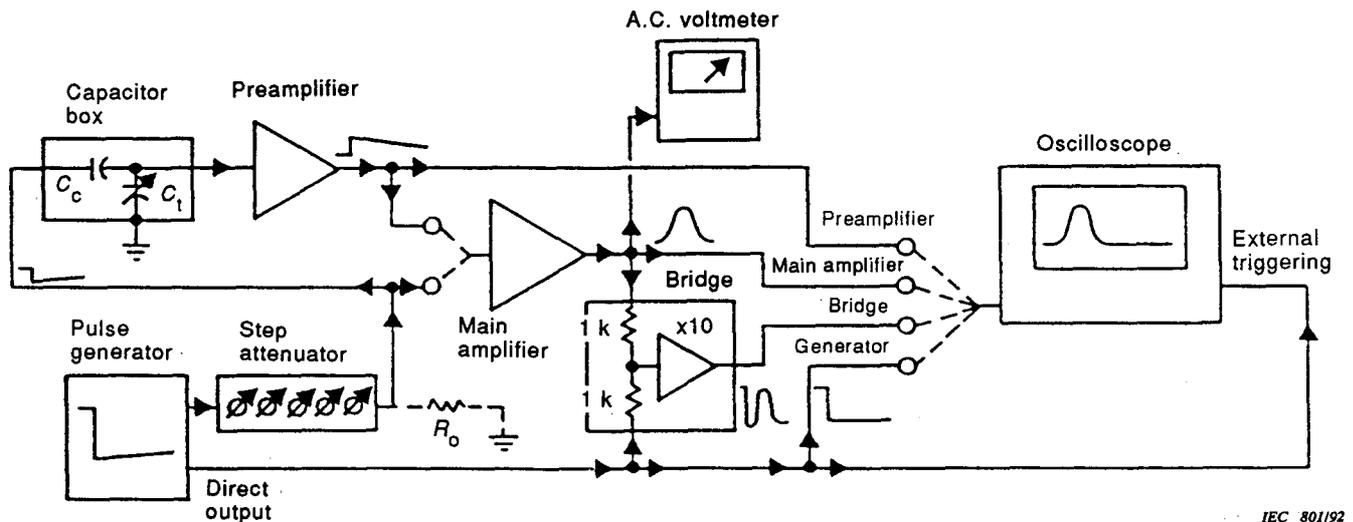


Figure 3 - Test set-up

A back terminating resistance of 50Ω is assumed for the pulse generator and amplifiers under test, but any value of R_o may be used as long as the attenuator and cables are compatible with it, i.e. correctly terminated.

3.1.1 Test instrument accuracy

The particular components of the set-up requiring high accuracy are C_c , the attenuator, the a.c. voltmeter, the arms of the nonlinearity bridge and the oscilloscope sweep time. Neither the generator amplitude nor the oscilloscope sensitivity need be separately accurate if they are calibrated against each other (see 3.9). Also, if the a.c. voltmeter is calibrated against the generator (see B.3.2), the same may be said of the voltmeter.

3.1.2 Précision des mesures

Pour des éléments tels que le bruit, une précision de mesure de l'ordre de 1 % convient habituellement. Pour des éléments tels que la non-linéarité, il est possible qu'une plus grande précision soit requise. Cependant, aucun chiffre décimal significatif supplémentaire, autre que ceux requis pour le paramètre spécifié ou inhérents à la précision de la mesure, ne doit figurer dans les spécifications relatives aux instruments de mesure.

Etant donné que les erreurs s'additionnent, lorsque plusieurs instruments sont utilisés dans une mesure, la précision résultante est inférieure à celle de chacun des instruments utilisés lors des essais. Si les erreurs sont aléatoires, il faut supposer que les différentes erreurs s'additionnent comme la racine carrée de la somme des carrés.

3.2 Générateurs d'impulsions

La tension de sortie en circuit ouvert V_p du générateur doit être supérieure ou égale à 10,0 V et la tension de sortie doit être contrôlée avec une résolution dont la qualité doit être au moins égale à celle permise par un bouton multitour de réglage de l'amplitude, avec 1 000 divisions pleine échelle. (Sauf spécification contraire, dans les procédures d'essais, on supposera une valeur de V_p de 10 V et une commande à 1 000 divisions. Une valeur différente de V_p ou un autre moyen de réglage de cette tension peuvent affecter certains détails des essais, mais pas la méthode d'essai elle-même).

Le générateur doit comporter au moins deux bornes de sortie, chacune d'entre elles devant être munie de sa propre résistance d'adaptation de sortie, avec une résistance interne commune r_o de 0,5 Ω ou moins. La présence d'une sortie supplémentaire permettant le déclenchement du balayage de l'oscilloscope, est vivement recommandée; cependant, cette sortie n'est pas indiquée dans la figure 3.

Dans le système soumis aux essais, les générateurs doivent pouvoir fonctionner à la fréquence du réseau d'alimentation et à des fréquences autres que celle-ci, pour permettre de déceler la présence d'un ronflement (un générateur fonctionnant à la fréquence du réseau d'alimentation ne détectera pas la présence d'un ronflement).

3.2.1 Générateur d'impulsions, essais du préamplificateur

Il est recommandé que le générateur d'impulsions produise une impulsion à sommet horizontal, bien qu'il soit possible d'utiliser une impulsion à long front de descente pour tous les essais, à l'exception de la restitution exponentielle de la ligne de base du préamplificateur. Pour cet essai, il est nécessaire d'utiliser une impulsion rectangulaire, car la décroissance du signal à long front de descente sera confondue avec celle du signal du préamplificateur (voir le paragraphe B.1.1 et l'article C.1).

Pour ce qui concerne la détermination de t_m , le signal du générateur doit avoir un temps de montée $\leq 1/3$ de celui du préamplificateur et doit avoir un temps d'établissement plus rapide que celui de ce dernier. Des générateurs d'impulsions à sommet horizontal avec un temps de montée $t_m \leq 1$ ns sont disponibles dans le commerce (mais ils ne disposent pas de boutons à 10 tours). Les générateurs d'impulsions à long front de descente à relais au mercure sont disponibles avec des temps de montée $t_m \leq 5$ ns (voir B.1.1). Lors des essais des préamplificateurs destinés à être utilisés avec des détecteurs à scintillation, le t_m du générateur doit, d'une part, être inférieur à celui du préamplificateur, afin de pouvoir examiner un éventuel début d'instabilité (oscillation excessive superposée à l'impulsion) et, d'autre part, être réglé de sorte que son temps de montée t_m coïncide avec celui du scintillateur, au cas où le temps de montée de ce dernier serait supérieur à celui

3.1.2 *Measurement accuracy*

For items like noise, a measurement accuracy of 1 % is usually adequate. For items like nonlinearity, higher accuracy may be required. However, no more decimal places shall be given in instrument specifications than are required for the accuracy of the parameter specified or are inherent in the accuracy of the measurement.

Because errors accumulate when several instruments are used in a measurement, the final accuracy is less than that of any one of the test instruments. If errors are random, it shall be assumed that the separate errors add as the square root of the sum of the squares.

3.2 *Pulse generators*

The open circuit output voltage V_p of the generator shall be $\geq 10,0$ V and the output shall be controlled with resolution at least as good as that afforded by a multiturn pulse height control with 1 000 divisions full scale. (In the test procedures, the 10 V V_p and a 1 000 division dial will be assumed unless otherwise stated. A different V_p or means of controlling it may affect some of the details of the tests, but not the methods.)

The generator shall be provided with at least two outputs, each with its own back terminating resistor, and with a common source resistance r_o of 0,5 Ω or less. An additional output for triggering the oscilloscope sweep is highly desirable, but is not shown in figure 3.

Generators shall be operable both at and away from the power line frequency as a means of uncovering hum pickup in the system under test (if hum is present, a generator operated at the power line frequency will not uncover it).

3.2.1 *Pulse generator, preamplifier tests*

It is recommended that the pulse generator produce a flat topped pulse, although a tail pulse can be used for all tests except examination of the preamplifier's exponential recovery to the baseline. Here, a rectangular pulse shall be used for the test because the decay of a tail pulse signal will be confused with that of the preamplifier (see subclause B.1.1 and clause C.1).

For the determination of t_r , the generator signal shall have a rise time $\leq 1/3$ that of the preamplifier's and shall have a faster settling time than that of the preamplifier's. Flat-topped pulse generators with $t_r \leq 1$ ns are commercially available (but not with 10-turn dials). Mercury relay tail pulse generators are available with $t_r \leq 5$ ns (see B.1.1). When testing preamplifiers for use with scintillation detectors, the generator t_r shall first be shorter than that of the preamplifier in order to examine it for incipient instability (excessive ringing), then be adjusted to match the t_r of the scintillator if it is longer than the t_r of the preamplifier. Usually, shunting the output terminal of the generator with a capacitor of appropriate size can be used to adjust t_r (if connections are short to avoid ringing). When testing preamplifiers for use with semiconductor and gas-filled detectors,

du préamplificateur. Il est habituellement possible de shunter la borne de sortie du générateur avec un condensateur de valeur appropriée, pour régler le temps de montée t_m (si les connexions sont courtes pour éviter les oscillations sur l'impulsion). Lors des essais de préamplificateurs destinés à être utilisés avec des détecteurs semiconducteurs ou des détecteurs à gaz, le temps de montée t_m du générateur doit être $\leq 1/3$ du temps de montée le plus court de l'ensemble combiné détecteur-préamplificateur (voir 2.1.2).

3.2.2 Générateur d'impulsions, essais de l'amplificateur principal

Il convient d'utiliser un générateur d'impulsions rectangulaires (voir B.1.2), mais il est également possible d'utiliser un générateur d'impulsions à long front de descente. Lors des essais de surcharge ou de fonctionnement P/Z, l'utilisation d'une impulsion à long front de descente est obligatoire. Il est possible d'obtenir une impulsion à long front de descente à partir d'une impulsion à sommet horizontal, en interposant un condensateur de type film entre le générateur et l'atténuateur, ou entre l'atténuateur et sa résistance d'adaptation de sortie. La première disposition est recommandée car l'atténuateur agit comme un tampon contre les variations de charge à sa sortie.

3.3 Atténuateur à pas (à échelons)

L'atténuateur peut faire partie du générateur ou être un élément externe à celui-ci. S'il fait partie du générateur, il est recommandé que son entrée soit accessible afin de permettre le contrôle de l'étalonnage. Il est également recommandé que les pas de l'atténuateur soient adaptés aux pas du réglage grossier du gain de l'amplificateur principal. On utilise la séquence courante: $x\sqrt{2}$, $x2$, $x5$, $x10$, $x10$, $x10$, pour un facteur d'atténuation maximal de $\sqrt{2} \times 10^4$. La stabilité et la précision des résistances de raccordement de sortie, internes et externes, doivent être de la même qualité que celles utilisées dans l'atténuateur. Avec tous les échelons mis en service, l'imprécision ne doit pas dépasser 1 % du signal de sortie prévu pour cette position des commutateurs.

Il est possible d'étalonner chaque pas de l'atténuateur, en appliquant une tension continue à l'entrée, en mesurant cette tension à l'aide d'un voltmètre à affichage numérique et en mesurant la tension de sortie à l'aide de ce voltmètre à affichage numérique.

3.3.1 Adaptation terminale de l'atténuateur

Si l'atténuateur n'est chargé par aucune résistance autre que sa résistance d'adaptation de sortie R_o et si la résistance interne de l'atténuateur est R_o , le retrait de l'adaptation de sortie entraîne une multiplication par deux de la tension de sortie. Si l'atténuateur est chargé par l'impédance d'entrée du dispositif suivant, la tension sera inférieure au double de sa valeur initiale.

Si la résistance interne de l'atténuateur est autre que R_o , la tension de sortie ne sera pas multipliée par deux lorsque R_o est retirée, aux faibles atténuations, mais elle sera pratiquement doublée par les atténuations $\geq x10$. A titre d'exemple extrême, même si la résistance interne est égale à zéro et que le facteur d'atténuation est $x10$, le multiplicateur de tension sera de 1,98 lorsque le raccordement de sortie est retiré; si le facteur d'affaiblissement est $x5$, le multiplicateur sera de 1,92.

Si la résistance interne de l'atténuateur est R_o , les échelons ne seront pas affectés par l'absence de résistance à l'extrémité de sortie, c'est-à-dire que la tension, apparaissant à la sortie, sera réduite d'exactly N fois lorsque l'échelon xN de l'atténuateur est commuté, indépendamment du raccordement de sortie.

the t_r of the generator shall be $\leq 1/3$ that of the shortest t_r of the detector preamplifier combination (see 2.1.2).

3.2.2 Pulse generator, main amplifier tests

A rectangular pulse generator is recommended (see subclause B.1.2), but a tail pulse generator may be used. When testing overload or P/Z operation, use of a tail pulse is mandatory. A tail pulse can be obtained from a flat-topped pulse by interposing a film-type capacitor between the generator and the attenuator or between the attenuator and its terminating resistor. The former location is preferred because the attenuator acts as a buffer against variations in loading at the output of the attenuator.

3.3 Step attenuator

The attenuator may be part of the generator or external to it. If internal, it is recommended that its input be accessible to aid in checking the calibration. It is also recommended that the attenuator steps match the coarse-gain steps of the main amplifier. A popular sequence is $x\sqrt{2}$, $x2$, $x5$, $x10$, $x10$, $x10$, for a maximum attenuation factor of $\sqrt{2} \times 10^4$. The stability and accuracy of the terminating resistors, internal and external, shall be as good as those used in the attenuator. With all steps switched in, the spurious feed-through shall not exceed 1 % of the output signal expected from the switch settings.

Each step of the attenuator can be calibrated by applying a d.c. voltage to the input, measuring that voltage with a digital voltmeter (DVM), then measuring the output with the DVM.

3.3.1 Attenuator termination

If the attenuator is loaded by no other resistor than its output termination R_o and if the source resistance for the attenuator is R_o , removing the output termination doubles the output voltage. If the attenuator is loaded by the input impedance of the following device, the voltage will be less than doubled.

If the source resistance for the attenuator is other than R_o , the output will not double when the termination is removed at low attenuation, but will nearly double for attenuations $\geq x10$. As an extreme example, if the source resistance is zero and the attenuation factor is $x10$, the voltage multiplier will be 1,98 when the output termination is removed; if the attenuation factor is $x5$, the multiplier will be 1,92.

If the source resistance for the attenuator is R_o , the step factors are unaffected by misterminalion at the output end, i.e. whatever voltage appears at the output will be reduced exactly N times when the xN attenuator step is switched in, regardless of the output termination.

Un atténuateur sans adaptation de sortie présente une résistance égale à R_0 à la charge; lorsque il est muni d'une adaptation de sortie, la résistance interne est égale à $R_0/2$.

Les erreurs des facteurs d'atténuation, dus à la tolérance sur les résistances, s'additionnent algébriquement, au fur et à mesure que les échelons sont commutés.

3.4 Boîtier de condensateur

Le circuit d'un boîtier de condensateur est indiqué dans le montage d'essai illustré à la figure 3. La précision du condensateur de couplage C_c doit être connue avec une erreur $\leq 1\%$ (voir l'article B.2 et le paragraphe B.2.1). Le boîtier doit également comporter un groupe de condensateurs-shunts commutables, en nombre suffisant pour couvrir la plage de la capacité d'entrée pour laquelle le préamplificateur a été conçu. Le condensateur C_c doit être blindé ou isolé de l'interrupteur du condensateur-shunt, de sorte qu'une modification de sa position n'affecte pas la capacité entre-bornes du condensateur C_c . (Il en est de même pour la capacité de test interne du préamplificateur (C_{test}))

Les condensateurs doivent être constitués de matériaux isolants à faibles pertes, tels que le quartz, la porcelaine, les céramiques à faibles pertes, le polystyrène, ou le polycarbonate. Les matériaux diélectriques tels que le polyester, le mica, et la céramique à constante diélectrique élevée, ne sont pas adaptés. Tous les autres isolants contenus dans le boîtier (interrupteurs, connecteurs) doivent être constitués à partir de matériaux à faibles pertes, tels que les hydrocarbures fluorés ou les matériaux à partir desquels les condensateurs sont fabriqués.

3.5 Amplificateur de mise en forme

Lorsqu'il est utilisé pour mesurer le bruit du préamplificateur, l'amplificateur de mise en forme doit comporter un circuit de filtrage quasi-gaussien (voir l'article A.2). Le temps de mise en forme $t_{0,5}$ doit être spécifié. L'effet du RLB sur les mesures de bruit doit être éliminé (voir l'article C.2).

3.6 Voltmètre alternatif

Le voltmètre doit avoir une réponse moyenne en signaux bipolaires ou une réponse efficace vraie en signaux bipolaires, avec un facteur de crête qui ne doit pas être inférieur à quatre. Pour les mesures de bruit série sur un amplificateur avec mise en forme CR- (RC)⁴, le produit $LB \times t_{1/2}$ ne doit pas être inférieur à $3,8/\sqrt{\theta}$, et pour le bruit parallèle, pas inférieur à $1,6/\sqrt{\theta}$, où LB est la largeur de bande à 3 dB exprimée en MHz de l'instrument de mesure, $t_{1/2}$ est l'index de mise en forme exprimé en μs et θ est l'erreur admissible exprimée en pourcentage (voir l'article B.3 et les paragraphes B.3.1 et B.3.2).

3.7 Oscilloscope

L'oscilloscope doit avoir une entrée à couplage continu, un déclenchement de balayage externe, un retard interne suffisant pour permettre l'observation du front avant d'un signal d'entrée et un temps de montée $\leq 1/3$ du temps de montée t_m le plus court à observer ou à mesurer. Pour les mesures de fluctuations du temps de recouvrement, l'oscilloscope doit également présenter un balayage retardé, avec une vitesse de balayage proportionnée au déplacement à mesurer.

An unterminated attenuator presents a source resistance of R_0 to the load; terminated, the source resistance is $R_0/2$.

Errors in the attenuation factors due to resistor tolerance accumulate algebraically as steps are switched in.

3.4 Capacitor box

The circuit of a capacitor box is shown in the test set-up of figure 3. The coupling capacitor C_c shall be known with an error of $\leq 1\%$ (see clause B.2 and subclause B.2.1). The box shall also contain a group of switchable shunt capacitors, enough to span the range of input capacitance for which the preamplifier was designed. C_c shall be shielded or isolated from the shunt capacitor switch so that changing its setting does not affect the through capacitance of C_c . (The same applies to the internal preamplifier test capacitance (C_{test})).

Capacitors shall be made with low-loss insulation, such as quartz, porcelain, low-loss ceramic, polystyrene or polycarbonate. Dielectric materials such as polyester, mica and high dielectric constant ceramic are unsuitable. All other insulators within the box (switches, connectors) shall be of low-loss materials such as fluorocarbons or the materials of which the capacitors are made.

3.5 Shaping amplifier

When used to measure preamplifier noise, the shaping amplifier shall contain a quasi-Gaussian filter network (see clause A.2). The shaping time $t_{0.5}$ shall be specified. The influence of the BLR on noise measurements shall be removed (see clause C.2).

3.6 A.C. voltmeter

The voltmeter shall have full-wave average response or full-wave true-r.m.s. response with a crest factor not less than four. For measurements of series noise on an amplifier with $CR-(RC)^4$ shaping, $BW \times t_{1/2}$ shall be not less than $3,8/\sqrt{\theta}$, and for parallel noise, not less than $1,6/\sqrt{\theta}$, where BW is the 3 dB bandwidth in MHz of the meter, $t_{1/2}$ is the shaping index in μs , and θ is the permissible error in percent (see clause B.3 and subclauses B.3.1 and B.3.2).

3.7 Oscilloscope

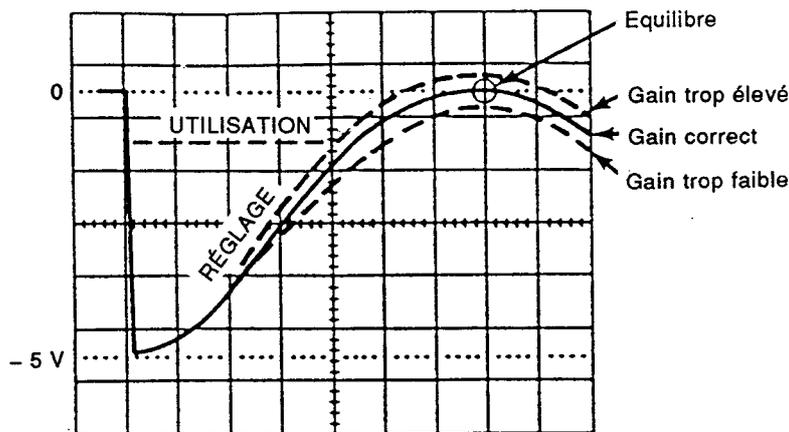
The oscilloscope shall have a d.c. coupled input, have external sweep triggering, shall have sufficient internal delay for observing the leading edge of an input signal and shall have a rise time $\leq 1/3$ of the shortest t_r to be observed or measured. For measurements of crossover walk, the oscilloscope shall also have a delayed sweep with the sweep speed commensurate with the walk to be measured.

3.8 Pont de non-linéarité

Un pont de non-linéarité se compose principalement de résistances montées en série (chacune ayant normalement une valeur de 1 kΩ), dont une est reliée à l'amplificateur soumis aux essais et l'autre est reliée au générateur de signaux (voir le bloc-pont illustré à la figure 3). Si les deux signaux sont de polarité opposée, mais d'amplitude similaire, un équilibre se produit au niveau du pic (figure 4). Lors des essais de l'amplificateur principal, la variation du signal du générateur n'affectera pas l'équilibre, si l'amplificateur est parfaitement linéaire; mais une telle variation, par contre, affectera l'équilibre si l'amplificateur n'est pas linéaire.

Dans le circuit du pont générant les formes d'ondes indiquées dans la figure 4, il y a un interrupteur qui, lorsqu'il est déplacé vers la position «réglage», entraîne la coupure de l'amplificateur (voir figure B.5). Cela réduit le gain à x0,5 et augmente la gamme dynamique du pont à ± 5 V. Cette baisse de sensibilité facilite l'obtention d'un équilibre rapide d'essai; la forme d'onde résultante est une de celles qui sont indiquées dans la figure 4, suivant la trajectoire «réglage». (En l'absence de l'impulsion de l'amplificateur, le signal du générateur se positionnera suivant la ligne -5 V. Le sommet de l'impulsion du générateur peut être considéré comme la ligne de base pour l'impulsion de l'amplificateur.) Dans la position «utilisation», le gain est multiplié par 10 et la trajectoire du signal suit la ligne -1 V. Cela permet à la sensibilité de l'oscilloscope d'être augmentée jusqu'à 0,2 V/DIV.

Pour que l'oscilloscope ait une sensibilité adéquate sans être soumis à une surcharge, le pont doit avoir un amplificateur incorporé présentant un gain de x10, un temps de montée inférieur ou égal à 50 ns, une gamme de sortie linéaire d'environ ± 0,5 V et une tension de saturation ne devant pas dépasser ± 1 V. Les bras du pont ne doivent pas être sensibles à la température, de sorte que le chauffage transitoire engendré par les signaux de l'amplificateur et du générateur, ne provoque pas de déséquilibre dans le pont lui-même. Il est également nécessaire que la résistance d'entrée demeure constante sur une plage d'au moins ± 10 V. Au moment de la rédaction de cette norme, les ponts de ce type ne sont pas commercialisés, mais il est possible d'en construire un sur la base des informations fournies à l'article B.4.



CEI 802/92

NOTE - Voir le texte pour la signification des termes «UTILISATION» et «RÉGLAGE».

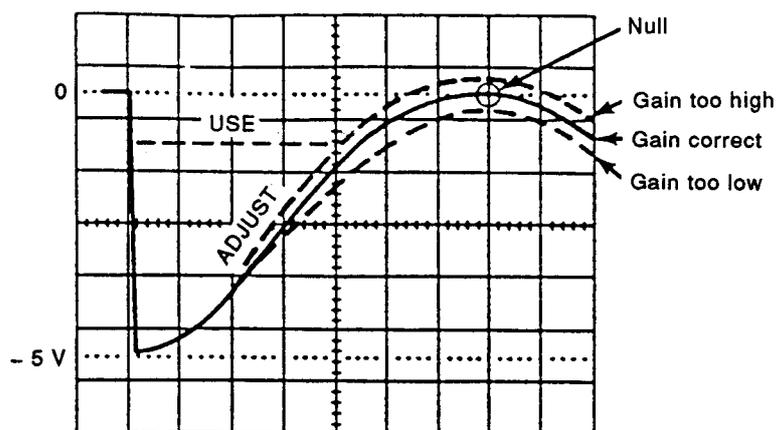
Figure 4 - Oscillogramme d'équilibre de pont

3.8 Nonlinearity bridge

A nonlinearity bridge basically consists of two series-connected resistors (usually 1 k Ω each), one of which is connected to the amplifier under test, the other to the signal generator (see the bridge block in figure 3). If the two signals are of opposite polarity but alike in amplitude, a null will occur at the peak (figure 4). In testing the main amplifier, varying the generator output will not change the null if the amplifier is perfectly linear, but will if it is nonlinear.

In the bridge circuit that produces the waveforms shown in figure 4, there is a switch that disconnects the amplifier when moved to the "adjust" position (see figure B.5). This reduces the gain to x0,5 and increases the dynamic range of the bridge to ± 5 V. This reduction in sensitivity facilitates a quick trial balance; the resulting waveform is one of those shown in figure 4 along the "adjust" trajectory. (In the absence of the amplifier pulse, the generator signal will lie along the -5 V line. The top of the generator pulse can be considered as the baseline for the amplifier pulse.) In the "use" position, the gain is x10 and the signal trajectory follows the -1 V line. This allows the oscilloscope sensitivity to be increased to 0,2 V/DIV.

For the oscilloscope to have adequate sensitivity without being subjected to overload, the bridge shall have a built-in amplifier with a gain of x10, a rise time not greater than 50 ns, a linear output range of approximately $\pm 0,5$ V and a saturation voltage not over ± 1 V. The bridge arms shall be temperature insensitive so that transient heating caused by the amplifier and generator signals does not cause unbalance in the bridge itself. It is also necessary that the input resistance remains constant over a range of at least ± 10 V. Bridges of this type are not commercially available at this writing but one may be constructed from the information given in clause B.4.



IEC 802/92

NOTE - See text for the meaning of "USE" and "ADJUST".

Figure 4 - Oscillogram of bridge balance

3.9 Etalonnage de l'oscilloscope par rapport au générateur

Pour des mesures telles que le gain, la sensibilité à la charge et le bruit, les tensions de sortie et d'entrée apparaissent dans les équations en tant que rapports; aucune des tensions ne nécessite de précision individuelle, mais il est nécessaire que l'oscilloscope soit étalonné par rapport au générateur. La procédure se présente comme suit:

- 1) connecter l'oscilloscope à l'une des bornes de sortie directe du générateur;
- 2) régler la tension de sortie du générateur sur 5,00 V, comme indiqué par son ou ses commutateurs de réglage;
- 3) à une vitesse de balayage susceptible d'être utilisée pour les mesures relatives à l'amplificateur, régler la sensibilité verticale de l'amplificateur pour une déviation de 5,00 DIV sur la trace, (forme d'onde à centrage vertical. «DIV» se rapporte aux principales divisions du graticule, et «div» aux divisions secondaires du graticule).

Lorsqu'un générateur d'impulsions à long front de descente est utilisé, il convient d'effectuer l'étalonnage à l'angle avant supérieur de l'impulsion, c'est-à-dire, à l'endroit où la projection du front avant (dans la direction ascendante) rencontre la projection de la queue exponentielle (dans la direction orientée vers le temps zéro), ce qui permet de moyenniser une éventuelle suroscillation de l'impulsion.

Avec un graticule classique de tube cathodique, une déviation de 5 DIV va inclure 25 div (voir figure 5). Avec une trace étroite et bien concentrée, coupant les lignes horizontales du graticule au niveau de la ligne de base et du sommet de l'impulsion, il est possible d'obtenir une reproductibilité de moins de 0,1 div, assurant ainsi une précision supérieure à 0,5 %. Dans la mesure du possible, il convient de préserver l'étalonnage par un réglage interne de l'oscilloscope ou du générateur, de sorte que la commande de réglage de la sensibilité variable située sur la platine avant puisse être fixée à pleine échelle. L'étalonnage doit être vérifié avant chaque essai.

Dans la mesure du possible, les essais décrits dans la présente norme ont été conçus de manière à maintenir la déviation de la trace à 5,00 DIV, supprimant ainsi la non-linéarité de l'oscilloscope comme source d'erreur. La précision peut être améliorée 100 fois, si le pont de non-linéarité est utilisé pour comparer les signaux issus de l'amplificateur et du générateur, mais ceci est rarement nécessaire.

4 Mesures et spécifications relatives à l'amplificateur principal

Il est généralement recommandé de ne pas utiliser de préamplificateur, lors de mesures relatives à l'amplificateur principal. Comme source du signal, il convient d'utiliser un générateur d'impulsions à long front de descente, ou un générateur d'impulsions rectangulaires. En cas d'utilisation d'un préamplificateur, il est préférable d'utiliser un générateur d'impulsions rectangulaires, mais l'utilisation d'un générateur d'impulsions à long front de descente n'est pas exclue, si les conditions décrites à l'article C.1 sont satisfaites.

4.1 Paramètres de mise en forme

La figure 5 illustre des impulsions quasi-gaussiennes unipolaires et bipolaires. L'impulsion bipolaire est obtenue à partir de l'impulsion unipolaire, en ajoutant un différenciateur CR, au circuit de mise en forme unipolaire. Les paramètres intéressants ont été décrits en 2.3 et illustrés à la figure 5.

3.9 Oscilloscope/generator calibration

For measurements such as gain, charge sensitivity and noise, the output and input voltages appear in equations as ratios; neither voltage need be individually accurate, but it is necessary that the oscilloscope be calibrated against the generator. The procedure is as follows:

- 1) connect the oscilloscope to one of the direct output terminals of the generator;
- 2) adjust the generator output to 5,00 V as indicated by its dial(s);
- 3) at a sweep speed likely to be used for amplifier measurements, adjust the oscilloscope vertical sensitivity for 5,00 DIV trade deflection (vertically centered waveform. "DIV" refers to major graticule divisions, and "div" to minor graticule divisions).

When a tail pulse generator is used, the calibration should be made at the top leading corner of the pulse, that is, where the projection of the leading edge (in the upward direction) meets the projection of the exponential tail (in the direction towards zero time), averaging any ringing that may be present.

With the usual CRT graticule, 25 div will be included within a 5 DIV deflection (see figure 5). With a narrow, well-focused trace splitting horizontal graticule lines at the baseline and the top of the pulse, a resettability of less than 0,1 div is possible yielding a precision of better than 0,5 %. If possible, the calibration should be fixed by internal adjustment of the oscilloscope or generator so that the variable sensitivity control on the front panel can be fixed at full scale. The calibration shall be checked before each test run.

Wherever possible, the tests described here are designed to keep the trace deflection at 5,00 DIV, thereby eliminating oscilloscope nonlinearity as a source of error. The precision can be enhanced 100 times if the nonlinearity bridge is used to compare the signals from amplifier and generator but this is rarely necessary.

4 Main amplifier measurements and specifications

Generally a preamplifier should not be used when making main amplifier measurements. The source of the signal should be either a tail or rectangular pulse generator. If a preamplifier is used, a rectangular pulse generator is preferred, but a tail pulse generator may be used if the conditions described in clause C.1 are met.

4.1 Pulse-shape parameters

Unipolar and bipolar quasi-Gaussian pulses are shown in figure 5. The bipolar pulse is derived from the unipolar pulse by adding a CR differentiator to the unipolar shaping network. The parameters of interest are listed in 2.3 and shown in figure 5.

Dans cette figure, la même échelle de temps représente à la fois les impulsions unipolaires et les impulsions bipolaires. Pour ce qui concerne les traces extérieures, le facteur d'échelle verticale, relatif aux fronts avant et arrière, a été grossi 10 fois, pour indiquer l'emplacement des points à 1 %.

4.1.1 Terminologie du panneau avant, mise en forme unipolaire

Si la platine avant d'un amplificateur principal, fabriqué à l'échelle industrielle, comporte un commutateur de temps de mise en forme, l'étalonnage doit être effectué en unités de $t_{1/2}$, exprimées en ns, en μ s ou en ms, lorsque l'amplificateur est en mode de mise en forme unipolaire, et le bouton doit être désigné par «INDEX DE MISE EN FORME» ou «INDEX» ou « $t_{1/2}$ » ou toute variante qui indique clairement que la durée de l'impulsion mise en forme est $t_{1/2}$. Il n'est pas exclu que d'autres paramètres puissent apparaître sur la platine avant de l'amplificateur principal, mais ces derniers doivent être clairement présentés comme des caractéristiques secondaires par rapport à celle qui se rapporte à $t_{1/2}$. Lorsque deux modes de fonctionnement unipolaires sont possibles (tels que les modes quasi-gaussien et quasi-triangulaire), si $t_{1/2}$ est différent pour chacun des deux modes, un facteur de multiplication, permettant de les relier, doit apparaître sur la platine, ou alors le commutateur doit être tel que les deux formes d'ondes soient étalonnées séparément.

Jusqu'à présent, certains fabricants ont calibré le commutateur de temps de mise en forme en unités de t_p . A l'exception du circuit de mise en forme unipolaire en \sin^6 , $t_{1/2}$ est numériquement différent de t_p (voir tableau A.2). Avec le circuit en \sin^6 , le facteur reliant $t_{1/2}$ à t_p est très voisin de l'unité: (0,98).

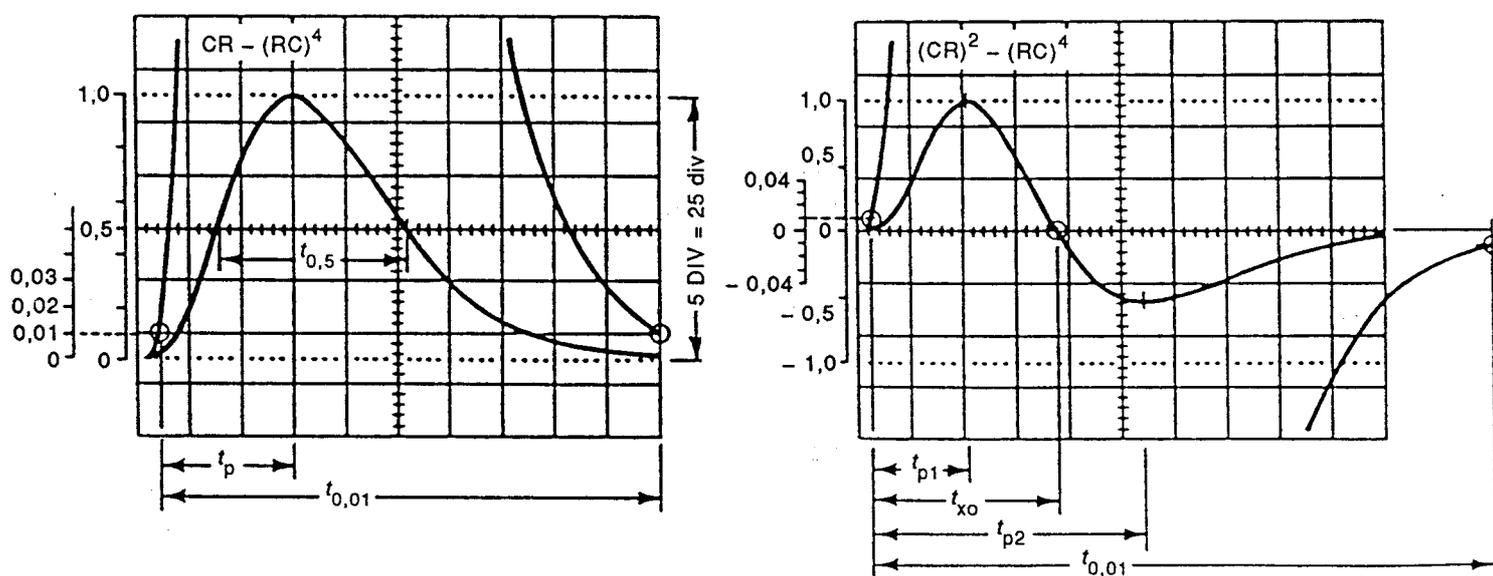


Figure 5 - Impulsions unipolaires (figure gauche) et bipolaires (figure droite)

In this figure the same time scale represents both unipolar and bipolar pulses. For the outer traces, the vertical scale factor for the leading and trailing edges has been magnified 10 times to show where the 1 % points lie.

4.1.1 Front panel nomenclature, unipolar shaping

If the front panel of a commercially manufactured main amplifier contains a shaping-time dial, the calibration shall be in units of $t_{1/2}$ in ns, μ s or ms when the amplifier is in the unipolar shaping mode, and the dial shall be entitled "SHAPING INDEX", "INDEX", " $t_{1/2}$ " or some variation that clearly indicates that the width of the shaped pulse is $t_{1/2}$. Other pulse shaping parameters may appear on the panel but shall be clearly subsidiary to the one referring to $t_{1/2}$. When two modes of unipolar operation are possible (such as quasi-Gaussian and quasi-triangular), if $t_{1/2}$ differs between the two, a multiplying factor that relates them shall appear on the panel, or the dial shall be such that the two waveforms are separately calibrated.

Heretofore, some manufacturers have calibrated the shaping time dial in units of t_p . With the exception of the \sin^6 unipolar shaping network, $t_{1/2}$ is numerically different from t_p (see table A.2). With the \sin^6 network, the factor relating $t_{1/2}$ to t_p is very nearly unity: (0,98).

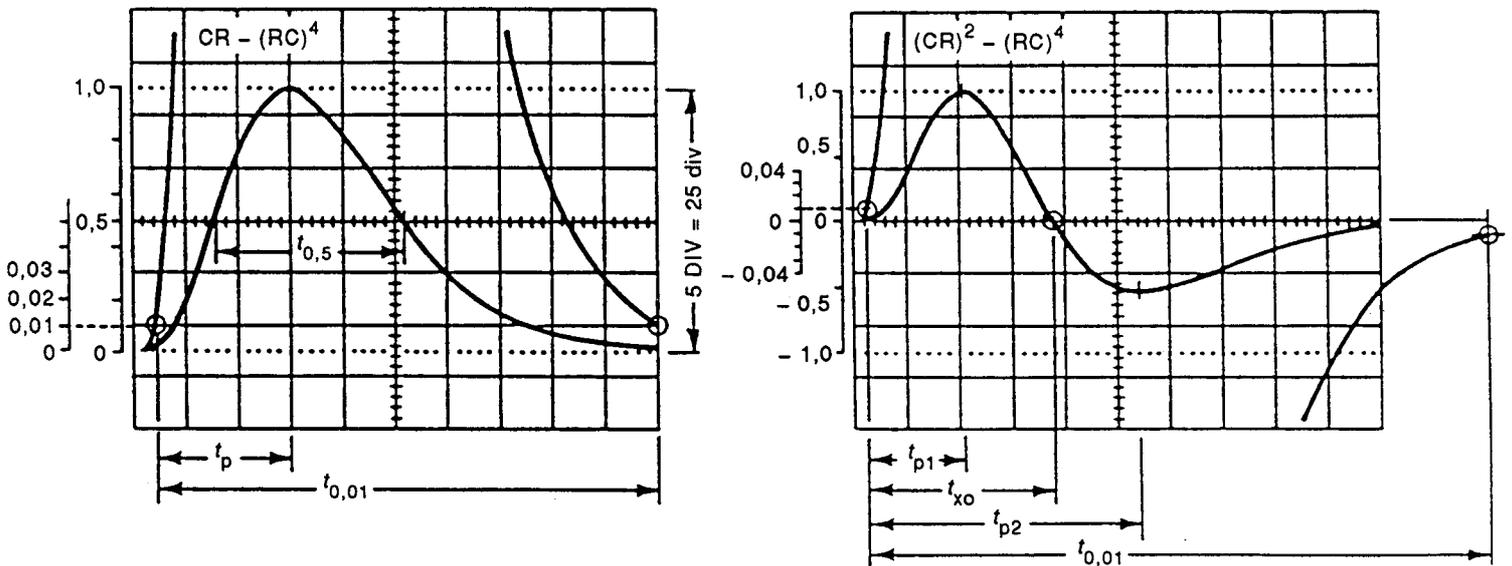


Figure 5 - Unipolar (left) and bipolar (right) pulses

4.1.2 Terminologie du panneau avant, mise en forme bipolaire

Pour la mise en forme bipolaire, dérivée d'un circuit de mise en forme unipolaire, par ajout d'un différenciateur ayant la même constante de temps que le premier, une forme d'onde est générée dont le lobe primaire a une durée légèrement plus importante que le temps $t_{1/2}$ de l'impulsion unipolaire dont elle est issue. L'indication de la durée de l'impulsion bipolaire sur la platine avant est facultative, mais les informations la concernant doivent être comprises dans les spécifications.

4.2 Largeur d'impulsion

- 1) Commencer avec la mise en forme unipolaire et mettre le RLB hors service.
- 2) Si le préamplificateur ne comporte pas de circuit de compensation pôle/zéro automatique, le régler manuellement, de sorte que le front arrière de l'impulsion revienne exactement à zéro.
- 3) Ajuster l'amplitude pour 5,00 DIV sur le tube cathodique et centrer le pic sur une ligne verticale majeure du graticule.
- 4) Augmenter 10 fois la sensibilité verticale, de sorte que 2,5 div représentent 1 % de l'amplitude de l'impulsion.

Dans la figure 5, t_p représente la différence de temps entre l'emplacement du pic et le point 1 % encerclé. (Noter que 5 DIV = 25 div.)

Il est également possible de mesurer la durée $t_{0,01}$ à cet instant; pour obtenir la plus grande précision possible, il est préférable que le point avant à 1 % soit placé sur une ligne verticale majeure du graticule et que le temps de balayage soit réglé de sorte que l'impulsion occupe au moins 5 DIV horizontalement.

Pour mesurer $t_{0,5}$, revenir à la sensibilité initiale, centrer le point avant à 50 % sur une ligne verticale du graticule, et déterminer le temps mis pour atteindre le point arrière à 50 %. En appliquant les méthodes précédentes, mesurer les points intéressants sur l'impulsion bipolaire.

4.3 Restitution après surcharge

Le temps de restitution en régime de surcharge doit être inclus dans les spécifications relatives à l'amplificateur et il doit être spécifié comme le rapport entre les deux intervalles de temps ci-après:

- 1) le temps requis pour que l'impulsion saturante, avec un facteur de saturation déterminé, revienne à un pourcentage défini de V_m ;
- 2) le temps requis pour qu'une impulsion non saturante soit restituée à ce même pourcentage de V_m .

Il appartient au fabricant d'indiquer le facteur de surcharge maximale et le pourcentage de V_m auxquels la restitution est spécifiée, mais la méthode de mesure doit être celle décrite en 4.3.1.

En cas de gain élevé et de surcharge importante, il n'est pas impossible que, dans le signal, des artefacts de la ligne de base, qui seraient invisibles en fonctionnement normal, apparaissent de façon prononcée. Etant donné que la capacité distribuée de la résistance de haute valeur de contre-réaction est susceptible de produire un écart à partir d'une simple décroissance exponentielle et de provoquer un tel artefact, il ne faut pas qu'un

4.1.2 *Front panel nomenclature, bipolar shaping*

For bipolar shaping derived from a unipolar network by the addition of a differentiator with the same time constant as the first one, a waveform is produced in which the primary lobe is slightly wider than $t_{1/2}$ of its progenitor unipolar pulse. Front-panel indication of the bipolar pulse width is optional but that information shall be included in the specifications.

4.2 *Pulse width*

- 1) Begin with unipolar shaping and turn off the BLR.
- 2) If the amplifier does not contain a circuit for automatic P/Z cancellation, adjust it manually so that the trailing edge of the pulse returns exactly to zero.
- 3) Adjust the pulse height for 5.00 DIV on the CRT and centre the peak on a major vertical graticule line.
- 4) Increase the vertical sensitivity 10 times, causing 2.5 div to represent 1 % of the pulse height.

In figure 5, t_p is shown as the time difference between the peak location and the encircled 1 % point. (Note that 5 DIV = 25 div.)

The width $t_{0.01}$ can also be measured at this time; for highest accuracy, the leading 1 % point should be located on a major vertical graticule line and the sweep width should be adjusted to make the pulse occupy at least 5 DIV horizontally.

To measure $t_{0.5}$, return to the original sensitivity, centre the leading 50 % point on a vertical graticule line and determine the time to the trailing 50 % point. Using the preceding methods, measure the points of interest on the bipolar pulse.

4.3 *Overload recovery*

Overload recovery time shall be included in the amplifier specifications and shall be specified as the ratio between the following two time intervals:

- 1) the time required for an overloaded pulse with a stated overload factor to recover to a stated percentage of V_m ;
- 2) the time required for a non-overloaded pulse to recover to that same percentage of V_m .

The maximum overload factor and the percentage of V_m to which recovery is specified are at the option of the manufacturer but the method of measurement shall be the one described in 4.3.1.

At high gain and heavy overload, baseline artifacts in the signal source that would be invisible in normal operation may become prominent. Because the distributed capacitance across the high-megohm feedback resistor in the preamplifier can cause departure from a simple exponential decay and cause such an artifact, a preamplifier shall not be part of the signal chain during tests of overload recovery time. Instead, a tail pulse generator shall be the

préamplificateur fasse partie de la chaîne du signal, lors des essais relatifs au temps de restitution en régime de surcharge. A la place du préamplificateur, il est nécessaire d'utiliser un générateur d'impulsions à long front de descente comme source du signal. Le temps de restitution en régime de surcharge doit être spécifié pour une constante de temps de décroissance du signal, supérieur ou égal à 50 μ s, et cette constante de temps doit être incluse dans les spécifications relatives à la restitution en régime de surcharge. Si l'amplificateur comporte un RLB ou un circuit de compensation pôle/zéro, ou les deux à la fois, et si les caractéristiques de surcharge dépendent des réglages relatifs à ces circuits, ceci doit être indiqué dans les spécifications.

Pour l'amplificateur principal, le gain minimal réel est $\times 2$ (s'il est inférieur, le préamplificateur sera saturé à un taux de comptage trop faible pour être utilisable). Si, à ce niveau de gain minimal, un signal de générateur d'amplitude $V_m/2$ est appliqué à l'entrée de l'amplificateur principal, le signal de sortie sera égal à V_m . Si le gain est, à présent, réglé à son maximum, l'amplificateur sera surchargé d'un facteur égal à la dynamique de réglage de son gain. La spécification relative au temps de restitution en régime de surcharge ne doit pas indiquer un facteur de surcharge supérieur à la dynamique de réglage du gain de l'amplificateur principal, car un facteur supérieur à la valeur indiquée exige:

- 1) une condition de fonctionnement irréaliste du préamplificateur;
- 2) un signal de sortie en circuit ouvert, issu du générateur d'impulsions à long front de descente, supérieur à 10 V.

4.3.1 Temps de restitution après surcharge, unipolaire

- 1) Raccorder la sortie du générateur à sa résistance caractéristique et ne pas enlever l'adaptation de sortie pendant toute la durée de l'essai. Un atténuateur n'est pas requis et ne doit pas être utilisé.
- 2) Si un RLB ou une commande automatique P/Z, ou les deux à la fois, font partie de l'amplificateur et sont réglables par l'utilisateur, inclure dans les spécifications les réglages avec lesquels les essais sont effectués.
- 3) Régler l'amplificateur au gain minimal, ajuster le générateur pour générer une tension électrique V_m au niveau de la borne de sortie du générateur et régler l'oscilloscope de manière à obtenir une amplitude de 5 DIV sur le tube cathodique.
- 4) Augmenter la sensibilité de l'oscilloscope d'un certain facteur qui place le niveau désiré de «restitution» sur une ligne horizontale du graticule (par exemple en 4.1 et dans la figure 5, une multiplication par 10 de la sensibilité a placé le niveau 1 % à 2,5 div de la ligne de base).
- 5) Régler le gain au niveau de surcharge désiré et, dans des amplificateurs ayant des circuits de compensation P/Z non automatiques, ajuster le réglage de la compensation pôle/zéro de manière à obtenir la meilleure restitution possible de la ligne de base. Le réglage pôle/zéro ne doit pas être modifié jusqu'à la fin de l'essai.
- 6) Ajuster la largeur de balayage de l'oscilloscope de sorte qu'un nombre entier de DIV soit compris entre les repères du front avant et du front arrière (par exemple 8 DIV). Pour ce réglage, il n'est pas nécessaire que le balayage soit en mode étalonné.
- 7) Revenir, finalement, au réglage de gain minimal et, sans toucher aux réglages du balayage, compter les divisions comprises entre les fronts avant et arrière, au niveau de restitution voulu. La restitution de la surcharge en fonction du temps est le rapport entre la durée des impulsions en surcharge et celle des impulsions à la limite de la surcharge.

source of the signal. The overload recovery time shall be specified for a signal decay time constant of 50 μ s or more, and that time constant shall be included as part of the overload recovery specifications. If the amplifier contains a BLR or an automatic P/Z-cancellation circuit, or both, and if overload performance depends on the settings of those circuits, that fact shall be stated in the specifications.

The minimum practical gain for the main amplifier is x2 (if it is lower, the preamplifier will saturate at a counting rate too low to be useful). If, at that minimum gain, a generator signal of amplitude $V_m/2$ is applied to the input of the main amplifier, the output signal will be V_m . If now the gain control is advanced to its maximum setting, the amplifier will be overloaded by a factor equal to the range of its gain control. The overload recovery time specification shall not specify an overload factor greater than the gain control range of the main amplifier because to do so requires:

- 1) an unrealistic operating condition for the preamplifier;
- 2) a tail pulse generator open circuit output signal greater than 10 V.

4.3.1 *Overload recovery time, unipolar*

- 1) Terminate the generator in its characteristic resistance and do not remove the termination during the test. An attenuator is not required and must not be used.
- 2) If a BLR or an automatic P/Z control or both are part of the amplifier and are adjustable by the user, include the settings in the specifications at which the tests are made.
- 3) Set the amplifier at minimum gain, adjust the generator to produce V_m at the amplifier's output terminal and adjust the oscilloscope for a 5 DIV pulse height on the CRT.
- 4) Increase the oscilloscope sensitivity by some factor that places the desired "recovery to" level on a horizontal graticule line (for example in 4.1 and figure 5, a x10 increase placed the 1 % level 2,5 div from the baseline).
- 5) Adjust the gain control to the desired overload level and, in amplifiers with non-automatic P/Z cancellation circuits, adjust the P/Z control for best possible baseline recovery. The P/Z setting shall not be changed for the remainder of the test.
- 6) Adjust the oscilloscope sweep width so that an integral number of DIV is included between the leading edge and trailing edge markers (for example 8 DIV). The sweep need not be in a calibrated mode for this setting.
- 7) Finally, return to the minimum gain setting and, without touching the sweep controls, count the divisions included between the leading and trailing edges at the desired recovery level. The overload recovery time is the ratio between the overloaded and incipiently overloaded pulse widths.

EXEMPLE

Pour un index de temps de mise en forme choisi de façon arbitraire, le balayage est ajusté pour une séparation de 8,0 DIV entre les niveaux 1 % de V_m , à un régime de surcharge x1 000. A un niveau de gain minimal, la séparation chute à 3,9 DIV. La restitution de la surcharge en fonction du temps est égale à $8,0/3,9 = 2,1$ durées d'impulsions non surchargées, au niveau 1 %, pour une surcharge multipliée par 1 000.

La restitution de la ligne de base, due aux artefacts de la compensation pôle/zéro, doit être observée au fur et à mesure que le réglage du gain est réduit échelon par échelon, depuis sa valeur maximale. Si, à n'importe quel niveau de réglage du gain, un dépassement négatif ou un palier arrière se développe, la spécification relative à la surcharge en fonction des temps doit être réduite jusqu'à la plage de gain pour laquelle la restitution de la ligne de base n'est pas affectée par les artefacts du circuit de compensation pôle/zéro.

EXEMPLE

Si, dans la procédure précédente, on s'aperçoit que la réduction du réglage du gain, de x1 000 à x500, provoque le développement d'un dépassement négatif dû à une compensation pôle/zéro incomplète, mais qu'aucun changement ultérieur ne se produit pour des réglages en dessous de x500, la spécification relative à la restitution en régime de surcharge décrite dans l'exemple précédent doit être réduite à «2,1 durées d'impulsions non surchargées au niveau 1 %, pour une surcharge x500» (ou toute autre valeur).

Il se peut que le réglage du gain au maximum et le changement d'amplitude du signal, au moyen d'un affaiblisseur par échelons externe, apparaisse comme un moyen également valable pour déterminer le temps de restitution en régime de surcharge. Cela n'est pas le cas, notamment si un générateur d'impulsions à long front de descente à relais au mercure est utilisé comme source du signal. Cela s'explique par le fait que l'impédance d'entrée de l'amplificateur charge l'atténuateur et que, lorsque le réglage est modifié, la charge présente sur le condensateur de stockage dans le générateur est également modifiée. Cette variation de charge affecte le temps de décroissance et la compensation pôle/zéro.

4.3.2 Temps de restitution après surcharge, bipolaire

En mode de mise en forme bipolaire, le temps de restitution en régime de surcharge est mesuré de la même manière que pour la mise en forme unipolaire, mis à part le fait que le critère de restitution est mesuré au niveau du front arrière du second lobe. On s'apercevra que la sensibilité à un réglage incorrect de la compensation pôle/zéro est bien moindre que pour la mise en forme unipolaire, mais il n'est pas toujours possible (dans les amplificateurs à compensation pôle/zéro non automatique), d'omettre ce réglage qui était recommandé en mode unipolaire.

4.3.3 Blocage (paralysie)

A la suite d'une surcharge importante, il est possible que le signal de sortie de l'amplificateur retourne à la ligne de base et donne l'impression d'une restitution normale, alors que l'amplificateur est, en fait, paralysé, c'est-à-dire qu'il a subi une saturation interne telle qu'un signal de faible amplitude ne sera pas transmis à la sortie. Cela peut se produire en mode bipolaire, si la compensation pôle/zéro n'a pas été soigneusement ajustée, ou alors le phénomène peut résulter de la conception de l'amplificateur et/ou du préamplificateur. Une restitution complète est indiquée de manière sensible et précise par l'apparition d'un bruit normal sur la ligne de base: le bruit constitue le signal de faible amplitude mentionné ci-dessus; l'absence de ce signal indique une paralysie.

EXAMPLE

For an arbitrary shaping time index, the sweep is adjusted for an 8,0 DIV separation between the 1 % V_m levels at x1 000 overload. At minimum gain the separation drops to 3,9 DIV. The times-overload recovery is $8,0/3,9 = 2,1$ nonoverloaded pulse widths at the 1 % level for x1 000 overload.

The baseline recovery due to P/Z cancellation artifacts shall be observed as the gain setting is reduced step by step from its maximum. If, at any gain setting, an undershoot or back porch develops, the times-overload specification shall be reduced to that gain range for which the baseline recovery is unaffected by P/Z cancellation artifacts.

EXAMPLE

If in the foregoing procedure it is found that reducing the gain setting from x1 000 to x500 causes an undershoot to develop due to incomplete P/Z cancellation, but no further change occurs for settings below x500, the specification for overload recovery in the previous example shall be reduced to "2,1 nonoverloaded pulse widths at the 1 % level for x500 overload" (or whatever it turns out to be).

It might seem that setting the gain to maximum and changing the signal height by means of an external step attenuator is an equally valid way of determining overload recovery time. It is not, particularly if a mercury relay tail pulse generator is the signal source. The reason is that the input impedance of the amplifier loads the attenuator, and when the setting is changed, the load on the storage capacitor in the generator changes. This change in load affects the decay time and the P/Z cancellation.

4.3.2 Overload recovery time, bipolar

Bipolar overload recovery time is measured in the same way as for unipolar except that the criterion for recovery is measured at the trailing edge of the second lobe. It will be observed that the sensitivity to P/Z misadjustment is less for bipolar shaping than for unipolar, but the adjustment (in non-automatic P/Z-cancellation amplifiers), which should be made in the unipolar mode, may not be ignored.

4.3.3 Blocking (paralysis)

Following a heavy overload, it is possible for the output signal of the amplifier to return to the baseline and give the impression of normal recovery when in fact the amplifier is paralyzed, i.e., internally saturated so that a small-amplitude signal will not be transmitted to the output. This can occur in the bipolar mode if the P/Z compensation has not been carefully adjusted, or the phenomenon may be a consequence of the amplifier and/or preamplifier design. A sensitive and accurate indication of full recovery is the appearance of normal noise level on the baseline: the noise constitutes the low-amplitude signal referred to above, the absence of which is an indication of paralysis.

4.3.4 *Artefacts de la ligne de base*

Au fur et à mesure que le gain est augmenté pour multiplier la surcharge par un facteur de 1 000 ou plus, des vibrations mécaniques de l'induit dans un générateur à relais au mercure rendront les vibrations visibles sur la ligne de base. Ce signal parasite n'est pas dû à la présence d'imperfections dans l'amplificateur, mais à la tension induite dans l'induit du relais, en raison de son mouvement dans le champ magnétique de la bobine de manoeuvre et/ou de la modulation de la résistance au niveau des contacts du relais. Cet artefact peut être identifié en tapant physiquement sur le générateur: si le relais est responsable de cet artefact, l'affichage de l'oscilloscope sera modifié.

4.4 *Etalonnage de la commande de réglage du gain et mesure du gain de l'amplificateur principal*

La méthode la plus précise pour la détermination du gain et pour l'étalonnage de la commande de réglage du gain consiste à comparer les réglages du gain de l'amplificateur avec les échelons sur un atténuateur. Si les repères du commutateur ne sont pas adaptés, il est possible de corriger les différences à l'aide de la commande de réglage de l'amplitude étalonnée sur le générateur. Le principe de base est le suivant: si la tension de sortie de l'amplificateur et la tension d'entrée de l'atténuateur sont rendues égales, le gain de l'amplificateur est numériquement égal au facteur d'affaiblissement par rapport auquel l'affaiblisseur est réglé.

Le montage, illustré dans la figure 3, ne comporte ni préamplificateur, ni pont, ni voltmètre. L'atténuateur ne doit pas avoir d'adaptation de sortie, et il est nécessaire que l'oscilloscope soit préalablement étalonné par rapport au générateur, comme indiqué en 3.9.

4.4.1 *Etalonnage du gain principal (grossier)*

- 1) Régler la commande d'amplitude du générateur à 500.
- 2) Régler le commutateur de réglage du gain principal de l'amplificateur au maximum et les commutateurs de l'atténuateur du générateur pour les faire coïncider avec le réglage du gain principal, c'est-à-dire que si le réglage du gain est de 2 000, il est recommandé que le produit des indications de l'affaiblisseur soit également de 2 000.
- 3) Déplacer la connexion de l'oscilloscope vers la sortie de l'amplificateur et ajuster son gain fin, pour obtenir une déviation de la trace de 5,00 DIV.
- 4) Commuter le gain approximatif à l'échelon inférieur suivant et réduire le réglage de l'affaiblisseur par le même facteur.
- 5) A l'aide de la commande de réglage de l'amplitude du générateur, rétablir la déviation de la trace à 5,00 DIV et noter sur cette commande la variation en pourcentage nécessaire à la réalisation de cette opération. Cette variation en pourcentage représente l'erreur du second échelon du gain par rapport au premier.
- 6) Répéter la procédure pour chaque échelon du gain principal.

Les procédures mentionnées ci-dessus permettront de normer toutes les erreurs par rapport au réglage du gain maximum. Une normalisation à un réglage de gain différent peut être préférée et être tout aussi valable.

La plage du gain principal et l'ordre de succession des échelons doivent être spécifiés, et il est recommandé que la tolérance sur les réglages du gain soit spécifiée.

4.3.4 *Baseline artifacts*

As the gain is raised to increase the overload by a factor of 1 000 or more, mechanical oscillation of the armature in a mercury-relay generator will cause oscillations to become visible on the baseline. This spurious signal is not due to a shortcoming in the amplifier, but to the voltage induced in the relay armature by its movement within the magnetic field of the actuating coil and/or modulation of the resistance at the relay contacts. This artifact can be identified by physically striking the generator: if caused by the relay, the oscilloscope pattern will change.

4.4 *Gain control calibration and main amplifier gain measurement*

The most accurate method of gain determination and gain control calibration is to compare the amplifier gain settings with the steps on an attenuator. If the dial markings do not match, differences can be adjusted with the calibrated pulse height control on the generator. The basic principle is that if the output voltage of the amplifier and the input voltage to the attenuator are made equal, the amplifier gain is numerically equal to the attenuation factor to which the attenuator is set.

The set-up of figure 3 is used without the preamplifier, bridge or voltmeter. The attenuator shall be unterminated and the oscilloscope shall have been calibrated against the generator as described in 3.9.

4.4.1 *Coarse gain calibration*

- 1) Set the generator's pulse height dial at 500.
- 2) Set the amplifier's coarse gain dial to maximum and the generator's attenuator switches to match the coarse gain setting, that is, if the gain control setting is 2 000, the product of the attenuator indications should also be 2 000.
- 3) Move the oscilloscope connection to the output of the amplifier and adjust its fine gain to produce a trace deflection of 5,00 DIV.
- 4) Switch the coarse gain to the next lower step and reduce the attenuator setting by the same factor.
- 5) With the generator pulse height dial, restore the trace deflection to 5,00 DIV and record the percentage change in the dial setting necessary to accomplish this. This percentage change is the error of the second gain step relative to the first.
- 6) Repeat for each of the coarse gain steps.

By following the foregoing procedures, all errors will be normalized with respect to the maximum gain setting. Normalization to a different gain setting may be preferred and is equally valid.

The coarse gain range and step sequence shall be specified, and it is recommended that the tolerance of gain settings be specified as well.

4.4.2 Etalonnage du gain fin

Le montage est identique à celui utilisé pour l'étalonnage du gain approximatif et la procédure est similaire, excepté le fait qu'il est permis d'utiliser tout réglage convenable du gain principal (et tout réglage correspondant de l'atténuateur) comme point de départ. Si le réglage du gain fin couvre une plage inférieure ou égale à un facteur 3, seuls les réglages de l'atténuateur à $x2$ et $x\sqrt{2}$ s'avéreront efficaces si une procédure parallèle à la précédente est scrupuleusement suivie. Un étalonnage plus fin peut être réalisé par comparaison avec le réglage de l'amplitude du générateur.

La plage couverte par le gain fin doit être spécifiée, et il est également recommandé de spécifier la précision de l'étalonnage de la commande de réglage.

4.5 Mesure du bruit

Dans le présent contexte, le RSB est défini comme le rapport du signal de crête au bruit efficace. Dans un amplificateur linéaire, ce rapport ne varie pas entre la sortie et l'entrée, et il s'ensuit que si les deux quantités sont mesurées à la sortie et si le signal d'entrée est connu, le bruit équivalent rapporté à l'entrée est $e_{be} = e_{bs}/A$, où e_{bs} est la valeur efficace du bruit à la sortie de l'amplificateur et A le gain V_a/V_{en} .

Dans le montage illustré dans la figure 3, le préamplificateur et le pont ne sont pas utilisés. Relier l'oscilloscope à la sortie de l'amplificateur et procéder, si nécessaire, au réglage du pôle/zéro (voir C.1). Si l'amplificateur est muni d'un RLB, il peut supprimer une partie du bruit (voir C.2). Par ailleurs, il n'est pas impossible que le système soit soumis à l'action d'un bruit extérieur (voir C.2.1). Les artefacts précédents doivent être impérativement éliminés avant d'effectuer une mesure valable du bruit. Cependant, le captage de bruit à partir du rack d'alimentation dû à la conception physique ou électrique de l'amplificateur ne doit pas être dissimulé en retirant le module du rack.

Etalonner le réglage du gain principal à l'aide du gain fin à une valeur appropriée au milieu de la plage (voir 4.4, 4.4.1). Mettre le générateur hors tension, tout en le laissant relié à l'amplificateur. Noter la tension de bruit e_{bs} à chaque échelon du réglage du gain principal. Si l'instrument de mesure est un instrument à réponse moyenne, les indications doivent être multipliées par 1,13 pour la conversion en volts efficaces. Aucune correction n'est nécessaire avec un instrument de mesure efficace vrai, mais celui-ci doit obligatoirement avoir une largeur de bande adéquate pour la mesure (voir B.3.1).

4.6 Gain de transition du bruit

En utilisant les données fournies par l'essai précédent, établir la courbe de variation de e_{bs} en fonction de A . Une courbe similaire à celle indiquée dans la figure 6 sera obtenue. Il est recommandé que le gain de transition du bruit, défini par l'intersection des deux asymptotes, soit inclus dans les spécifications relatives à l'amplificateur.

4.4.2 *Fine gain calibration*

The set-up is the same as for the coarse gain calibration and the procedure is similar, except that any convenient setting of the coarse gain (and corresponding attenuator setting) may be used as a starting-point. If the fine gain control covers a range of 3:1 or less, only the $\times 2$ and $\times \sqrt{2}$ attenuator settings will prove usable if an exact parallel of the earlier procedure is followed. A finer calibration can be made by comparison with the generator's pulse height control.

The fine gain range shall be specified and it is recommended that the accuracy of the dial calibration be specified as well.

4.5 *Noise measurement*

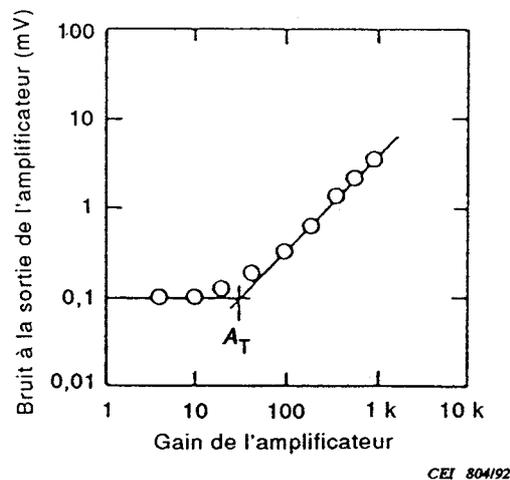
The SNR in the present context is defined as the ratio of peak signal to r.m.s. noise. In a linear amplifier, that ratio does not change from output to input, and it follows that if the two quantities are measured at the output and if the input signal is known, the equivalent input noise is $e_{ni} = e_{no}/A$, where e_{no} is the r.m.s. output noise and A is the gain V_a/V_{in} .

In the set-up of figure 3, the preamplifier and bridge are not used. Connect the oscilloscope to the output of the main amplifier and adjust the P/Z control if necessary (see clause C.1). If the amplifier contains a BLR, it may suppress part of the noise (see clause C.2). Also, the system may be subject to external noise pickup (see C.2.1). The preceding artifacts must be removed before a valid noise measurement can be made. However, noise pickup from the power bin due to the physical or electrical design of the amplifier shall not be covered up by removing the module from the bin.

Calibrate the coarse gain control with the fine gain at a convenient midrange setting (see 4.4, 4.4.1). Turn off the generator, but leave it connected to the amplifier. Record the noise voltage e_{no} at each step of the coarse gain control. If the meter is an average responding meter, the indications shall be multiplied by 1,13 for conversion to r.m.s. volts. No corrections are necessary with a true r.m.s. meter, but it shall have adequate bandwidth for the measurement (see B.3.1).

4.6 *Noise transition gain*

Using the data from the preceding test, graph e_{no} versus A , a curve similar to the one shown in figure 6 will be obtained. It is recommended that the noise transition gain, defined by the intersection of the two asymptotes, be made part of the amplifier's specifications.



CEI 804/92

NOTE - Le gain de transition du bruit est au niveau de A_T .

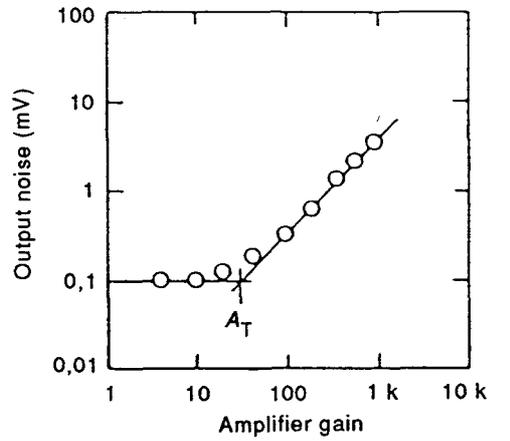
Figure 6 - Bruit à la sortie de l'amplificateur en fonction du réglage du gain

4.7 *Domaine de compensation pôle/zéro*

Fixer le réglage du pôle/zéro à son niveau de compensation maximal. A l'aide d'un montage d'essai composé d'un différenciateur CR réglable, placé entre le générateur et l'amplificateur principal, trouver la constante de temps relative à une compensation pôle/zéro parfaite. Modifier la constante de temps de mise en forme de l'amplificateur et répéter l'opération jusqu'à ce que la condition la plus défavorable soit obtenue, par exemple: si à un temps de mise en forme donné, le réglage du pôle/zéro assure une compensation en réduisant la constante de temps à 35 μ s, mais qu'à un temps de mise en forme différent, la constante de temps n'est que de 45 μ s, cette dernière doit être spécifiée comme la limite inférieure de la compensation pôle/zéro.

4.8 *Non-linéarité*

La courbure des caractéristiques dynamiques V_a en fonction de V_{en} constitue la non-linéarité. La non-linéarité intégrale NL_1 , illustrée dans la figure 7, est définie comme $100 \Delta V_a / V_m$, où ΔV_a est l'écart maximal entre les deux lignes et V_m la tension de sortie maximale nominale d'un amplificateur.



IEC 804/92

NOTE - The noise transition gain is at A_T .

Figure 6 - Output noise versus gain setting

4.7 Pole/zero range

Fix the P/Z control at its maximum compensation. With a test fixture consisting of an adjustable CR differentiator between the generator and the main amplifier, find the time constant for perfect P/Z compensation. Change the shaping time of the amplifier and repeat until the worst-case condition is found, e.g., if at one shaping time the P/Z control will compensate down to a 35 μ s time constant, but at a different shaping time only down to 45 μ s, the latter shall be specified as the lower limit of P/Z compensation.

4.8 Nonlinearity

Curvature of the dynamic characteristic V_a versus V_{in} constitutes nonlinearity. Integral nonlinearity L_1 , which is illustrated in figure 7, is defined as $100 \Delta V_a / V_m$, where ΔV_a is the maximum deviation between the two lines, and V_m is the rated maximum output voltage.

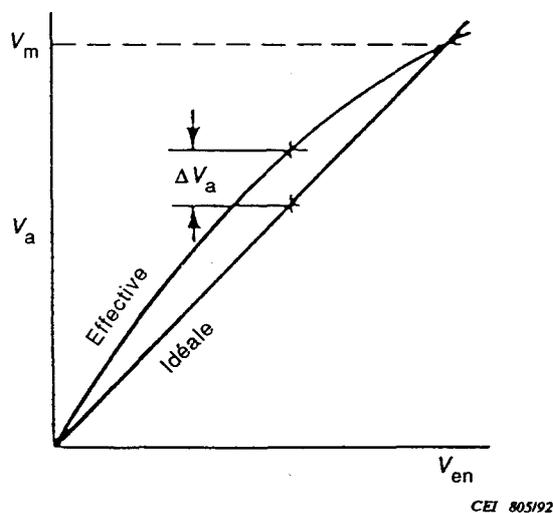


Figure 7 - Caractéristique dynamique illustrant la non-linéarité intégrale

Dans un amplificateur de conception moderne, ΔV_a peut être $\leq 0,01\%$ de V_m au point d'écart maximal. Lorsqu'un pont est utilisé pour mesurer la non-linéarité, l'intersection des lignes à la valeur V_m est établie en annulant le pont en ce point.

Pour mesurer NL_1 , connecter le pont comme indiqué dans la figure 3 et relier l'oscilloscope à l'indicateur de zéro. Régler la tension de sortie du générateur sur la valeur V_m (habituellement 10 V), sa polarité étant opposée à celle de la tension de sortie de l'amplificateur. (Dans les amplificateurs qui ne sont pas capables d'inverser le signal d'entrée, il sera nécessaire d'ajouter un étage inverseur à la voie contenant l'amplificateur soumis aux essais. Pour plus de détails, se reporter à l'article C.3.) Puis, procéder comme suit:

- 1) Régler le gain de l'amplificateur à la valeur x50 environ (proche de la valeur à laquelle il se situerait, pour la mesure d'un rayonnement gamma de 1 MeV au moyen d'un détecteur en germanium).
- 2) Mettre le RLB hors tension et procéder, si nécessaire, au réglage du pôle/zéro.
- 3) Régler le décalage de la composante continue de sortie sur zéro.
- 4) Ajuster l'atténuateur à échelons du générateur et le contrôle du gain fin de l'amplificateur pour établir un équilibre.

Puis diminuer lentement le réglage de la commande du générateur tout en observant la variation de la tension de sortie ΔV_{br} (le cas échéant) du pont. S'il y a une variation, il convient que la tension atteigne un maximum et revienne à zéro lorsque la tension de sortie du générateur est inférieure à 0,5 V. Si la tension ne revient pas à zéro à l'extrémité inférieure, cela peut être dû à un décalage interne consécutif à l'action du RLB, bien que ce dernier ait été mis hors tension à partir de la platine avant. Pour compenser ce phénomène, noter la valeur de ΔV_{br} à environ 0,5 V. Ramener la tension à la valeur V_m , et

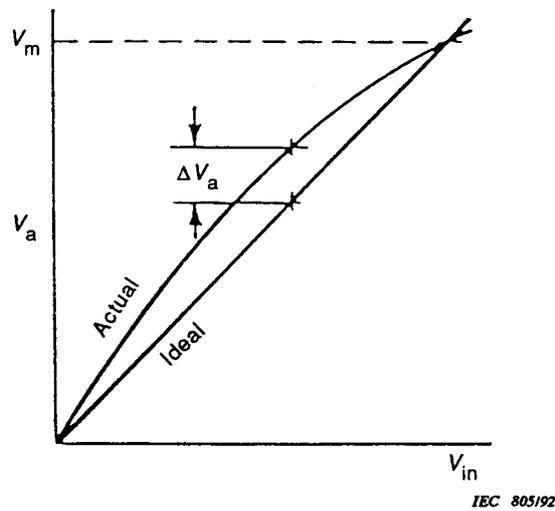


Figure 7 - Dynamic characteristic illustrating integral nonlinearity

In a modern amplifier, ΔV_a may be $\leq 0,01\%$ of V_m at the point of maximum deviation. When a bridge is used to measure the nonlinearity, the intersection of the lines at V_m is established by nulling the bridge at that point.

To measure L_1 , connect the bridge as shown in figure 3 and connect the oscilloscope to the null detector. Set the generator output to V_m (usually 10 V), with the polarity opposite to that of the amplifier output. (In amplifiers that cannot invert the input signal, it will be necessary to add an inverting stage to the path containing the amplifier under test. See clause C.3 for details.) Then proceed as follows:

- 1) Set the amplifier gain to approximately x50 (close to where it might be for a measurement of 1 MeV gamma rays with a germanium detector).
- 2) Switch out the BLR and adjust the P/Z control, if necessary.
- 3) Set the output d.c. offset to zero.
- 4) Adjust the generator step attenuator and the amplifier fine gain control to establish a null.

Then slowly reduce the dial setting of the generator while observing the change in output voltage ΔV_{br} (if any) from the bridge. If there is a change, it should reach a maximum and return to zero when the generator output is below 0,5 V. If the change fails to return to zero at the low end, it may be due to an internal offset generated by the action of the BLR, despite its having been switched off at the front panel. To compensate, note ΔV_{br} at approximately 0,5 V. Return to V_m , and with fine gain control, unbalance the bridge to produce the same ΔV_{br} . (In some amplifiers, it may be necessary to change the zero offset

à l'aide de la commande de réglage du gain fin, déséquilibrer le pont afin d'obtenir la même valeur ΔV_{br} . (Dans certains amplificateurs, il est possible que l'on soit amené à faire varier le décalage du zéro au lieu de faire varier le gain.) Répéter l'essai, en utilisant la valeur crête de ΔV_{br} comme référence à la place du zéro vrai. (Cette valeur crête sera décalée verticalement du spot brillant, au départ du balayage.) S'il est possible de trouver un réglage pour lequel ΔV_{br} ne varie pas dans le domaine situé au-dessus d'une certaine valeur de tension minimale sur le commutateur de commande du générateur, ou si ΔV_{br} varie linéairement dans tout ce domaine, l'amplificateur est linéaire dans ce domaine; dans tout autre cas de figure, il n'est pas linéaire.

La non-linéarité, exprimée en pourcentage de l'impulsion de sortie nominale maximale, doit être spécifiée pour la dynamique de la tension de sortie, l'index de temps de mise en forme et le gain pour lequel les mesures ont été effectuées.

4.9 Résistance interne

La résistance interne r_o peut être mesurée sans avoir à réaliser de connexions internes avec l'amplificateur, dans les cas suivants:

- 1) lorsqu'il n'y a pas de résistance d'adaptation de sortie au niveau de la borne ou des bornes de sortie de l'amplificateur, ou bien
- 2) lorsqu'il y a deux bornes de sortie ou plus, et que chacune d'entre elles est munie de sa propre résistance d'adaptation de sortie (voir figure 8). La méthode de mesure consiste à appliquer une charge au niveau d'une borne de sortie et à mesurer la chute de tension résultante au niveau de la jonction entre r_o et les résistances d'adaptation de sortie (le cas échéant); mesure à partir de laquelle il est possible de calculer r_o (voir l'article C.4).

Le montage d'essai est le même que celui préconisé pour la mesure de la non-linéarité intégrale.

Si l'amplificateur n'a qu'une seule borne de sortie et s'il n'est muni d'aucune résistance d'adaptation en sortie, relier le pont par l'intermédiaire du bras d'un connecteur en T (figure 8a). L'amplificateur étant sans charge, sauf pour le pont, le déséquilibrer à la valeur V_m , puis appliquer une charge R_o à l'autre bras du connecteur en T et noter le déséquilibre ΔV_{br} . La résistance interne s'exprime comme suit:

$$r_o = \frac{\Delta V_{br} R_o}{A_{br} V_m}$$

où

r_o est la résistance interne en ohms

ΔV_{br} est la tension de sortie du pont en volts

A_{br} est le gain de l'amplificateur du pont en volts par volt

V_m est la tension de sortie nominale délivrée par l'amplificateur soumis aux essais en volts

instead of the gain.) Repeat the test, using the peak of ΔV_{br} as the reference instead of a true null. (This peak will be displaced vertically from the bright dot at the start of the sweep.) If an adjustment can be found for which ΔV_{br} does not change in the range above some minimum voltage on the generator dial, or if ΔV_{br} changes linearly over the range, the amplifier is linear in that range, otherwise not.

The nonlinearity expressed as a percentage of rated maximum output shall be given for the output voltage range, shaping time index and gain for which the measurements were made.

4.9 Source resistance

The source resistance r_o can be measured without making internal connections to the amplifier when:

- 1) there are no back terminating resistors at the amplifier output terminal(s), or
- 2) when there are two or more output terminals, each of which has its own back terminating resistor (see figure 8). The method of measurement consists of loading an output terminal and measuring the resulting voltage drop at the junction between r_o and the back terminating resistors (if any) from which r_o can be computed (see clause C.4)

The set-up is the same as for measuring integral nonlinearity.

If the amplifier has only one output terminal with no back terminating resistor, drive the bridge through one arm of a tee connector (figure 8a). With the amplifier unloaded except for the bridge, balance it at V_m , then apply a load R_o to the other arm of the tee and note the null unbalance ΔV_{br} . The source resistance is:

$$r_o = \frac{\Delta V_{br} R_o}{A_{br} V_m}$$

where

- r_o is the source resistance in ohms
 ΔV_{br} is the bridge output in volts
 A_{br} is the bridge-amplifier gain in volts per volt
 V_m is the rated output, in volts, from amplifier under test

Si les bornes de sortie sont reliées à une résistance d'adaptation de sortie, appliquer une charge R_o à une des bornes auxquelles le pont n'est pas relié (figure 8b). Dans ce cas:

$$r_o = \frac{2 \Delta V_{br} R_o}{A_{br} V_m}$$

EXEMPLE

Amplificateur muni d'une résistance d'adaptation de sortie de 50Ω , où:

V_m	=	10 V
Charge externe	=	50Ω
ΔV_{br}	=	60 mV
A_{br}	=	x10

La résistance interne est:

$$r_o = \frac{(2 \times 0,06 \text{ V} \times 50 \Omega)}{(10 \times 10 \text{ V})} = 0,06 \Omega$$

La résistance d'adaptation de sortie doit être spécifiée. Si aucune résistance de raccordement de sortie n'est utilisée, ou s'il y a deux bornes de sortie, ou plus, la résistance de source commune doit être spécifiée.

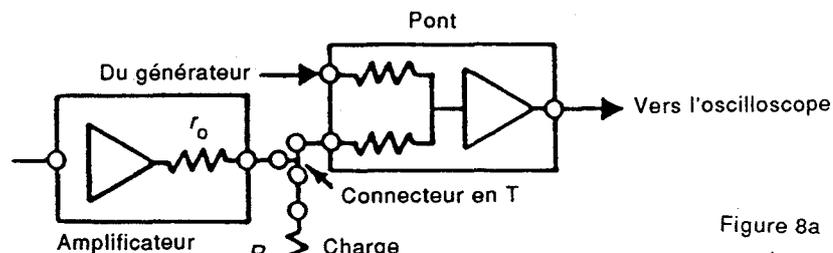


Figure 8a

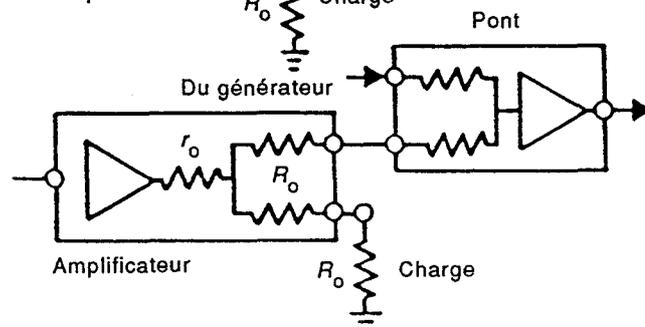


Figure 8b

CEI 806/92

NOTE - Dans la figure 8a, l'amplificateur ne comporte pas de résistances d'adaptation de sortie; dans la figure 8b, il en comporte.

Figure 8 - Mesure de la résistance interne r_o

If the output terminals are back terminated, apply a load R_o to one of the terminals to which the bridge is not connected (figure 8b). In this instance:

$$r_o = \frac{2 \Delta V_{br} R_o}{A_{br} V_m}$$

EXAMPLE

50 Ω back terminated amplifier, where:

V_m	=	10 V
Ext load	=	50 Ω
ΔV_{br}	=	60 mV
A_{br}	=	x10

The source resistance is:

$$r_o = \frac{(2 \times 0,06 \text{ V} \times 50 \Omega)}{(10 \times 10 \text{ V})} = 0,06 \Omega$$

The back terminating resistance shall be specified. If none is used, or if there are two or more output terminals, the common source resistance shall be specified.

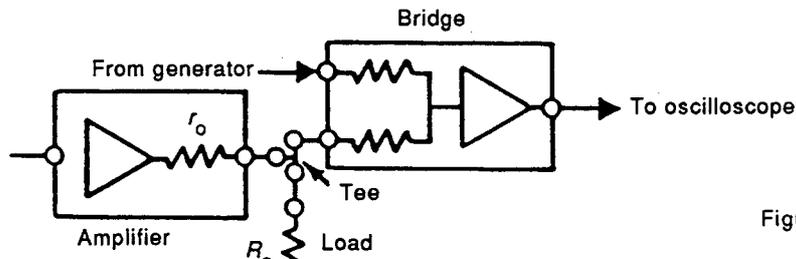


Figure 8a

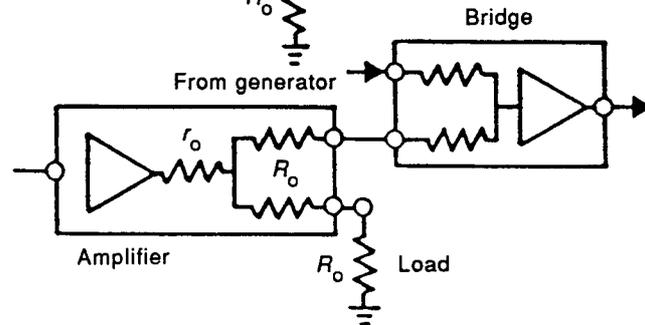


Figure 8b

IEC 806/92

NOTE - In figure 8a, the amplifier does not contain back-terminating resistors, in figure 8b, it does.

Figure 8 - Measurement of source resistance r_o

4.10 Sensibilité à la température

Pour mesurer la sensibilité à la température, il est nécessaire d'utiliser un montage à pont équilibré. Dans ce montage, l'amplificateur est placé dans une chambre d'essais climatiques, mais les autres appareils sont installés à l'extérieur de cette chambre. Le pont doit être équilibré à V_m et à température ambiante. On doit alors faire varier la température T dans la gamme de températures à couvrir, par accroissements ne dépassant pas 10 °C. Le déséquilibre doit être mesuré et enregistré à chaque température, une fois l'équilibre établi. Simultanément, la valeur de la tension de sortie continue doit être mesurée et enregistrée. Les mesures de tension continue indiquent la sensibilité de la tension de décalage continue en fonction de la température. Une variation de la composante continue n'affecte pas l'équilibre du pont, mais déplace l'ensemble de l'image obtenue, vers le haut ou vers le bas de l'écran du tube cathodique. La durée des cycles doit être suffisamment longue pour supprimer l'hystérésis. Chaque essai en température doit, au moins, consister en un cycle complet, débutant et s'achevant à la température ambiante, et les écarts entre les lectures effectuées au début et la fin du cycle ne doivent pas dépasser un quart de la variation se produisant dans un intervalle de température contigu. La sensibilité doit être exprimée en parties par million par degré celsius (°C), sur une gamme de températures spécifiée par le fabricant, et il est également nécessaire d'indiquer le gain et l'index du temps de mise en forme auxquels l'essai a été effectué.

4.11 Sensibilité à la tension d'alimentation

En utilisant le même montage électrique que celui employé pour mesurer la stabilité en température, il est nécessaire de déterminer la sensibilité aux variations de la tension d'alimentation. Les différents bus d'alimentation doivent être modifiés un à un, et le gain ainsi que la variation de la composante continue doivent être déterminés par la méthode décrite en 4.10, en remplaçant variations de température par variations de la tension d'alimentation. La sensibilité à la tension d'alimentation doit être exprimée en pourcentage de variation par volt ou en parties par million (ppm) par volt. Le gain et la constante de temps de mise en forme auxquels l'essai a été effectué doivent être également indiqués. Un simple montage d'essai, permettant de faire varier les tensions des bus, est décrit à l'article C.5.

4.12 Fluctuation du temps de recouvrement

Théoriquement, l'instant de passage à zéro d'une impulsion bipolaire (figure 5) par rapport à l'événement d'origine est proportionnel à son temps de montée, et son amplitude est invariable; ce qui fait de t_{x0} un repère de temps utile. Cependant, des imperfections dans l'amplificateur peuvent provoquer un déplacement de t_{x0} au fur et à mesure que l'amplitude varie. Il convient de noter que la saturation de l'amplificateur met fin à l'invariance; les mesures relatives au déplacement n'ont de sens que dans la gamme dynamique nominale de l'amplificateur.

Un montage de mesure se compose d'un générateur d'impulsions rectangulaires, d'un atténuateur, de l'amplificateur principal, d'un détecteur de l'instant de passage et de l'oscilloscope. Le balayage de l'oscilloscope doit être nécessairement déclenché à partir du générateur, à une vitesse élevée pour générer une trace brillante. La durée du signal du générateur doit seulement être légèrement plus longue que celle du signal bipolaire issu de l'amplificateur. Un coefficient d'occupation du générateur d'environ 10 % convient habituellement, mais, si on décèle une dérive de l'instant de passage due au chauffage des composants, il est nécessaire de réduire le rapport cyclique. Un des échelons x10 de l'atténuateur doit être maintenu en permanence enclenché, de sorte qu'il puisse agir comme tampon contre les variations de charge dans le générateur provoquées par l'impédance du circuit d'entrée de l'amplificateur.

4.10 *Temperature sensitivity*

To measure temperature sensitivity, a bridge balance set-up shall be used with the amplifier placed in an environmental chamber, but with all other instruments kept outside. The bridge shall be balanced at V_m and room temperature. The temperature T shall then be changed in increments of 10°C or less throughout the range to be covered. The unbalance shall be recorded at each temperature after temperature equilibrium is established. Simultaneously, the d.c. output shall be measured and recorded. The d.c. measurements indicate the d.c.-offset sensitivity versus changes in temperature. A change in offset does not affect the bridge balance, but does move the whole pattern up or down on the CRT screen. The cycling time shall be long enough to eliminate hysteresis. Each temperature test shall consist of at least one full cycle beginning and ending at room temperature, and the difference in readings between the start and finish shall be no more than one-fourth of the variation occurring in a contiguous temperature increment. The sensitivity shall be expressed in parts per million per degree Celsius ($^\circ\text{C}$) over a temperature range specified by the manufacturer, and the gain and shaping time index at which the test was performed shall be stated.

4.11 *Supply voltage sensitivity*

Using the same electrical set-up as for measuring temperature stability, the sensitivity to power supply changes shall be determined. The supply buses shall be changed one at a time, and both gain and d.c. offset shall be determined by the method described in 4.10, in which changes in temperature in this instance are to be interpreted as changes in supply voltage. Supply voltage sensitivity shall be expressed in per cent change per volt or in ppm per volt. The gain and shaping constant at which the test was performed shall be stated. A simple test fixture for changing the bus voltages is described in clause C.5.

4.12 *Crossover walk*

Ideally, the timing of the baseline crossing of a bipolar pulse (figure 5) relative to the causative event is proportional to its rise time and invariant with its amplitude, making t_{x0} a useful timing marker. However, imperfections in the amplifier may cause t_{x0} to walk as the pulse height varies. Note that amplifier saturation ends the invariance; walk measurements are meaningful only within the amplifier's rated dynamic range.

A measuring set-up consists of a rectangular pulse generator, attenuator, the main amplifier, a crossover detector and the oscilloscope. The oscilloscope sweep must be triggered from the generator at a high rate to produce a bright trace. The generator pulse width need be only slightly wider than the bipolar signal from the amplifier. A generator duty cycle of $\approx 10\%$ is appropriate, but if there is any indication of a drift in crossover due to component heating, the duty cycle shall be reduced. The attenuator shall have one $\times 10$ section permanently switched in to act as a buffer against changes in generator loading caused by the input impedance of the amplifier.

Des circuits de détection de l'instant de passage sont disponibles dans le commerce. Si de tels circuits sont utilisés, il est nécessaire de les étalonner en même temps que l'atténuateur avant de procéder aux mesures relatives au déplacement de l'instant de passage (voir l'article C.6). Dans un pont de non-linéarité, l'amplificateur/limiteur d'équilibre peut être également utilisé en tant que détecteur d'instant de passage.

La mesure consiste à régler d'abord le niveau de sortie de l'amplificateur à la valeur V_m , puis à commuter les échelons de l'atténuateur en commençant par $x\sqrt{2}$ et en enregistrant le déplacement qui apparaît sur l'écran du tube cathodique. Avant d'enregistrer les données, il convient d'ajuster les décalages et les niveaux des seuils, afin de minimiser le déplacement sur la gamme dynamique. Cependant, à l'exception des commutateurs de l'atténuateur, aucune commande de réglage ne doit être touchée pendant la mesure finale. Sauf aux temps de mise en forme les plus brefs, il sera nécessaire d'utiliser le mode de balayage à retardement pour positionner le point de passage sur l'écran du tube cathodique.

Si l'amplificateur/limiteur d'équilibre est utilisé comme détecteur de passage à zéro dans un pont de non-linéarité, il convient de laisser l'entrée inutilisée en position ouverte, et il convient de régler la sensibilité de l'oscilloscope à 0,1 V/DIV. On s'apercevra qu'avec des impulsions de longue durée ou à faible amplitude, l'angle auquel le signal traverse la ligne de base sur l'écran du tube cathodique deviendra trop faible pour établir t_{x_0} avec une précision exploitable lorsque la plage de mesure devient trop grande. Cette plage sera au mieux de 20:1. Au fur et à mesure que l'on introduit de plus en plus d'atténuation, il sera nécessaire d'agir avec une extrême minutie pour procéder au réglage des décalages et pour conserver le départ de la trace sur la ligne zéro. Si le graticule de l'oscilloscope dispose d'une rangée de pointillés à proximité du bord inférieur de l'écran, la précision sera améliorée si la ligne de base coïncide avec cette ligne.

Lors de la spécification du déplacement de l'instant de passage, le gain et la constante du temps de mise en forme, auxquels la mesure a été effectuée, doivent être indiqués, et les valeurs relatives au déplacement doivent être corrigées des fluctuations de l'atténuateur et du détecteur d'instant de passage. Il est également nécessaire de spécifier le déplacement de l'instant de passage en fonction du coefficient d'occupation.

Il est recommandé de spécifier également le déplacement de l'instant de passage en fonction du réglage du gain de l'amplificateur.

5 Mesures relatives au préamplificateur

Les paramètres intéressants sont: la sensibilité à la charge, la sensibilité à la charge en fonction de la capacité externe C_t , le temps de montée t_m , t_m en fonction de C_t , le temps de descente t_{ds} , les performances en bruit, la valeur du condensateur test interne C_c , la dynamique, la limite du taux de comptage et la non-linéarité différentielle NL_D . Le montage d'essai, illustré dans la figure 3 peut être utilisé pour mesurer tous les paramètres, à l'exception de la non-linéarité différentielle NL_D .

Un générateur d'impulsions rectangulaires doit être utilisé pour la mesure de t_{ds} et, dans les préamplificateurs à deux étages, pour le réglage du circuit de compensation pôle/zéro. Pour les autres mesures, un générateur d'impulsions à long front de descente peut être utilisé, mais l'emploi du générateur d'impulsions rectangulaires est recommandé.

Crossover pickoff circuits are commercially available. If used, they and the attenuator shall be calibrated prior to measurements of crossover walk (see clause C.6). The null amplifier/limiter in a nonlinearity bridge also can be used as the crossover detector.

The measurement consists of first setting the amplifier output level at V_m , then switching in attenuator steps beginning with $x\sqrt{2}$ while recording the walk that appears on the CRT. Before data are recorded, offsets and threshold levels should be adjusted to minimize the walk over the dynamic range. However, none of the controls except the attenuator switches shall be moved during the final measurement. Except at the shortest shaping times, it will be necessary to use the delayed sweep to position the crossover point on the CRT screen.

If the null amplifier/limiter in a nonlinearity bridge is used as the crossover detector, the unused input should be left open, and the oscilloscope sensitivity should be set at 0,1 V/DIV. It will be found that with wide pulses or low pulse height, the angle at which the signal crosses the baseline on the CRT screen will become too low to establish t_{x0} with usable accuracy when the range of measurement becomes too great. This range will at best be 20:1. As more and more attenuation is switched in, it will be necessary to use extreme care in adjusting the offsets and in keeping the start of the CRT trace on the zero line. If the oscilloscope graticule has a row of open dots near the lower edge of the screen, accuracy will be improved if the baseline is made to fall on this line.

In specifying the crossover walk, the gain and shaping constant at which the measurement was made shall be given, and the walk figures shall be corrected for the walk in the attenuator and crossover pickoff detector. Also, the walk versus duty cycle shall be specified.

It is recommended that crossover walk versus amplifier gain setting also be specified.

5 Preamplifier measurements

The parameters of interest are: charge sensitivity, charge sensitivity versus external capacitance C_t , rise time t_r , t_r versus C_t , fall time t_f , noise performance, size of the internal test capacitor C_c , dynamic range, count-rate limit, and differential nonlinearity L_D . The test set-up of figure 3 can be used to measure all parameters except L_D .

A rectangular pulse generator shall be used in the measurement of t_f and, in two-stage preamplifiers, in the setting of the P/Z control. For other measurements, a tail-pulse generator can be used, but the rectangular-pulse generator is preferred.

5.1 Sensibilité à la charge

La sensibilité à la charge peut être mesurée à la sortie d'un préamplificateur isolé, ou à la sortie de l'amplificateur principal. Les mesures effectuées sur un préamplificateur isolé peuvent prêter à confusion; le déficit balistique entraînera une perte de signal dans l'amplificateur principal; l'importance d'une telle perte dépend de la constante de temps de mise en forme et de la capacité du détecteur. Pour cette raison, il est nécessaire de déterminer la sensibilité à la charge d'un préamplificateur, en effectuant des mesures à la sortie de l'amplificateur principal.

Si le préamplificateur a deux étages, le réglage de la compensation pôle/zéro entre les étages doit constituer un préalable à toute mesure ultérieure. Ce réglage doit être obligatoirement effectuée, alors que l'oscilloscope est relié à la sortie du préamplificateur (voir l'article C.1 et le paragraphe C.1.1).

Par la suite, le gain A de l'amplificateur principal doit être réglé à une valeur convenable (comme, par exemple, $\times 10$). La méthode décrite en 4.4 peut être utilisée. Lors du réglage du gain, il faut considérer que l'atténuateur remplace le préamplificateur, c'est-à-dire que l'impédance du circuit de sortie et les conditions de raccordement de sortie de l'atténuateur doivent être identiques à celles du préamplificateur en fonctionnement normal.

Après le réglage de l'amplificateur principal, relier le générateur au boîtier du condensateur et ajuster la compensation pôle/zéro. Régler ensuite le générateur de manière à fournir une tension de 5,00 V à la sortie de l'amplificateur principal. La sensibilité à la charge sera de $5/AV_{en} C_c$ volts par coulomb.

La sensibilité à la charge doit être spécifiée, à une capacité particulière du détecteur (qu'il est permis de simuler) et à un index de temps de mise en forme de l'amplificateur principal qui soit compatible avec la principale utilisation prévue pour le préamplificateur. Cet index de temps de mise en forme doit être spécifié.

5.1.1 Sensibilité à la charge en fonction de la capacité

Suite à l'essai précédent, la variation de la sensibilité à la charge doit être établie en faisant varier C_t sur toute la plage de la capacité pour laquelle le préamplificateur a été conçu. La mesure peut être effectuée à l'aide d'un pont de non-linéarité ou d'un AMC ayant au moins 1 000 canaux.

5.1.2 Sensibilité à la charge en fonction de la capacité, méthode de l'AMC

Dans la méthode employant un analyseur multicanal, le condensateur C_t est réglé à sa valeur minimale, puis l'impulsion de sortie de l'amplificateur est placée au voisinage de la pleine échelle de l'AMC, en utilisant soit les commandes de réglage du générateur d'impulsions, soit les commandes de réglage du gain de l'amplificateur pour déplacer l'emplacement du pic. Finalement, la capacité de C_t est augmentée, échelon après échelon, tout en notant les variations du canal correspondant à la position du pic.

5.1 *Charge sensitivity*

Charge sensitivity can be measured at the output of an isolated preamplifier or at the output of the main amplifier. Measurements on an isolated preamplifier can be misleading; ballistic deficit will cause a signal loss in the main amplifier by an amount which depends on the shaping constant and detector capacitance. Because of this, charge-sensitivity of a preamplifier shall be determined by measurements at the output of the main amplifier.

If the preamplifier has two stages, the P/Z compensation between stages shall be adjusted as a prelude to further measurements. This adjustment shall be made with the oscilloscope connected to the output of the preamplifier (see clause C.1 and subclause C.1.1).

Next, the gain A of the main amplifier shall be set to a convenient value (such as $\times 10$). The method described in 4.4 can be used. In setting the gain, the attenuator shall be considered as replacing the preamplifier, i.e., the output impedance and the terminating conditions of the attenuator shall be the same as would exist for the preamplifier in normal operation.

After setting the main amplifier gain, connect the generator to the capacitor box and adjust the P/Z compensation. Then set the generator to produce 5,00 V at the output of the main amplifier. The charge sensitivity will be $5/A V_{in} C_c$ volts per coulomb.

Charge sensitivity shall be specified at a particular detector capacitance (which may be simulated) and at a main amplifier shaping time index consistent with the expected principal use of the preamplifier. That shaping time index constant shall be specified.

5.1.1 *Charge sensitivity versus capacitance*

In a continuation of the preceding test, the change in charge sensitivity shall be established while C_t is varied over the capacitance range for which the preamplifier was designed. The measurement can be made with a nonlinearity bridge or with an MCA having at least 1 000 channels.

5.1.2 *Charge sensitivity versus capacitance, MCA method*

In the MCA method, C_t is set at its minimum value, then the amplifier output pulse is located near the full scale of the MCA, using either the pulse generator controls or amplifier gain controls to move the peak location. Finally, C_t is increased a step at a time while noting the change in peak-channel location.

5.1.3 Sensibilité à la charge en fonction de la capacité, méthode de l'équilibre de pont

Dans la méthode d'équilibre de pont (voir 3.8), il est possible d'effectuer la mesure en employant l'une des deux manières suivantes:

- 1) équilibrer le pont à une extrémité de la plage de C_t , puis noter la variation de la tension de sortie du pont qui se produit au fur et à mesure des variations de C_t ;
- 2) équilibrer le pont à l'extrémité supérieure de la plage de C_t , le générateur étant également réglé à une valeur voisine du sommet de sa plage, puis réajuster la tension du générateur pour maintenir l'équilibre du pont au fur et à mesure que C_t est commuté à ses valeurs de réglage inférieures. Les variations de tension du générateur doivent être enregistrées à chaque échelon.

5.1.4 Spécifications relatives à la sensibilité à la charge en fonction de la capacité

A partir des valeurs numériques obtenues, il est recommandé d'établir un tableau ou un graphique représentant la sensibilité à la charge en fonction de C_t , normée à la valeur à zéro pF. Les spécifications doivent inclure la variation de sensibilité à la charge se produisant à la capacité maximale pour laquelle le préamplificateur a été conçu; si la variation est supérieure à 1 % à cette capacité, la variation pour au moins une valeur intermédiaire de la capacité doit être indiquée. La spécification doit indiquer si oui ou non le temps de montée a été optimisé pour chaque valeur des données, et il est nécessaire de spécifier l'index du temps de mise en forme auquel les mesures ont été effectuées.

5.2 Valeur de la capacité d'injection-test interne

Après la mesure de la sensibilité à la charge, transférer le signal du générateur à la borne d'entrée test du préamplificateur et réajuster le générateur pour le même signal de sortie que celui obtenu lors de l'utilisation du boîtier de condensateur. La taille du condensateur d'essai interne $C_{c \text{ int}}$ peut être calculée à partir de la relation suivante:

$$C_{c \text{ int}} = V_{\text{en1}} C_c / V_{\text{en2}}$$

où V_{en1} et V_{en2} sont respectivement les signaux d'entrée avant et après le transfert.

Il convient de spécifier la valeur nominale du condensateur d'essai interne avec une précision de $\pm 1 \%$.

5.3 Temps de montée en fonction de la capacité

Dans la mesure décrite en 5.1.1, il est possible de mesurer simultanément t_m en fonction de C_t . Si t_m en fonction de C_t est spécifié, il doit être indiqué si oui ou non t_m a été optimisé à chaque incrément de la capacité. Si le temps de montée t_m est réglable, il convient de présenter un graphique ou un tableau avec deux ensembles de données, un ensemble avec t_m optimisé à $C_t = 0$ (ou à la capacité minimale pour laquelle le préamplificateur a été conçu), mais dont la valeur est fixée par la suite, et l'autre ensemble avec un temps de montée t_m optimisé à chaque variation incrémentale de C_t .

5.1.3 Charge sensitivity versus capacitance, bridge balance method

In the bridge balance method (see 3.8), the measurement can be made in either of two ways:

- 1) balancing the bridge at one end of the C_t range, then noting the change in bridge output voltage that occurs as C_t is varied;
- 2) balancing the bridge at the high end of the C_t range with the generator also near the top of its range, then readjusting the generator voltage to keep the bridge in balance as C_t is switched to lower settings. The change in generator voltage must be recorded at each step.

5.1.4 Charge sensitivity versus capacitance specifications

From the numbers obtained, it is recommended that a table or graph be prepared of the charge sensitivity versus C_t , normalized to the value at zero pF. The specifications shall include the change in charge sensitivity occurring at the maximum capacitance for which the preamplifier was designed; if the change is greater than 1 % at this capacitance, the change for at least one intermediate capacitance value shall be included. The specification shall indicate whether or not the rise time was optimized at each of the data points, and the shaping time index at which the measurements were made shall be given.

5.2 Size of the internal test capacitor

After measuring the charge sensitivity, transfer the generator signal to the preamplifier test-input terminal and readjust the generator for the same output signal as was obtained when using the capacitor box. The size of the internal test capacitor $C_{c \text{ int}}$ can be computed from:

$$C_{c \text{ int}} = V_{in1} C_c / V_{in2}$$

where V_{in1} and V_{in2} are the input signals before and after transfer, respectively.

It is recommended that the nominal value of the internal test capacitor be specified with an accuracy of ± 1 %.

5.3 Rise time versus capacitance

In the measurement described in 5.1.1, t_r versus C_t can be measured at the same time. If t_r versus C_t is specified, it shall be stated whether or not t_r was optimized at each capacitance increment. If t_r is adjustable, it is recommended that a graph or table be presented with two sets of data, one with t_r optimized at $C_t = 0$ (or the minimum capacitance for which the preamplifier was designed) but fixed thereafter, and another with t_r optimized at each incremental change of C_t .

5.4 Bruit, préamplificateurs

Le montage d'essai illustré dans la figure 3 est requis (sans le pont).

Avant l'essai, l'éventuel effet de masquage dû au RLB doit être supprimé (voir l'article C.2), et il est nécessaire de rechercher le bruit correspondant (voir C.2.1). La compensation pôle/zéro doit être ajustée, si nécessaire (voir l'article C.1).

Pour les préamplificateurs destinés à être utilisés avec des détecteurs non multiplicateurs, tels que les chambres d'ionisation à grille, les détecteurs en germanium et les détecteurs en silicium, le bruit doit être exprimé, en eV ou en keV LTMH, pour le détecteur approprié.

Pour les détecteurs multiplicateurs tels que les détecteurs à scintillation et les compteurs proportionnels, le bruit doit être spécifié en valeur efficace équivalente exprimée en coulombs. Dans certains cas, il est peut-être préférable de spécifier la valeur efficace équivalente du bruit en paires d'ions.

Pour les préamplificateurs qui ne sont pas destinés à être utilisés avec un détecteur spécifique, les caractéristiques du bruit doivent être spécifiées pour une capacité du détecteur égale à zéro, pour une capacité maximale et pour plusieurs valeurs intermédiaires.

Lors de la variation de la capacité du détecteur (simulée) pour une série de mesures du bruit, l'amplitude du signal de sortie doit être maintenue à une valeur fixe pendant toute la durée de l'essai, en réajustant le gain de l'amplificateur à chaque variation de la capacité. L'index de temps de mise en forme et le réglage du générateur doivent être fixes pendant toute la série de mesures et doivent être spécifiés.

5.4.1 Mesure du bruit, préamplificateurs pour détecteurs en germanium

Il convient d'utiliser une procédure d'essai dans laquelle les valeurs indiquées par le voltmètre sont exprimées en unités de 100 eV par mV (voir C.2.1). Dans cette procédure:

- 1) il convient d'utiliser un voltmètre à réponse moyenne;
- 2) il convient de régler $V_{en} C_c$ à $1,015 \times 10^{-14}$ Cb (par exemple 10,15 mV et 1,00 pF, ou 10,0 mV et 1,015 pF);
- 3) il convient de régler le gain de l'amplificateur à $V_a = 5,00$ V. Il est possible d'utiliser un instrument de mesure de valeur efficace vraie, mais il est alors nécessaire de régler $V_{en} C_c$ à $1,11 \times 10^{-14}$ Cb (par exemple 11,1 mV et 1,00 pF).

Procéder au réglage décrit en 5.4, puis:

- 1) régler la capacité en parallèle C_t à l'une des extrémités du domaine désiré et ajuster le générateur et l'amplificateur principal aux valeurs de réglage décrites en 5.4.1. (Pour fixer l'amplitude du signal avec une précision maximale, il est préférable que les réglages relatifs aux commutateurs de l'atténuateur soient tels que le bouton de réglage de l'amplitude soit situé dans la moitié supérieure de sa dynamique.);
- 2) mettre le générateur hors service. S'il est déconnecté, il est nécessaire de laisser une résistance d'adaptation au niveau de l'entrée du boîtier du condensateur, afin d'éviter le captage de bruit extérieur;

5.4 *Noise, preamplifiers*

The test set-up of figure 3 is required (without the bridge).

Prior to the test, the BLR masking effect, if present, shall be eliminated (see clause C.2) and a search for correlated noise shall be made (see C.2.1). The P/Z compensation shall be adjusted if necessary (see clause C.1).

With preamplifiers designed for use with non-multiplying detectors, such as gridded ionization chambers and germanium and silicon detectors, the noise shall be specified in eV or keV FWHM for the applicable detector.

For multiplying detectors such as scintillation and proportional counters, the noise shall be specified in equivalent coulombs r.m.s. In some instances, the noise expressed in equivalent ion pairs r.m.s. may be desirable.

For preamplifiers not designed for use with a specific detector, the noise performance shall be specified for zero detector capacitance, maximum capacitance, and several intermediate values.

When changing the (simulated) detector capacitance for a sequence of noise measurements, the output pulse height shall be kept fixed throughout the run by readjustment of the amplifier gain at each change in capacitance. The shaping time index and the generator setting shall be fixed throughout the sequence and shall be specified.

5.4.1 *Noise, preamplifiers for germanium detectors*

A test procedure in which the voltmeter indication is in units of 100 eV per mV is recommended (see C.2.1). In this procedure,

- 1) an average responding voltmeter is recommended;
- 2) $V_{in} C_c$ should be set to $1,015 \times 10^{-14}$ Cb (e.g. 10,15 mV and 1,00 pF, or 10,0 mV and 1,015 pF);
- 3) the amplifier gain should be set for $V_a = 5,00$ V. A true r.m.s. meter can be used, but then $V_{in} C_c$ shall be set at $1,11 \times 10^{-14a}$ Cb (e.g. 11,1 mV and 1,00 pF).

Proceed as described in 5.4 and then:

- 1) set the shunt capacitance C_t to one end of the desired range and adjust the generator and main amplifier to the settings described in 5.4.1. (For maximum accuracy in fixing the pulse amplitude, the attenuator switch settings should be such that the pulse height dial can be positioned in the upper half of its range.);
- 2) turn off the generator. If it is disconnected, a terminating resistor shall be left in place at the input of the capacitor box to prevent external noise pickup;

- 3) enregistrer la valeur e_{bs} indiquée par le voltmètre alternatif, qui sera exprimée en unités de 100 eV LTMH par mV;
- 4) faire varier C_t et répéter la procédure.

Noter les commentaires du dernier alinéa de 5.4.

5.4.2 *Mesure du bruit, préamplificateurs pour détecteurs en silicium*

La méthode préconisée est la même que celle décrite en 5.4.1, sauf que $V_a = 6,00$ V (voir C.2.1). En variante, V_a peut rester égale à 5,00 V, mais le produit $V_{en} C_c$ doit être réduit à $0,833 \times 10^{-14}$ Cb.

En cas d'utilisation d'un voltmètre de valeur efficace vraie, le produit $V_{en} C_{en}$ doit être égal à $0,887 \times 10^{-14}$ Cb pour $V_a = 6,00$ V, ou à $0,739 \times 10^{-14}$ Cb pour $V_a = 5,00$ V.

Comme spécifié en 5.4.1, la réponse du voltmètre alternatif, pour les mesures décrites dans ce paragraphe, est donnée à 100 eV LTMH par mV comme unité, mais cela s'adresse plutôt aux détecteurs en silicium qu'aux détecteurs en germanium.

5.4.3 *Bruit, unités de charge équivalente efficace et nombre de paires d'ions équivalent efficace*

Régler le produit $V_{en} C_c$ à $1,00 \times 10^{-14}$ Cb (par exemple 10,0 mV et 1,00 pF) et ajuster le gain de l'amplificateur principal de sorte que $V_a = 5,00$ V. Suivre ensuite la procédure décrite dans les deux derniers alinéas de 5.4.1.

Pour obtenir le bruit en unités de valeur efficace équivalente de charge rapportée à l'entrée d'un préamplificateur q_{be} , utiliser l'équation (1) pour un voltmètre de valeur efficace vraie (vm eff.), ou l'équation (2), pour un voltmètre alternatif à réponse moyenne (vm moy.) (voir l'article D.1):

$$q_{be} \text{ (vm eff.)} = 2,00 \times 10^{-18} \text{ Cb eff. par mV} \quad (1)$$

$$q_{be} \text{ (vm moy.)} = 2,26 \times 10^{-18} \text{ Cb eff. par mV} \quad (2)$$

Pour obtenir le bruit rapporté à l'entrée en unité de paires électron-trou eff. équivalentes N_{be} , utiliser l'équation (3) pour un voltmètre de valeur efficace vraie (vm eff.), ou l'équation (4), pour un voltmètre à réponse moyenne (vm moy.) (voir l'article D.1):

$$N_{be} \text{ (vm eff.)} = 12,5 \text{ paires électron-trou eff. par mV} \quad (3)$$

$$N_{be} \text{ (vm moy.)} = 14,1 \text{ paires électron-trou eff. par mV} \quad (4)$$

5.4.4 *Correction relative au bruit de l'amplificateur principal*

Le bruit du préamplificateur mesuré doit être corrigé pour le bruit de l'amplificateur principal, en procédant de la manière suivante: après avoir déterminé e_{bs} , déconnecter le préamplificateur et relier l'entrée de l'amplificateur principal à une impédance égale à l'impédance du circuit de sortie du préamplificateur. Enregistrer la nouvelle valeur e_{bs}' . Le bruit corrigé, dû au préamplificateur seul, est la différence quadratique $[(e_{bs})^2 - (e_{bs}')^2]^{1/2}$.

- 3) record the indication e_{no} of the a.c. voltmeter, which will be in units of 100 eV FWHM per mV;
- 4) change C_t and repeat.

Note the comments in the last paragraph of 5.4.

5.4.2 Noise, preamplifiers for silicon detectors

The procedure is the same as in 5.4.1, except that $V_a = 6,00$ V (see C.2.1). Alternatively, V_a can remain at 5,00 V, but $V_{in}C_c$ must be reduced to $0,833 \times 10^{-14}$ Cb.

If a true r.m.s. voltmeter is used, $V_{in}C_{in}$ must be set at $0,887 \times 10^{-14}$ Cb for $V_a = 6,00$ V, or $0,739 \times 10^{-14}$ Cb for $V_a = 5,00$ V.

As stated in 5.4.1, the units of the a.c. voltmeter response for the measurements in this paragraph are 100 eV FWHM per mV, but for silicon rather than germanium detectors.

5.4.3 Noise, units of equivalent r.m.s., charge and equivalent r.m.s. ion pairs

Set $V_{in}C_c$ at $1,00 \times 10^{-14}$ Cb (e.g. 10,0 mV and 1,00 pF) and adjust the main amplifier gain so that $V_a = 5,00$ V. Then follow the procedure described in the last two paragraphs of 5.4.1.

To obtain the noise in units of equivalent input r.m.s. charge q_{ni} , use equation (1) for a true r.m.s. voltmeter (r.m.s. vm), or equation (2) for an average responding a.c. voltmeter (avg vm) (see clause D.1):

$$q_{ni} \text{ (r.m.s. vm)} = 2,00 \times 10^{-18} \text{ Cb r.m.s. per mV} \quad (1)$$

$$q_{ni} \text{ (avg vm)} = 2,26 \times 10^{-18} \text{ Cb r.m.s. per mV} \quad (2)$$

To obtain the noise in units of equivalent r.m.s. ion pairs N_{ni} referred to the input, use equation (3) for a true r.m.s. voltmeter (r.m.s. vm), or equation (4) for an average responding voltmeter (avg vm) (see clause D.1):

$$N_{ni} \text{ (r.m.s. vm)} = 12,5 \text{ ion pairs r.m.s. per mV} \quad (3)$$

$$N_{ni} \text{ (avg vm)} = 14,1 \text{ ion pairs r.m.s. per mV} \quad (4)$$

5.4.4 Correction for main amplifier noise

The measured preamplifier noise shall be corrected for the main amplifier noise in the following way: after determining e_{no} , disconnect the preamplifier and terminate the input of the main amplifier with an impedance which is the same as the output impedance of the preamplifier. Record the new e_{no}' . The corrected noise due to the preamplifier alone is the quadratic difference $[(e_{no})^2 - (e_{no}')^2]^{1/2}$.

5.5 Non-linéarité du préamplificateur

L'essai décrit ici constitue l'un des essais relatifs à la non-linéarité différentielle. Le montage d'essai est illustré dans la figure 9 et l'essai est mis en oeuvre comme suit:

- 1) une charge déterminée est appliquée au préamplificateur pour générer un signal relativement petit par rapport à la gamme dynamique du préamplificateur;
- 2) un courant continu réglable est injecté dans la porte du TEC d'entrée;
- 3) la sortie de l'amplificateur principal est contrôlée par un pont de non-linéarité, pendant que l'on fait varier la tension de sortie continue du préamplificateur sur sa gamme dynamique à l'aide d'un courant variable appliqué à l'entrée du TEC. L'amplitude de sortie devrait demeurer constante dans la gamme linéaire du préamplificateur.

Pour appliquer le courant variable mentionné ci-dessus, une résistance R'_r est provisoirement ajoutée au préamplificateur. Il est préférable que la taille de cette résistance soit voisine de celle de la résistance de contre-réaction R_r existante. Le courant est ajusté en faisant varier le réglage du potentiomètre relié aux bus d'alimentation. L'extrémité de R'_r , côté porte, doit être impérativement protégée vis-à-vis des composants avoisinants par un blindage, afin d'empêcher la variation de la sensibilité à la charge du préamplificateur.

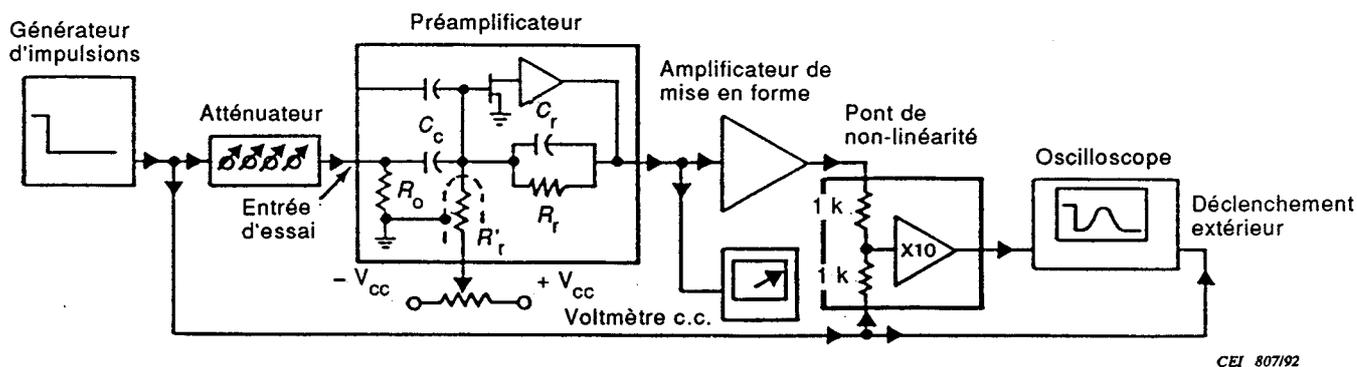


Figure 9 - Montage d'essai pour la mesure de la non-linéarité différentielle d'un préamplificateur

Une valeur d'environ 0,2 V constitue une amplitude appropriée à la sortie du préamplificateur. Pour l'équilibre initial, il est recommandé que la tension continue à la sortie du préamplificateur soit à son niveau fonctionnel normal et que le signal issu de l'amplificateur principal soit à sa valeur nominale maximale V_m .

$$NL_D = (100 \Delta V_a / A_n V_m) \%$$

où A_n est le gain de l'amplificateur dans le pont de non-linéarité.

Il convient de spécifier NL_D pour une valeur indiquée $t_{1/2}$, pour une gamme dynamique donnée et une capacité d'entrée indiquée.

5.5 Preamplifier nonlinearity

The test described here is one of differential nonlinearity. The test set-up is shown in figure 9 and the test is implemented as follows:

- 1) a fixed charge is applied to the preamplifier to produce a pulse that is small compared with the preamplifier's dynamic range;
- 2) an adjustable direct current is injected into the gate of the input FET;
- 3) the output of the main amplifier is monitored with a nonlinearity bridge while the d.c. output voltage of the preamplifier is swung through its dynamic range by a variable current applied to the input of the FET. Within the preamplifier's linear range, the output pulse height should remain constant.

To apply the variable current referred to above, a resistor R_f' is added temporarily to the preamplifier. This resistor should approximate the size of the existing feedback resistor R_f . The current is adjusted by changing the setting of the potentiometer that is connected to the supply busses. The gate end of R_f' must be shielded from the surrounding components to avoid changing the preamplifier's charge sensitivity.

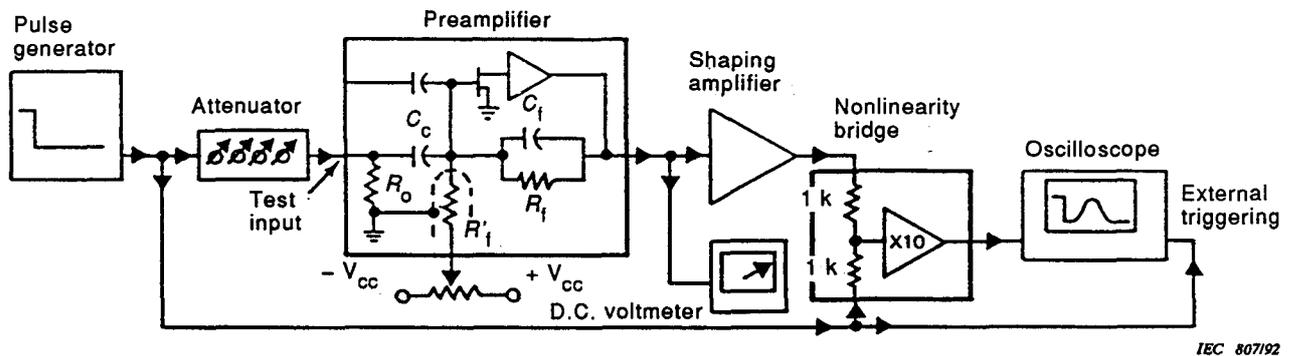


Figure 9 - Test set-up for measuring preamplifier differential nonlinearity

An appropriate pulse height at the output of the preamplifier is $\approx 0,2$ V. For the initial balance, the d.c. output from the preamplifier should be at its normal operating level and the pulse output from the main amplifier should be its rated maximum V_m .

$$L_D = (100 \Delta V_a / A_n V_m) \%$$

where A_n is the gain of the amplifier in the nonlinearity bridge.

It is recommended that L_D be specified for a stated $t_{1/2}$, a stated dynamic range and a stated input capacitance.

5.6 Produit énergie x taux de comptage (PETC)

Le taux de comptage dans un spectromètre peut être limité, soit par le préamplificateur, soit par l'amplificateur principal.

Dans l'amplificateur principal, le coefficient d'occupation mesuré au niveau seuil du RLB (habituellement, du niveau $t_{0,001}$ au niveau $t_{0,01}$) constitue le facteur clé: en cas d'empilement d'un trop grand nombre d'impulsions, la charge dans le condensateur de stockage du RLB ne sera pas remise à zéro, et le RLB perdra le contrôle de la ligne de base. Ce phénomène est presque indépendant de l'amplitude, mais il dépend du taux de comptage, de la conception du circuit de mise en forme et de la conception du RLB. La limite supérieure du coefficient d'occupation peut atteindre 3,0 (voir figure 2).

Dans les préamplificateurs, la limite du taux de comptage dépend également de l'énergie, c'est-à-dire du produit de l'énergie par le taux de comptage. Dans les alinéas suivants, il est supposé que tous les événements sont monoénergétiques. A l'exception des spectres de particules α , il s'agit d'une situation inhabituelle qui aboutit à des calculs pessimistes du PETC, c'est-à-dire qu'il n'est pas impossible que le taux de comptage auquel la saturation se produit soit au moins trois fois supérieur à la valeur calculée. Cependant, dans cette norme, la condition la plus défavorable d'un spectre monoénergétique doit être envisagée et elle servira de base pour les calculs et les mesures à suivre.

Dans un préamplificateur à contre-réaction résistive, couplé en continu, la somme du courant de fuite du détecteur et du courant moyen (provoqués par les événements ionisants) s'écoulant dans R_r , détermine la tension continue de sortie du préamplificateur. Lorsque le produit IR_r atteint l'extrémité de la gamme dynamique, le préamplificateur est saturé.

Pour un préamplificateur à remise à zéro pulsée, la remise à zéro a lieu avant que cela ne puisse se produire et la limite est généralement imposée par les empilements dans l'amplificateur qui détériorent la résolution. Les préamplificateurs à remise à zéro pulsée ne sont pas couverts par cette norme.

Dans un préamplificateur à contre-réaction résistive, à couplage capacitif, la limite de fonctionnement en régime pulsé (tel que celui se produisant dans les accélérateurs fonctionnant en régime pulsé) est essentiellement la même que dans le cas d'un préamplificateur couplé en continu, car le préamplificateur se bloque avant que la charge sur le condensateur de couplage n'ait pu s'adapter à la variation soudaine du taux de comptage. Si le taux augmente progressivement, la limite supérieure est déterminée par la fluctuation statistique des empilements. Ce dernier cas ainsi que celui du préamplificateur couplé en continu, sont exposés dans cette norme. Dans le dernier cas cité, R_r doit être nécessairement connu; dans le cas précédent, c'est la constante de temps de décroissance $R_r C_r$ qui doit être nécessairement connue. Il n'est pas possible de se fier aux valeurs des composants, telles que spécifiées par leurs fabricants: la valeur de C_r est si faible qu'il n'est pas possible d'ignorer la capacité parasite, et d'autre part, si l'étage d'entrée est refroidi, R_r peut s'écarter de sa valeur à température ambiante de manière imprévisible. Des méthodes permettant d'effectuer des mesures *in situ* sont décrites ci-après.

5.6 Energy x count-rate product (ECRP)

The counting rate in a spectrometer may be limited either in the preamplifier or in the main amplifier.

In the main amplifier, the duty cycle measured at the threshold level of the BLR (usually, at the $t_{0,001}$ to $t_{0,01}$ level) is the key factor: if too many pulses pile up, the charge in the memory capacitor of the BLR will not reset, and the BLR will lose control of the baseline. This phenomenon is nearly independent of pulse height, but depends on the counting rate, the design of the shaping network, and the design of the BLR. The duty cycle limit may be as high as 3,0 (see figure 2).

In preamplifiers, the count-rate limit also depends on the energy, i.e. on the product of the energy and the count-rate. In the following paragraphs, it is assumed that all of the events are monoenergetic. Except for α -particle spectra, this is an unusual situation, with the result that computations of ECRP are pessimistic, i.e., the count-rate at which saturation occurs may be three or more times higher than the computed value. However, in this standard, the worst case condition of a monoenergetic spectrum shall be assumed, and is the basis for the calculations and measurements to follow.

In a d.c.-coupled preamplifier with resistive feedback, the sum of the detector leakage current and the average current (caused by ionizing events) flowing through R_f determines the d.c. output of the preamplifier. When IR_f reaches the end of the dynamic range, the preamplifier saturates.

With a reset type preamplifier, reset occurs before this can happen, and the limit is likely to be set by resolution-destroying pile-up in the main amplifier. Reset type preamplifiers are not covered in this standard.

In an a.c.-coupled preamplifier with resistive feedback, the limit in pulsed type operation (as occurs in pulsed accelerators) is essentially the same as that for the d.c.-coupled case because the preamplifier will block before the charge on the coupling capacitor can accommodate to the sudden change in counting rate. If the rate increases gradually, the upper limit is determined by the statistical fluctuation of the pile-up. This last case and the d.c.-coupled case are addressed here. In the latter, R_f must be known; in the former, the decay constant $R_f C_f$ must be known. Component values specified by their manufacturers cannot be dependent on: C_f because it is so low that stray capacitance cannot be ignored, and R_f because if the input stage is cooled, R_f may change from its room temperature value in an unpredictable way. Methods for making measurements in place are described below.

5.6.1 Détermination de C_r

Dans un préamplificateur à un seul étage, $C_r = 1/(\text{sensibilité à la charge})$, exprimé en unités de volts et farads. Dans un préamplificateur à deux étages, il en est de même pour l'étage d'entrée; l'oscilloscope doit être nécessairement relié à la sortie du premier étage et la mesure doit être effectuée comme décrit en 5.1. Si l'entrée n'est pas accessible, en raison d'une encapsulation avec un détecteur en silicium ou en germanium, une source radioactive, comportant au moins un pic d'énergie connu, doit être utilisée comme source du signal. Dans cette situation, la mesure peut être effectuée à la sortie de l'amplificateur principal: mesurer l'amplitude de l'impulsion V_a correspondant à l'énergie E du pic, et calculer $C_r = AqE/\epsilon V_a$, où A est le gain entre la sortie de l'étage sensible à la charge et la sortie de l'amplificateur principal; les autres termes sont définis en 1.4.

5.6.2 Détermination du produit $R_r C_r$

Si la constante de temps est mesurée, R_r peut être calculée au moyen de la valeur C_r déterminée ci-dessus. La méthode décrite ici s'applique à toutes les mesures de constante de temps de décroissance, et elle se fonde sur le principe selon lequel la durée d'une période dans une décroissance exponentielle à constante de temps unique est indépendante de l'endroit où commence la mesure (il existe un parallèle avec la mesure des demi-vies). En raison de sa simplicité et de sa précision, cette méthode est préférable à celle concernant la mesure du temps de décroissance d'une impulsion de 90 % à 10 % de sa valeur. Un générateur d'impulsions rectangulaires doit être utilisé en tant que source du signal car un générateur d'impulsions à long front de descente introduira une seconde constante de temps.

Procéder au montage du système illustré dans la figure 3, mais relier l'oscilloscope à la sortie de l'étage sensible à la charge (le pont de non-linéarité, le voltmètre et l'amplificateur principal ne sont pas requis). Ensuite,

- 1) commuter l'atténuateur dans une position $x\sqrt{2}$ et $x10$ (ou dans une position $x8$ si cette dernière est disponible), mais dans aucune des autres positions;
- 2) la ligne de base étant située à proximité du bord inférieur de l'écran du tube cathodique, ajuster les commandes de réglage du générateur et/ou de l'oscilloscope de manière à obtenir une courbe de décroissance qui occupe environ la totalité de l'écran verticalement;
- 3) déconnecter l'échelon $x\sqrt{2}$ de l'affaiblisseur et positionner la courbe de sorte qu'elle coupe une intersection de deux lignes majeures du graticule (cercle indiqué par une flèche sur la courbe $x8$ de la figure 10). (La réduction de l'affaiblissement à ce stade est uniquement destinée à éviter la région où temps de montée et temps de descente interagissent.) Il est préférable que la courbe coupe ces lignes à un angle d'environ 45° . S'il est possible de positionner la courbe de manière à ce qu'elle coupe simultanément deux intersections (cercle et carré dans la figure 10), c'est d'autant mieux;
- 4) supprimer un facteur $x2$ sur l'atténuateur, sans toucher à aucun autre réglage.

5.6.1 Determination of C_f

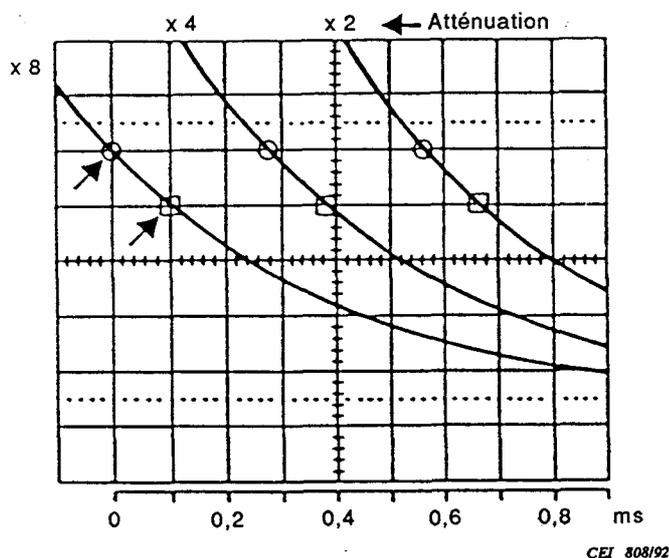
In a single stage preamplifier, $C_f = 1/(\text{charge sensitivity})$, in units of volts and farads. In a two-stage unit, the same is true of the input stage; the oscilloscope must be connected to the output of the first stage and the measurement made as described in 5.1. If the input is not accessible because of encapsulation with a silicon or germanium detector, a radioactive source containing at least one peak of known energy must be used as the signal source. In this situation, the measurement can be made at the output of the main amplifier: measure the pulse height V_a corresponding to the energy E of the peak and compute $C_f = AqE/\epsilon V_a$, where A is the gain between the output of the charge-sensitive stage and the output of the main amplifier, and the other terms are defined in 1.4.

5.6.2 Determination of $R_f C_f$

If the time constant is measured, R_f can be computed using the value of C_f determined above. The method described here is applicable to all measurements of decay time constant, and is based on the principle that the halving time of a single-time-constant exponential decay is independent of where the measurement begins (a parallel exists in the measurement of half lives). Because of its simplicity and accuracy, this method is recommended over that of measuring the 90 % – 10 % decay time. A rectangular pulse generator shall be used for the signal source because a tail-pulse generator will introduce a second time constant.

Set up the system shown in figure 3, but connect the oscilloscope to the output of the charge-sensitive stage (the nonlinearity bridge, voltmeter and main amplifier are not required). Then,

- 1) switch in a $x\sqrt{2}$ and a x10 attenuator position (or a x8 if available), but none of the others;
- 2) with the baseline near the lower edge of the CRT screen, adjust the controls of the generator and/or the oscilloscope to obtain a decay curve which is approximately full-screen vertically;
- 3) switch out the $x\sqrt{2}$ attenuator step and position the curve so that it intersects a crossing of two major graticule lines (arrowed circle on the x8 curve of figure 10). (Reducing the attenuation at this step is solely to avoid the region where rise time and decay time interact.) The curve should cross at an angle of about 45° . If the curve can be positioned to simultaneously cross two intersections (circle and square in the figure), so much the better;
- 4) switch out a x2 attenuator step without moving any other control.



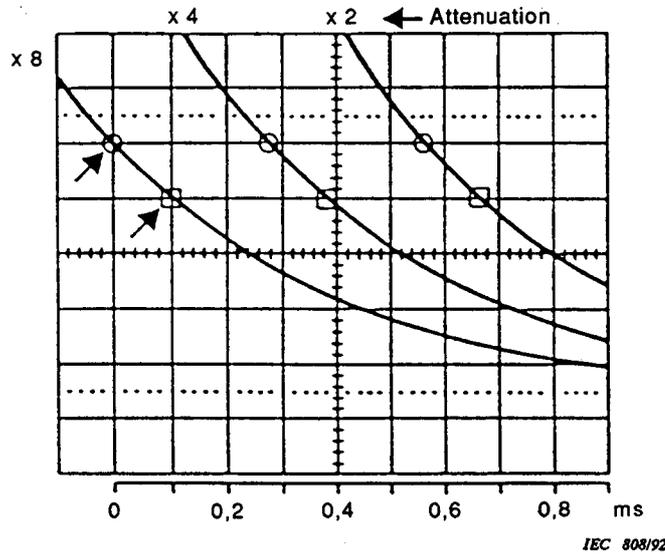
NOTE - Un seule courbe est visible à la fois sur l'écran de l'oscilloscope. Le graphique montre trois courbes séparées, obtenues en divisant l'atténuation de moitié, tout en maintenant les réglages du balayage fixes. Le décalage du temps entre les courbes représente $R_f C_f \times \ln 2$ secondes.

Figure 10 - Courbes de décroissance exponentielle

La courbe se déplace vers la droite (la courbe x4 dans la figure 10). La ou les lignes horizontales du graticule passant par le ou les points de référence initiaux représentent à présent 50 % de l'amplitude précédente (car la courbe s'est étendue au-delà de l'écran dans le sens vertical par un facteur de 2) et le décalage du temps le long de la ou des lignes horizontales est $\Delta t = R_f C_f \times \ln 2 = R_f C_f / 1,443$. Dans l'illustration, le décalage est de 0,28 ms; $R_f C_f = 1,443 \times 0,28 = 0,404$ ms. Il convient d'obtenir le même résultat si un échelon x2 supplémentaire est déconnecté (voir la courbe x2 de la figure 10).

Il convient de noter les remarques suivantes:

- 1) les niveaux initiaux du zéro et de la hauteur du pic n'ont aucune importance;
- 2) lorsque le signal est absent, la trace du balayage doit être parfaitement parallèle aux lignes horizontales du graticule (cette restriction peut être omise, en cas d'utilisation d'un balayage à retardement étalonné pour déplacer la seconde intersection sur la position de la première, et en utilisant la commande de retard pour lire le décalage du temps);
- 3) l'oscilloscope ne doit pas être surchargé à un point tel que la déconnexion d'une position de l'affaiblisseur entraîne la production d'une erreur;



NOTE - Only one curve at a time is visible on the oscilloscope screen. The graph shows three separate curves, obtained by halving the attenuation while keeping the sweep controls fixed. The time shift between curves represents $R_f C_f \times \ln 2$ seconds.

Figure 10 - Curves of exponential decay

The curve will move towards the right (the x4 curve in figure 10). The horizontal graticule line(s) passing through the initial reference point(s) now represent 50 % of the former pulse height (because the curve has expanded off screen in a vertical direction by a factor of x2), and the time shift Δt along the horizontal line(s) is $\Delta t = R_f C_f \times \ln 2 = R_f C_f / 1,443$. In the illustration, the shift is 0,28 ms; $R_f C_f = 1,443 \times 0,28 = 0,404$ ms. The same result should be obtained if an additional x2 step is switched out (see x2 curve of figure 10).

Note the following:

- 1) the initial zero and peak height levels are immaterial;
- 2) the sweep trace in the absence of the signal must be exactly parallel to the horizontal graticule lines (this restriction can be removed if a calibrated delayed sweep is used to move the second intersection to the position of the first, using the delay dial to indicate the time shift);
- 3) the oscilloscope must not be overloaded to the degree that an error occurs when an attenuator position is switched out;

4) les positions x2 du commutateur ne sont pas les seules à pouvoir être utilisées: $\Delta t = R_r C_r / | \ln M |$ où M est la valeur de l'échelon de l'atténuateur (ou son inverse), par exemple $\ln 4 = 1,39$, $\ln 5 = 1,61$, $\ln 10 = 2,30$, etc.

Le produit $R_r C_r$ du préamplificateur, dans des conditions de fonctionnement réelles, doit être spécifié. Il est possible de calculer R_r à partir des mesures précédentes.

5.6.3 Limite du taux de comptage, préamplificateur à liaison continue

Avec des signaux monoénergétiques, la limite du taux de comptage N_m est celle à laquelle la tension de sortie du préamplificateur atteint la saturation:

$$N_m = 6,25 \times 10^{12} \varepsilon V_m / E R_r \quad (5)$$

$$PETC = E N_m = 6,25 \times 10^{12} \varepsilon V_m / R_r \quad (5A)$$

où

N_m est le taux de comptage limite, en c/s

ε est en eV par paire électron-trou

E est en MeV

V_m est la tension maximale de sortie du préamplificateur, en volts

R_r est en ohms

PETC est le produit énergie x taux de comptage, en MeV c/s

EXEMPLE

Détecteur en germanium:

$$V_m = 10 \text{ V,}$$

$$E = 1 \text{ MeV,}$$

$$R_r = 5 \times 10^9 \Omega$$

$$\varepsilon = 2,97 \text{ eV par paire électron-trou.}$$

En remplaçant ces symboles par leur valeur dans l'équation (5), le taux de comptage maximal obtenu est d'environ 37 000 c/s.

5.6.4 Limite du taux de comptage, préamplificateur à liaison capacitive

Dans un préamplificateur à couplage capacitif subissant des bouffées de taux de comptage de durée courte par rapport à $R_r C_r$ (dans des applications auprès d'accélérateurs de particules par exemple), la formule (5) s'applique à N_m . Cependant, en régime permanent (taux de comptage constant), bien que la ligne de base moyenne reste au même niveau qu'à taux de comptage nul, des fluctuations statistiques autour de la moyenne peuvent engendrer des impulsions saturantes si le taux de comptage est suffisamment élevé. L'application du théorème de Campbell montre qu'à n chocs/seconde, la fluctuation, en valeur efficace, de la ligne de base est:

$$V_{\text{eff}} = 1,6 \times 10^{-7} E [n R_r C_r / 2]^{1/2} / \varepsilon C_r \quad (6) \text{ (voir annexe F, référence [6])}$$

4) it is not necessary to use only x2 switch positions: $\Delta t = R_f C_f / |\ln M|$ where M is the size of the attenuator step (or its reciprocal), e.g. $\ln 4 = 1,39$, $\ln 5 = 1,61$, $\ln 10 = 2,30$, etc.

The $R_f C_f$ product of the preamplifier under actual operating conditions shall be specified. From the preceding measurements, R_f can be calculated.

5.6.3 Count-rate limit, d.c.-coupled preamplifier

With monoenergetic signals, the count-rate limit N_m is that at which the preamplifier output voltage reaches saturation:

$$N_m = 6,25 \times 10^{12} \varepsilon V_m / E R_f \quad (5)$$

$$ECRP = E N_m = 6,25 \times 10^{12} \varepsilon V_m / R_f \quad (5A)$$

where

N_m is the upper count-rate limit, in c/s

ε is in eV per ion pair

E is in MeV

V_m is the rated maximum output of the preamplifier, in volts

R_f is in ohms

ECRP is the energy count-rate product, in MeV x c/s

EXAMPLE

Germanium detector:

$$V_m = 10 \text{ V,}$$

$$E = 1 \text{ MeV,}$$

$$R_f = 5 \times 10^9 \Omega,$$

$$\varepsilon = 2,97 \text{ eV/ion pair.}$$

Substituting in equation (5), the maximum count-rate N_m proves to be about 37 000 c/s.

5.6.4 Count-rate limit, a.c.-coupled preamplifier

In an a.c.-coupled preamplifier, subject to count-rate bursts having durations which are short compared with $R_f C_f$ (as can occur in particle-accelerator applications), N_m is governed by equation (5). However, under steady-state conditions (constant count-rate), the average baseline remains at the zero count-rate level, but statistical fluctuations about the mean can cause pulses to saturate if the counting rate is high enough. By applying Campbell's theorem, it can be shown that at n counts per second, the r.m.s. fluctuation of the baseline is:

$$V_{\text{rms}} = 1,6 \times 10^{-7} E [n R_f C_f / 2]^{1/2} / \varepsilon C_f \quad (6) \text{ (see annex F, reference [6])}$$

Les fluctuations suivent, en première approximation, une distribution normale lorsque la durée moyenne entre impulsions est courte comparée à $R_r C_r$. A $2,6 \sigma$, c'est-à-dire à $2,6 V_{\text{eff}}$, la ligne de base dépassera V_m pendant 1 % du temps. En portant ce facteur dans l'équation (6), le taux de comptage pour lequel 1 % du spectre d'impulsions monoénergétiques dépasse V_m devient:

$$N_m \cong 1,16 V_m^2 \varepsilon^2 C_r \times 10^{13} / E^2 R_r \quad (7)$$

$$\text{PE}^2\text{TC} = E^2 N_m \cong 1,16 V_m^2 \varepsilon^2 C_r \times 10^{13} / R_r \quad (7A)$$

où C_r est en pF et les autres unités sont les mêmes que pour (5) et (5A).

On notera que N_m étant inversement proportionnel au carré de E , le PETC pour un amplificateur couplé en continu devient le PE^2TC pour un amplificateur à couplage capacitif. Signalons également que dans les équations (5), (5A), (7) et (7A), on suppose que l'amplitude crête du signal est petite comparée à V_m . Si ce n'est pas le cas, la saturation interviendra à des taux de comptage plus faibles.

EXEMPLE

Détecteur en germanium:

$$V_m = 10 \text{ V},$$

$$C_r = 1 \text{ pF},$$

$$E = 1 \text{ MeV},$$

$$R_r = 5 \times 10^9 \Omega,$$

$$\varepsilon = 2,97 \text{ eV par paire électron-trou.}$$

En remplaçant ces symboles par leur valeur dans les équations (7), et (7A) le taux de comptage maximal est approximativement égal à 2×10^6 c/s et PE^2TC approximativement égal à 2×10^6 [MeV]² c/s. Cette valeur est plus de 50 fois supérieure à la limite en couplage continu, pour les mêmes paramètres de fonctionnement.

Remarquer que du fait que dans les exemples précédents l'énergie a été choisie égale à 1 MeV, PETC et PE^2TC sont tous deux égaux à la valeur correspondante de N_m , 37 000 c/s et 2×10^6 c/s respectivement. Si l'énergie avait été de 2 MeV, par exemple, PETC (couplage continu) et PE^2TC (couplage capacitif) auraient conservés tous deux la même valeur, soit 37 000 MeV c/s et 2×10^6 [MeV]² c/s respectivement, mais N_m serait tombé à 28 500 c/s (couplage continu) et à 500 000 c/s (couplage capacitif), E^2 ayant augmenté à $[2 \text{ MeV}]^2 = 4$ [MeV]².

Pour un préamplificateur à couplage capacitif, on doit spécifier le PETC pour un fonctionnement en pulsé, et le PE^2TC pour un fonctionnement en régime permanent, à une énergie appropriée à l'utilisation prévue pour le préamplificateur.

The fluctuations approximate a normal distribution when the mean spacing between pulses is short compared with $R_f C_f$. The baseline will exceed V_m 1 % of the time at $2,6 \sigma$, that is, at $2,6 V_{rms}$. Using this factor and equation (6), the point at which 1 % of the spectrum of monoenergetic pulses exceeds V_m becomes:

$$N_m \cong 1,16 V_m^2 \varepsilon^2 C_f \times 10^{13} / E^2 R_f \quad (7)$$

$$E^2 \text{CRP} = E^2 N_m \cong 1,16 V_m^2 \varepsilon^2 C_f \times 10^{13} / R_f \quad (7A)$$

where C_f is in pF and the other units are the same as for equations (5) and (5A).

Note that, because N_m is inversely proportional to the square of E , what was the ECRP for the d.c.-coupled preamplifier becomes the $E^2 \text{CRP}$ for the a.c.-coupled one. Note also that for equations (5), (5A), (7) and (7A), it is assumed that the peak signal height is small compared with V_m . If it is not, saturation will occur at a lower counting rate.

EXAMPLE

Germanium detector:

$$V_m = 10 \text{ V,}$$

$$C_f = 1 \text{ pF,}$$

$$E = 1 \text{ MeV,}$$

$$R_f = 5 \times 10^9 \ \Omega,$$

$$\varepsilon = 2,97 \text{ eV per ion pair.}$$

Substituting in equations (7) and (7A), the maximum count-rate is approximately 2×10^6 c/s and $E^2 \text{CRP}$ is approximately 2×10^6 [MeV]² x c/s. This is over 50 times higher than the d.c. limit for the same operating parameters.

Note that because the preceding examples are based on an energy of 1 MeV, both the ECRP and the $E^2 \text{CRP}$ are numerically equal to their associated N_m 's: 37 000 c/s and 2×10^6 c/s, respectively. Had the energy been, say, 2 MeV, both ECRP (d.c. case) and $E^2 \text{CRP}$ (a.c. case) would have remained the same at 37 000 MeV x c/s and 2×10^6 [MeV]² x c/s respectively, but N_m would have dropped to 28 500 c/s for the d.c. case and 500 000 c/s for the a.c. case (E^2 would have increased to $[2 \text{ MeV}]^2 = 4[\text{MeV}]^2$).

For an a.c.-coupled preamplifier, the ECRP shall be specified for burst-rate operation, and the $E^2 \text{CRP}$ shall be specified for steady-state operation at an energy appropriate for the intended use of the preamplifier.

6 Mesures relatives à un amplificateur à seuil

Après réglage de la tension de seuil à zéro, le gain d'un amplificateur à seuil (AS) peut être mesuré par la méthode décrite en 4.4, en utilisant un générateur d'impulsions et un amplificateur de mise en forme comme source du signal.

Il est possible d'étalonner la commande de réglage du seuil par rapport au commutateur d'un générateur d'impulsions, si la sortie directe de ce générateur est utilisée comme source du signal (sans intervention d'un amplificateur). Les réglages des deux boutons doivent coïncider lorsque le signal de sortie issu de l'amplificateur à seuil émerge juste de la ligne de base.

Les spécifications relatives au gain et à la tension de seuil doivent être indiquées, et il est également recommandé de spécifier les tolérances relatives à l'étalonnage du bouton multitours.

Etant donné que la prescription relative au taux de balayage dans l'étage d'un amplificateur à seuil est supérieure à celle rencontrée dans un amplificateur de mise en forme, la probabilité de non-linéarité est également supérieure. Par exemple, si l'amplificateur à seuil fonctionne à un gain $\times 10$ sur des impulsions à 9 V issues de l'amplificateur principal, la durée de l'impulsion mise en forme à ce niveau est approximativement égale à $1/7^{\text{e}}$ de sa durée au niveau 1 %, et le taux de balayage doit être approximativement sept fois plus grand.

6.1 Non-linéarité, amplificateur à seuil

Dans la méthode décrite ici, un pont de linéarité est utilisé; une entrée de ce pont est excitée par un amplificateur à seuil de référence (ASR), et l'autre entrée est excitée par l'amplificateur à seuil soumis à l'essai. Le montage d'essai est illustré dans la figure 11. Un ASR adapté est décrit à l'annexe E. La viabilité de cette méthode réside dans le fait que l'ASR reçoit un signal à sommet approximativement horizontal, directement issu du générateur de signaux; le retard entre l'établissement du signal du générateur et le pic de l'impulsion de sortie de l'amplificateur principal permet à l'ASR de se stabiliser avant que le pic arrive, réduisant ainsi de façon importante la prescription relative au taux de balayage.

Pour un index de temps de mise en forme donné, les conditions de fonctionnement le plus sévères pour l'AS se produisent:

- 1) à son niveau de gain maximal;
- 2) avec la tension de seuil réglée de manière à générer V_m ;
- 3) avec l'amplificateur de mise en forme qui le précède fonctionnant aussi à la valeur V_m .

6 Biased amplifier measurements

After setting the bias control to zero, the gain of a biased amplifier (BA) can be measured by the method described in 4.4, using a pulse generator and shaping amplifier as a signal source.

The bias control can be calibrated against the dial of a pulse generator if the direct output of that generator is used as the signal source (with no intervening amplifier). The two dial settings should match when the output signal from the BA just emerges from the baseline.

Gain and bias specifications shall be given and it is recommended that tolerances for the dial calibration be given as well.

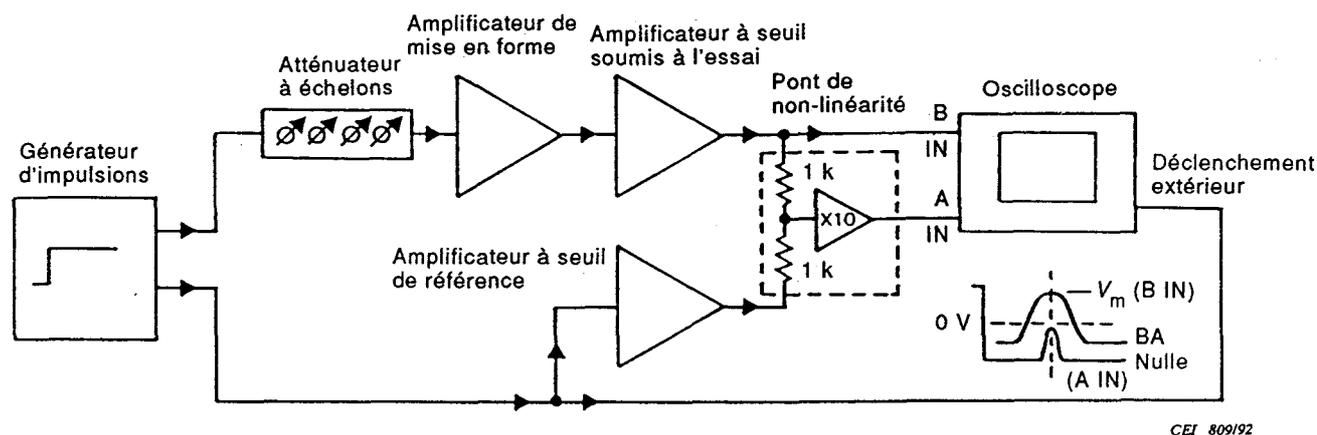
Because the demand on slew rate in the amplifier stage of a BA is greater than in the stages of a shaping amplifier, the likelihood of nonlinearity is also greater. For example, if the BA is operating at a gain of $\times 10$ on 9 V pulses from the main amplifier, the width of the shaped pulse at this level is approximately 1/7th its width at the 1 % level, and the slew rate must be approximately seven times greater.

6.1 *Nonlinearity, biased amplifier*

In the method described here, a nonlinearity bridge is used with one input driven by a reference biased amplifier (RBA) and the other input by the BA under test. The set-up is shown in figure 11. A suitable RBA is described in annex E. What makes this method viable is that the RBA receives an approximately flat-topped signal directly from the signal generator; the delay between the onset of the generator signal and the peak of the main amplifier output pulse allows the RBA to settle before the peak arrives, greatly lowering the slew rate requirement.

For a given shaping time index, the most stringent operating conditions for the BA occur:

- 1) at its maximum gain;
- 2) with the bias adjusted to produce V_m ;
- 3) with the shaping amplifier that precedes it also operating at V_m .



CEI 809/92

Figure 11 - Montage pour la mesure de la non-linéarité d'un amplificateur à seuil

La région proche de V_m est celle qui a la plus grande probabilité de présenter une non-linéarité différentielle. Etant donné que cela affectera la précision de l'essai, il est important qu'un amplificateur principal de haute linéarité soit utilisé en tant que partie intégrante du montage.

En utilisant le critère précédent:

- réglér l'amplificateur de mise en forme à son index de mise en forme le plus long;
- réglér la sensibilité de l'entrée A de l'oscilloscope à 0,2 V/DIV et la sensibilité de l'entrée B à 2 V/DIV;
- avec les polarités des signaux indiquées, régler le générateur et les trois amplificateurs à la valeur V_m , telle qu'indiquée sur l'oscilloscope, en faisant varier ses connexions de façon appropriée;
- faire fonctionner l'amplificateur de mise en forme à un niveau de gain inférieur à son gain de transition de bruit, afin d'obtenir le meilleur RSB possible. Il est préférable que les gains de l'ASR et de l'AS soient à peu près identiques;
- utiliser le canal B de l'oscilloscope pour observer le signal issu de l'amplificateur AS et utiliser le canal A pour observer la tension de sortie du pont;
- ajuster le seuil de l'ASR de sorte que le signal de sortie du pont ΔV_{br} soit proche de zéro volt (il est préférable qu'il se situe à mi-chemin entre les niveaux de saturation);
- réduire lentement le signal du générateur, tout en observant le pic de ΔV_{br} . S'il se déplace dans la même direction que le signal issu de l'AS, diminuer son gain (ou accroître le gain de l'ASR) et répéter la procédure.

Il convient d'effectuer le réglage final pour obtenir un signal stationnaire sur la plage d'amplitude la plus large possible, au moyen de la commande de réglage de gain fin de l'ASR. (Ce réglage final nécessite une certaine patience.)

Noter que la non-linéarité rapportée à l'amplificateur est donnée par l'expression NL_1/A_{BA} , où A_{BA} est le gain de l'amplificateur AS. Si le gain est élevé (environ x10), la non-linéarité intégrale de l'AS avoisine une mesure de la non-linéarité différentielle de l'amplificateur principal. Comme précédemment indiqué, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur de haute linéarité pour cet essai, sinon il n'est pas impossible que la non-linéarité imputée à l'AS soit effectivement due à l'amplificateur principal qui le précède.

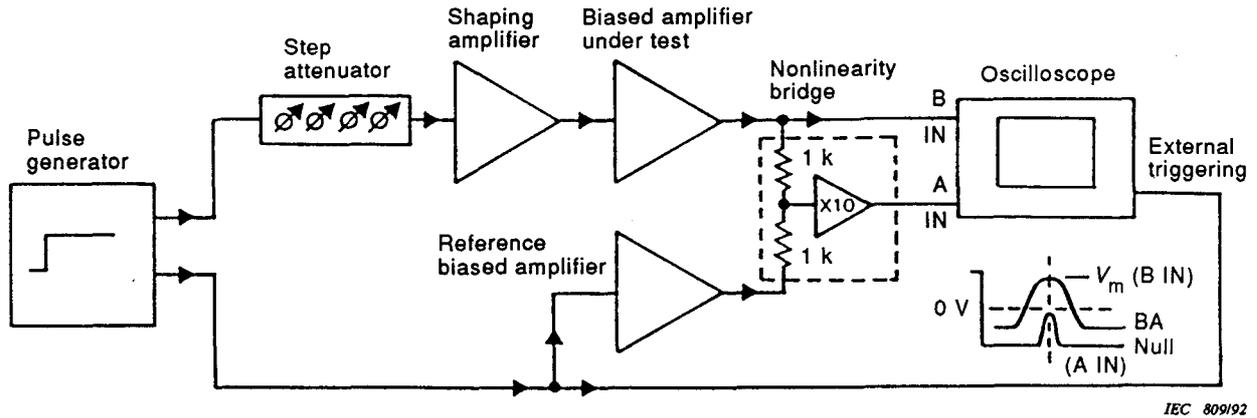


Figure 11 - Test set-up for measuring nonlinearity of a biased amplifier

The region near V_m is most likely to show differential nonlinearity. Since this will affect the accuracy of the test, it is important that a highly linear main amplifier be used as part of the set-up.

Using the preceding criterion:

- set the shaping amplifier for its longest shaping time;
- set the sensitivity of the oscilloscope A-input to 0,2 V/DIV and the B-input to 2 V/DIV;
- with signal polarities as shown, set the generator and the three amplifiers at V_m as indicated on the oscilloscope, changing its connections as needed;
- operate the shaping amplifier below its noise transition gain for best possible SNR. The gain of the RBA and the BA should be almost the same;
- use the B channel of the oscilloscope to observe the signal from the BA and the A channel to observe the output of the bridge;
- adjust the bias of the RBA to get the bridge output signal ΔV_{br} near zero volts (which should be halfway between the saturation levels);
- slowly reduce the generator signal while observing the peak of ΔV_{br} . If it moves in the same direction as the signal from the BA, decrease its gain (or increase the gain of the RBA) and repeat.

The final adjustment for obtaining a stationary signal over the widest possible amplitude range should be made with the fine-gain control of the RBA. (It takes patience to find the final setting.)

Note that the nonlinearity referred back to the main amplifier is L_1/A_{BA} , where A_{BA} is the gain of the BA. If the gain is high (approximately x10), the integral nonlinearity of the BA approximates a differential nonlinearity measurement of the main amplifier. As stated earlier, it is important that a highly linear main amplifier be used for the test. Otherwise nonlinearity ascribed to the BA may actually be due to the main amplifier that drives it.

Répéter l'essai pour des temps de mise en forme plus courts.

L'essai de non-linéarité doit être effectué, en observant la condition qui stipule que, lorsque l'AS fonctionne à sa tension de sortie nominale maximale, l'amplificateur principal fonctionne à sa tension de sortie nominale maximale. La non-linéarité doit être exprimée en pourcentage de V_m . Il est nécessaire de spécifier les limites supérieure et inférieure de la plage dynamique sur laquelle cette non-linéarité s'applique. Il est nécessaire de préciser l'index $t_{1/2}$ le plus faible de l'amplificateur de mise en forme pour lequel la spécification de non-linéarité s'applique.

Repeat the test for shorter shaping times.

The nonlinearity test shall be carried out with the condition that when the BA is operating at its maximum rated output voltage, the main amplifier is operating at its maximum rated output voltage. The nonlinearity shall be expressed as a percentage of V_m . The upper and lower limits of the dynamic range over which that nonlinearity applies shall be specified. The lowest $t_{1/2}$ of the shaping amplifier shall be stated for which the nonlinearity specification applies.

Annexe A (normative)

Spectromètre

A.1 Préamplificateurs

Un préamplificateur de tension (PDT) et un préamplificateur sensible à la charge (PSC) sont illustrés dans la figure A.1. La charge Q est générée dans le détecteur qui a une capacité C_d . La capacité d'entrée du préamplificateur est C_{en} , qui constitue un paramètre important en raison de son influence sur le RSB. Le RSB est essentiellement le même pour les deux configurations, mais la manière dont le signal et le bruit sont individuellement influencés dépend de la différence entre les capacités «froide» et «chaude» (voir 1.3). Le bruit dépend de la capacité froide, qui est virtuellement la même pour les deux circuits, alors que le signal dépend de la capacité chaude qui est radicalement différente d'un circuit à l'autre. Dans le PDT, les capacités chaude et froide sont quasiment similaires, mais en raison de la contre-réaction vers la borne de sortie du PSC, sa capacité chaude est représentée par le produit $A_o C_r^2$ où A_o est le gain de l'amplificateur en boucle ouverte. Dans le PSC, si $A_o = 10^4$ et $C_r = 1$ pF, alors C_{en} chaude = 0,01 μ F.

Les effets de la configuration sur les paramètres du signal sont indiqués dans le tableau A.1 et dans les équations (A1) à (A3). Dans le PDT, le bruit de sortie est presque indépendant de C_{en} , mais l'amplitude du signal de sortie lui est inversement proportionnelle.

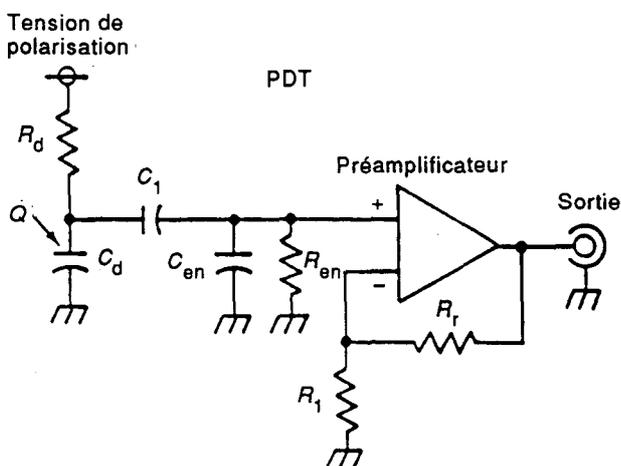


Figure A.1a - Préamplificateur de tension

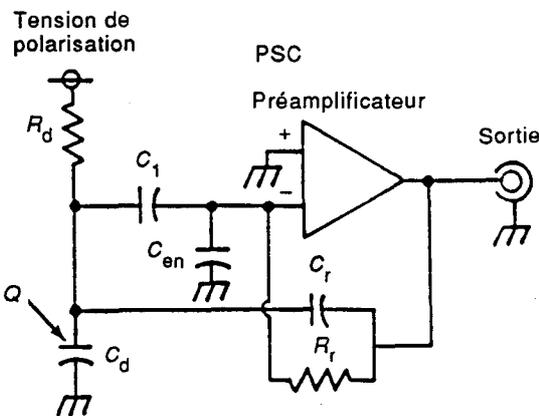


Figure A.1b - Préamplificateur sensible à la charge

CEI 81092

Figure A.1

Annex A (normative)

Spectrometer

A.1 Preamplifiers

A voltage-sensitive preamplifier (VSP) and a charge-sensitive preamplifier (CSP) are illustrated in figure A.1. The charge Q originates in the detector which has a capacitance C_d . The preamplifier input capacitance is C_{in} , which is an important parameter because it affects the SNR. The SNR is essentially the same for both configurations, but the way in which the signal and noise are separately affected depends on the difference between the "cold" and "hot" capacitances (see 1.3). Noise depends on cold capacitance, which is virtually the same for both units, while signal depends on hot capacitance, which is drastically different between the two. In the VSP, hot and cold capacitances are nearly alike, but because of the feedback to the signal terminal of the CSP, its hot capacitance is $A_o C_f$, where A_o is the open-loop amplifier gain. In the CSP, if $A_o = 10^4$ and $C_f = 1$ pF, hot $C_{in} = 0,01$ μ F.

The effects of the configuration on the signal parameters are given in table A.1 and in equations (A.1) through (A.3). In the VSP, the output noise is nearly independent of C_{in} , but the output signal amplitude is inversely proportional to it.

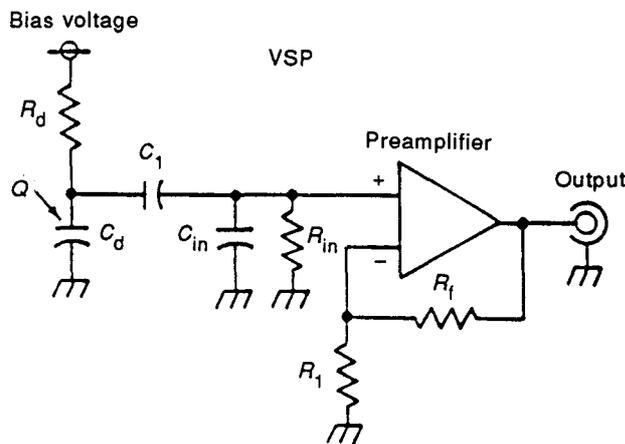


Figure A.1a – Voltage-sensitive preamplifier

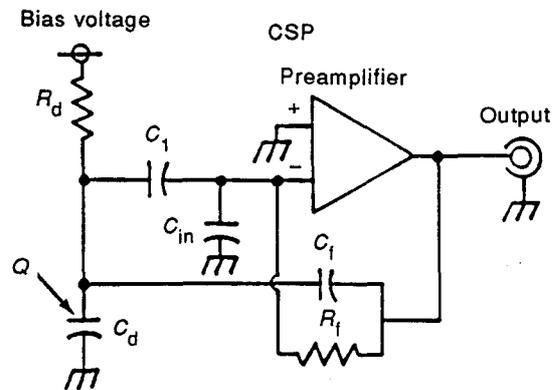


Figure A.1b – Charge-sensitive preamplifier

Figure A.1

Tableau A.1 – Comparaison (approximative) des paramètres dans les préamplificateurs de tension et les préamplificateurs sensibles à la charge

Paramètre	Préamplificateurs de tension	Préamplificateurs sensibles
Polarité du signal Amplitude du signal Bruit efficace Temps de décroissance	Pas d'inversion $(C_d + C_{en\ chaude})^{-1}$ Indépendant de C_d $(C_d + C_{en\ chaude})^{+1}$	Inversion à la charge Indépendant de C_d $(C_d + C_{en\ froide})^{+1}$ Indépendant de C_d

Dans le PSC, si le bruit série domine, sa valeur efficace est directement proportionnelle à C_{en} , mais l'amplitude du signal de sortie est quasiment indépendante de C_{en} .

La sortie de PDT en boucle fermée est:

$$V_a = \frac{Q}{(C_d + C_{en\ chaude})} A_{PDT} \exp [-t/R_p (C_d + C_{en\ chaude})] \quad (A.1)$$

où $A_{PDT} = (R_r + R_1)/R_1$ et $R_p = (R_{en} \times R_d)/(R_{en} + R_d)$

La sortie de PSC en boucle fermée est:

$$V_a = \frac{Q}{C_r (1 + C_d/AC_r)} \exp [-t/R_r C_r (1 + C_d/AC_r)] \quad (A.2)$$

où $A \gg 1$.

si $C_d \ll AC_r$,

$$V_a = \frac{Q}{C_r} \exp [-t/R_r C_r] \quad (A.3)$$

Pour une approximation du premier ordre, la sensibilité à la charge du PSC est de $1/C_r$ volts par coulomb.

Le terme «sensibilité à la charge», exprimé en unités de volts par coulomb (ou en volts par keV, selon le cas applicable), doit être utilisé pour un PSC, à la place du terme «gain». Le terme de gain n'est pas significatif pour un PSC car il implique des unités de volts par volt, lesquelles s'appliquent au PDT. Il est cependant possible d'effectuer une comparaison en mettant en équation les expressions des V_a , indiquées dans les équations (A.1) et (A.3) (sans tenir compte des termes exponentiels car ils concernent les caractéristiques de décroissance plutôt que l'amplitude initiale de l'impulsion).

Il est utile de noter que, lorsqu'une capacité d'essai C_c est reliée à l'entrée d'un PSC afin d'introduire une charge d'essai (voir figure B.4), les impédances de C_c et de C_r peuvent être considérées comme les impédances d'entrée et de contre-réaction d'un amplificateur opérationnel; dans ce cas le concept de gain est valable, ce dernier s'évaluant à C_c/C_r volts par volt par rapport au générateur de signaux. Si les deux capacités ont la même valeur, ce qui est souvent le cas, la tension de sortie du préamplificateur est égale, mais opposée en polarité à celle du générateur.

Table A.1 - Parameter proportionalities (approximate) in voltage-sensitive and charge-sensitive preamplifiers

Parameter	Voltage-sensitive	Charge-sensitive
Signal polarity Signal amplitude RMS noise Decay time	Noninverting $(C_d + \text{hot } C_{in})^{-1}$ Independent of C_d $(C_d + \text{hot } C_{in})^{+1}$	Inverting Independent of C_d $(C_d + \text{cold } C_{in})^{+1}$ Independent of C_d

In the CSP, if the series noise controls, its r.m.s. value is directly proportional to C_{in} , but the output signal amplitude is nearly independent of it.

The closed-loop output of the VSP is:

$$V_a = \frac{Q}{(C_d + \text{hot } C_{in})} A_{VSP} \exp[-t/(R_p (C_d + \text{hot } C_{in}))] \quad (\text{A.1})$$

where $A_{VSP} = (R_f + R_1) / R_1$ and $R_p = (R_{in} \times R_d) / (R_{in} + R_d)$

The closed-loop output of the CSP is:

$$V_a = \frac{Q}{C_f (1 + C_d/AC_f)} \exp[-t/R_f C_f (1 + C_d/AC_f)] \quad (\text{A.2})$$

where $A \gg 1$.

If $C_d \ll AC_f$,

$$V_a = \frac{Q}{C_f} \exp[-t/R_f C_f] \quad (\text{A.3})$$

To a first-order approximation, the charge sensitivity of the CSP is $1/C_f$ volts per coulomb.

The term "charge sensitivity", with units of volts per coulomb (or volts per keV, whichever is applicable) must be used for a CSP in place of the term "gain". The latter is meaningless for a CSP because it implies units of volts per volt, which applies to a VSP. There is a comparison, however, which can be obtained by equating the V_a 's shown in equations (A.1) and (A.3) (disregarding the exponential terms because they signify the decay characteristics rather than the initial pulse height).

It is useful to note that if a test capacitor C_c is connected to the input of a CSP for the purpose of injecting a test charge (see figure B.4), the impedances of C_c and C_f can be considered as the input and feedback impedances of an operational amplifier; in this instance, the concept of gain is valid, amounting to C_c/C_f volts per volt with respect to the pulse generator. If the two capacitors have the same value, which is often the case, the output voltage of the preamplifier is equal but opposite in polarity to that of the generator.

Dans les deux configurations, si le condensateur de couplage $C_1 \gg C_{en}$ chaude, C_1 peut être considéré comme un court-circuit relatif à la transmission du signal. Cependant, si C_r dans le PSC est relié au côté amplificateur de C_1 , V_a sera réduite par le facteur $C_1/(C_1 + C_d)$.

A.2 Circuits de mise en forme des impulsions

En raison du long temps de décroissance dans un préamplificateur (de l'ordre de 5 ms), les impulsions s'empilent à des taux de comptage faibles inacceptables. Par ailleurs, les temps de montée relativement brefs et les longs temps de descente sont liés à une large bande passante et à un niveau de bruit élevé. L'utilisation d'un circuit de mise en forme dans l'amplificateur principal améliore à la fois les performances en taux de comptage et le RSB. Le circuit comprend un «différenciateur» permettant d'accélérer la restitution du signal, et de un à six intégrateurs, destinés à ralentir le temps de montée. Un différenciateur unique aboutit à une impulsion unipolaire, alors que deux différenciateurs égaux aboutissent à une impulsion bipolaire.

Dans le préamplificateur, le circuit de contre-réaction $R_r C_r$ constitue un différenciateur inopportun qui, conjointement avec le différenciateur voulu, provoque un dépassement négatif d'amplitude $\approx \tau_D/3R_r C_r$ et de durée $\approx R_r C_r$ où τ_D est la constante de temps de différenciation. Ce dépassement négatif est supprimé par le circuit de compensation pôle/zéro (P/Z).

Le circuit de mise en forme le plus simple se compose de résistances et de condensateurs, avec un nombre m de parties passe-haut et un nombre n de parties passe-bas, ces parties ayant toutes la même constante de temps. Le circuit est symbolisé par $(CR)^m - (RC)^n$. Une impulsion unipolaire résulte de $m = 1$ et une impulsion bipolaire résulte de $m = 2$. La réponse à un échelon de tension est $V_a = (x^n/n!)e^{-x}$ (où $x = t/RC$), qui, bien qu'ayant la forme d'une distribution de Poisson (une similarité fortuite), est décrite comme «quasi-gaussienne». D'autres réseaux de circuits sont connus sous les termes de «sinⁿ» (qui fait également partie de la famille «quasi-gaussienne»), de «quasi-triangulaire» et de «lobe», la terminologie se rapportant à la forme de l'impulsion. Les figures A.2 et A.3 illustrent une comparaison entre formes. Dans la figure A.2, l'échelle est linéaire et indique les formes d'onde telles qu'elles devraient apparaître sur un oscilloscope. Dans la figure A.3, l'échelle verticale est logarithmique afin de montrer les détails de la restitution de l'impulsion dans la région située en dessous de 10 % de l'amplitude crête. Les circuits sinⁿ ne génèrent pas de dépassements négatifs, mais génèrent des pics secondaires (indiqués à proximité de $t = 3,5$); ces pics sont situés en dessous de 0,01 % de l'amplitude du pic primaire et n'influencent pas la résolution en énergie de façon notable.

Les paramètres des impulsions sont indiqués dans le tableau A.2 de la figure A.2; les entrées sont disposées selon les performances du bruit.

In both configurations, if the coupling capacitor $C_1 \gg C_{in}$, C_1 may be considered as a short-circuit regarding signal transmission. However, if C_f in the CSP is connected to the preamplifier side of C_1 , V_a will be diminished by the factor $C_1/(C_1 + C_d)$.

A.2 Pulse shaping networks

Because of the long decay time in a preamplifier (as much as 5 ms), pulses pile up at unacceptably low counting rates. Also, short rise times and long decay times are linked to wide bandwidth and a high noise level. Through the use of a pulse shaping network in the main amplifier, both the count-rate capability and the SNR are improved. The network comprises a "differentiator" to hasten signal recovery and one to six "integrators" to slow the rise time. A single differentiator results in a unipolar pulse, two equal differentiators result in a bipolar pulse.

The feedback network $R_f C_f$ in the preamplifier constitutes an undesired differentiator which, in conjunction with the desired one, causes an undershoot of magnitude $\approx \tau_D/3R_f C_f$ and duration $\approx R_f C_f$, where τ_D is the differentiating time constant. This undershoot is eliminated by the pole/zero (P/Z) cancellation network.

The simplest shaping network is made up of resistors and capacitors, with m high-pass sections and n low-pass sections, all having the same time constant. The network is symbolized by $(CR)^m - (RC)^n$. A unipolar pulse results from $m = 1$ and a bipolar pulse from $m = 2$. The response to a voltage step is $V_a = (x^n/n!)e^{-x}$ (where $x = t/RC$) which, although shaped like a Poisson distribution (an accidental similarity), is described as "quasi-Gaussian". Other networks are known as "sineⁿ" (which is also part of the quasi-Gaussian family), "quasi-triangular", and "cusp", where the nomenclature refers to the pulse shape. A comparison between shapes is shown in figures A.2 and A.3. In figure A.2, the scale is linear and shows the waveforms as they would appear on an oscilloscope. In figure A.3, the vertical scale is logarithmic to show details of the pulse recovery in the region below 10 % of peak height. The sineⁿ networks do not generate undershoots, but do produce secondary peaks (shown near $t = 3,5$); these are below 0,01 % of the primary peak height and do not affect energy resolution to a noticeable degree.

Pulse parameters are given in table A.2 of figure A.2; entries are arranged according to noise performance.

Dans les équations présentées en dessous du tableau A.2, les constantes requises pour générer une amplitude unitaire et une durée unitaire à $t = \pm 0,5$ sont indiquées dans les colonnes intitulées «Constantes». Les durées, $t_{0,001}$, $t_{0,01}$ et t_p , sont indiquées dans les colonnes intitulées «Durées». L'instant de démarrage des impulsions sur l'axe des temps et, de façon similaire, l'instant de crête, sont respectivement indiqués dans les colonnes intitulées «Zéro» et «Crête». Dans la colonne intitulée «Symétries», les nombres se rapportent à la symétrie des impulsions autour de la ligne $t = 0$; le temps de passage au pic t_p a été arbitrairement doublé de sorte qu'une impulsion parfaitement symétrique présente un facteur de symétrie de 1,000 (lobe, triangle et gaussien). Le facteur de symétrie $t_{0,001}/t_{0,01}$ donne une indication sur la rapidité à laquelle les impulsions quittent la ligne de base et y retournent. De ce point de vue, le lobe est le plus mauvais et le triangle le meilleur. Le «Facteur de mérite», qui a servi de critère pour ordonner le tableau, est la moyenne pondérée entre les composantes série et parallèle du bruit efficace. Le facteur de mérite est caractéristique d'un circuit particulier. Les composantes individuelles du bruit (les deux dernières colonnes) varient en fonction de la durée de l'impulsion, mais les produits ne varient pas. Le bruit parallèle est virtuellement constant pour les circuits gaussiens et quasi-gaussiens (\sin^n et $CR-(RC)^n$); il varie pour les quatre autres.

A l'exception du lobe et du triangle, le bruit série varie de façon inversement proportionnelle au facteur de symétrie $2t_p/t_{0,01}$. Un circuit \sin^n de $n^{\text{ième}}$ ordre, tout en nécessitant le même nombre de résistances et de condensateurs qu'un circuit $CR-(RC)^n$ de $n^{\text{ième}}$ ordre, assure une meilleure symétrie, un bruit série plus faible et un temps de résolution plus bref ($t_{0,001}$ ou $t_{0,01}$) que ce dernier. Le contraste le plus notable existe entre les circuits \sin^4 et $CR-(RC)^6$, où les facteurs de mérite sont identiques, mais où le circuit de \sin^4 de 4^e ordre a un temps de résolution plus bref que le circuit $CR-(RC)^6$ de 6^e ordre.

Le circuit quasi-triangulaire est obtenu à partir du circuit \sin^6 par addition des sorties pondérées des deux premières paires d'intégration avec celles de la troisième. Le facteur de mérite n'est supérieur que de 0,3 % par rapport à celui de l'impulsion mère, mais le temps de résolution à $t_{0,001}$ est pratiquement meilleur de 10 %.

In the equations below table A.2, the constants required to produce unit pulse height and unit width at $t = \pm 0,5$ are given in the "Constants" columns. The widths $t_{0,001}$, $t_{0,01}$ and t_p are given in the "Widths" columns. The instant of pulse initiation on the time axis and, similarly, the instant at which the peak occurs, are given in the "Zero" and "Peak" columns. In the "Symmetries" column, the numbers refer to pulse symmetry about the $t = 0$ line; peaking time t_p was doubled arbitrarily so that a perfectly symmetrical pulse shows a symmetry factor of 1,000 (cusp, triangle and Gaussian). The symmetry factor $t_{0,001}/t_{0,01}$ gives an indication of how quickly the pulses leave and return to the baseline. The cusp is the worst in this regard and the triangle the best. The "Figure of merit", which was the criterion for arranging the order in the table, is the mean proportional between the r.m.s. series and parallel noise components and is characteristic of the particular network. The separate noise components (last two columns) change with the pulse width but the products do not. The parallel noise is virtually constant for the Gaussian and quasi-Gaussian (sine^n and $CR-(RC)^n$) networks and varies for the other four.

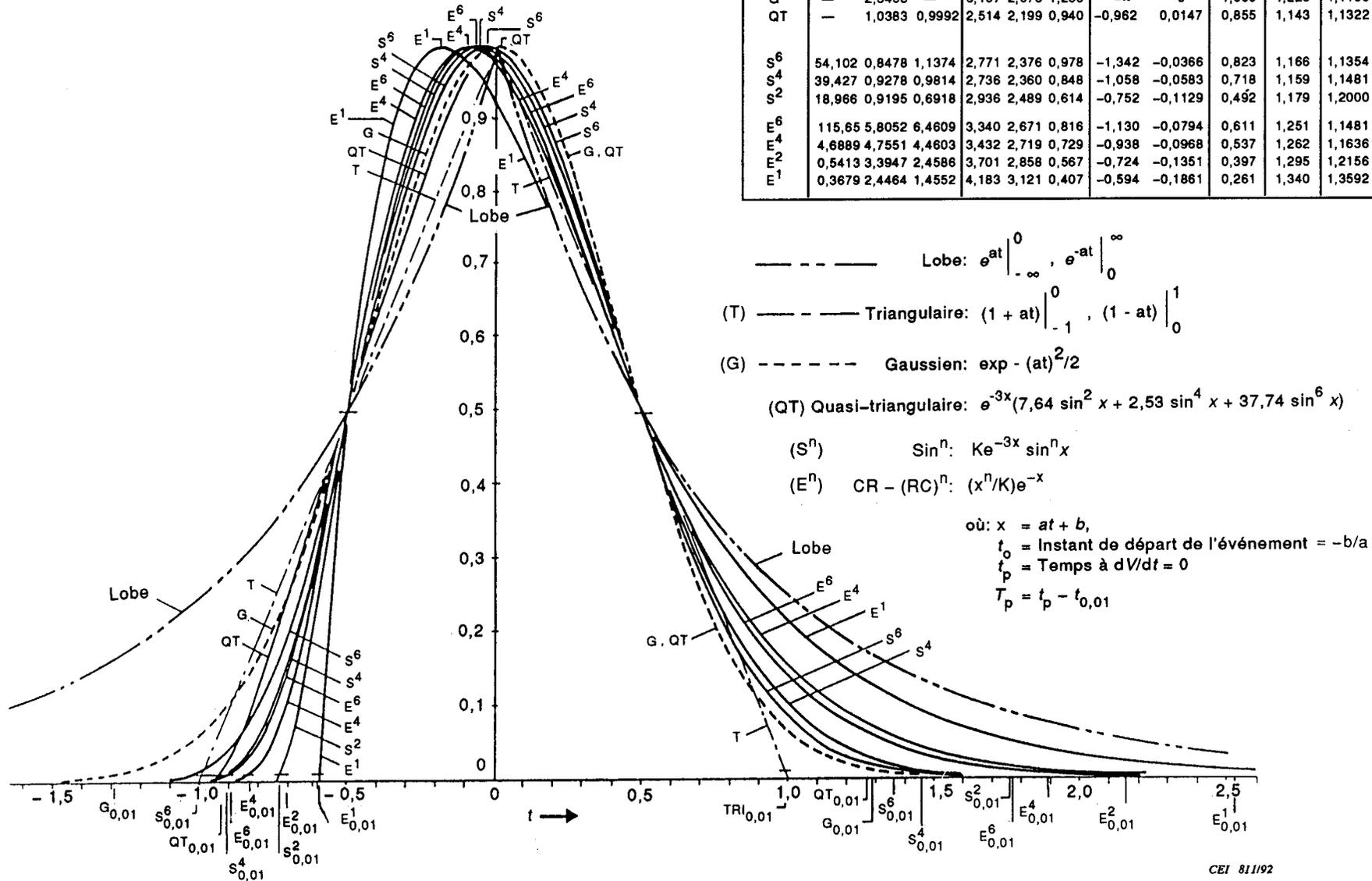
With the exception of the cusp and triangle, the series noise varies inversely as the symmetry factor $2t_p/t_{0,01}$. An n th-order sine^n network, while requiring the same number of resistors and capacitors as an n th-order $CR-(RC)^n$ network, yields better symmetry, lower series noise and shorter resolving time ($t_{0,001}$ or $t_{0,01}$) than the latter. The contrast is most noticeable between the sine^4 and $CR-(RC)^6$ networks, where the figures of merit are the same, but where the 4th-order sine^4 network has shorter resolving time than the 6th-order $CR-(RC)^6$ one.

The quasi-triangular network is obtained from the sine^6 network by summing the weighted outputs of the first two integrating pairs with that of the third. The figure of merit is only 0,3 % better than that of the progenitor pulse, but the resolving time at $t_{0,001}$ is nearly 10 % better.

Tableau A.2 - Circuits de mise en forme, facteur de mérite et paramètres de durée d'impulsion

NOTE - Toutes les durées d'impulsion sont normées à $t_{1/2}$.

Figure A.2 - Réponse à la fonction échelon des circuits de mise en forme, échelle linéaire

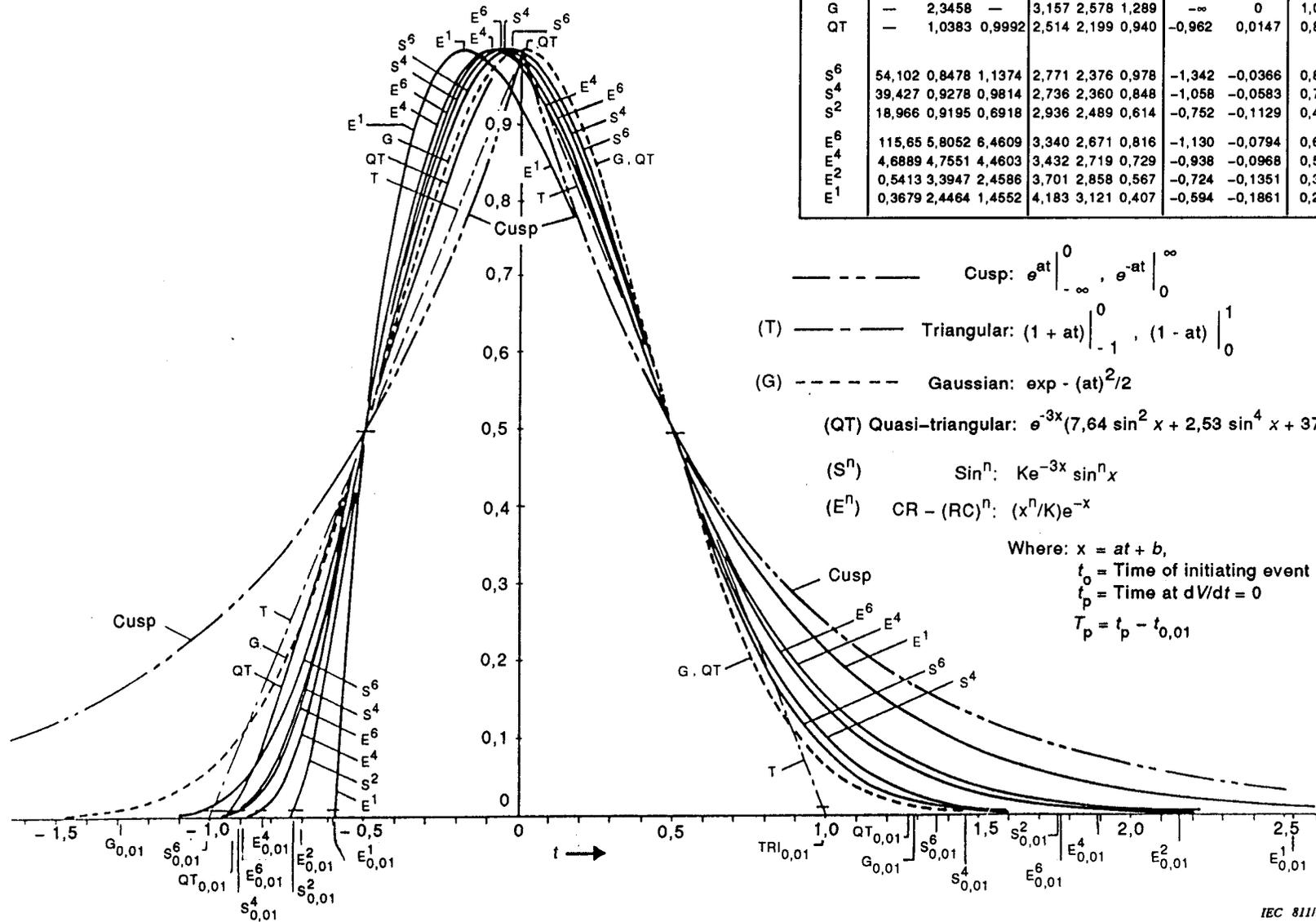


Circuit	Constantes			Durées			Zéro	Crête	Symétries		Facteur de mérite	Série efficace	Paramètre efficace
	K	a	b	$T_{0,001}$	$T_{0,01}$	T_p			t_0	t_p			
Lobe	—	.1,3863	—	9,966	6,642	1,956	—∞	0	1,000	1,500	1,0000	1,1774	0,8493
T	—	1,0000	—	1,998	1,980	0,990	-1,000	0	1,000	1,009	1,0746	1,4142	0,8165
G	—	2,3458	—	3,157	2,578	1,289	—∞	0	1,000	1,225	1,1195	1,4446	0,8676
QT	—	1,0383	0,9992	2,514	2,199	0,940	-0,962	0,0147	0,855	1,143	1,1322	1,4870	0,8621
S ⁶	54,102	0,8478	1,1374	2,771	2,376	0,978	-1,342	-0,0366	0,823	1,166	1,1354	1,4868	0,8671
S ⁴	39,427	0,9278	0,9814	2,736	2,360	0,848	-1,058	-0,0583	0,718	1,159	1,1481	1,5203	0,8670
S ²	18,966	0,9195	0,6918	2,936	2,489	0,614	-0,752	-0,1129	0,492	1,179	1,2000	1,6602	0,8674
E ⁶	115,65	5,8052	6,4609	3,340	2,671	0,816	-1,130	-0,0794	0,611	1,251	1,1481	1,5189	0,8678
E ⁴	4,6889	4,7551	4,4603	3,432	2,719	0,729	-0,938	-0,0968	0,537	1,262	1,1636	1,5599	0,8679
E ²	0,5413	3,3947	2,4586	3,701	2,858	0,567	-0,724	-0,1351	0,397	1,295	1,2156	1,7018	0,8683
E ¹	0,3679	2,4464	1,4552	4,183	3,121	0,407	-0,594	-0,1861	0,261	1,340	1,3592	2,1258	0,8690

Table A.2 - Pulse shaping networks, figures of merit and pulse width parameters

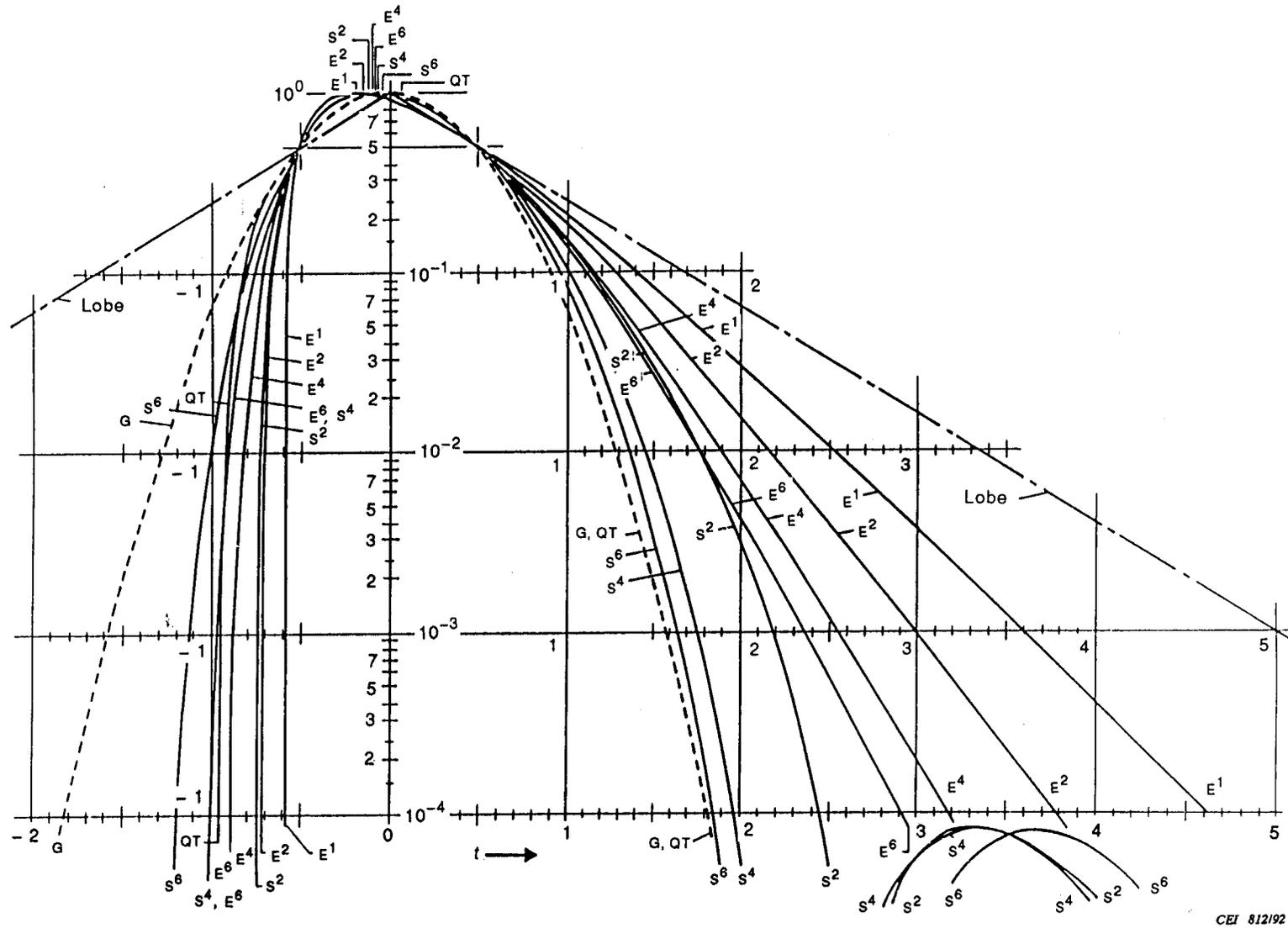
NOTE - All pulse widths are normalized to $t_{1/2}$.

Figure A.2 - Step-function responses of pulse shaping networks, linear scale



Network	Constants			Widths			Zero	Peak	Symmetries		Figure of merit	rms Series	rms Par.
	K	a	b	T _{0,001}	T _{0,01}	T _p			t _o	t _p			
Cusp	—	1,3863	—	9,966	6,642	1,956	—∞	0	1,000	1,500	1,0000	1,1774	0,8493
T	—	1,0000	—	1,998	1,980	0,990	-1,000	0	1,000	1,009	1,0746	1,4142	0,8165
G	—	2,3458	—	3,157	2,578	1,289	—∞	0	1,000	1,225	1,1195	1,4446	0,8676
QT	—	1,0383	0,9992	2,514	2,199	0,940	-0,962	0,0147	0,855	1,143	1,1322	1,4870	0,8621
S ⁶	54,102	0,8478	1,1374	2,771	2,376	0,978	-1,342	-0,0366	0,823	1,166	1,1354	1,4868	0,8671
S ⁴	39,427	0,9278	0,9814	2,736	2,360	0,848	-1,058	-0,0583	0,718	1,159	1,1481	1,5203	0,8670
S ²	18,966	0,9195	0,6918	2,936	2,489	0,614	-0,752	-0,1129	0,492	1,179	1,2000	1,6602	0,8674
E ⁶	115,65	5,8052	6,4609	3,340	2,671	0,816	-1,130	-0,0794	0,611	1,251	1,1481	1,5189	0,8678
E ⁴	4,6889	4,7551	4,4603	3,432	2,719	0,729	-0,938	-0,0968	0,537	1,262	1,1636	1,5599	0,8679
E ²	0,5413	3,3947	2,4586	3,701	2,858	0,567	-0,724	-0,1351	0,397	1,295	1,2156	1,7018	0,8683
E ¹	0,3679	2,4464	1,4552	4,183	3,121	0,407	-0,594	-0,1861	0,261	1,340	1,3592	2,1258	0,8690

Cusp: $e^{at} \Big|_{-\infty}^0, e^{-at} \Big|_0^{\infty}$
 (T) Triangular: $(1 + at) \Big|_{-1}^0, (1 - at) \Big|_0^1$
 (G) Gaussian: $\exp - (at)^2/2$
 (QT) Quasi-triangular: $e^{-3x}(7,64 \sin^2 x + 2,53 \sin^4 x + 37,74 \sin^6 x)$
 (Sⁿ) \sin^n : $Ke^{-3x} \sin^n x$
 (Eⁿ) CR - (RC)ⁿ: $(x^n/K)e^{-x}$
 Where: $x = at + b,$
 $t_o =$ Time of initiating event = $-b/a$
 $t_p =$ Time at $dV/dt = 0$
 $T_p = t_p - t_{0,01}$

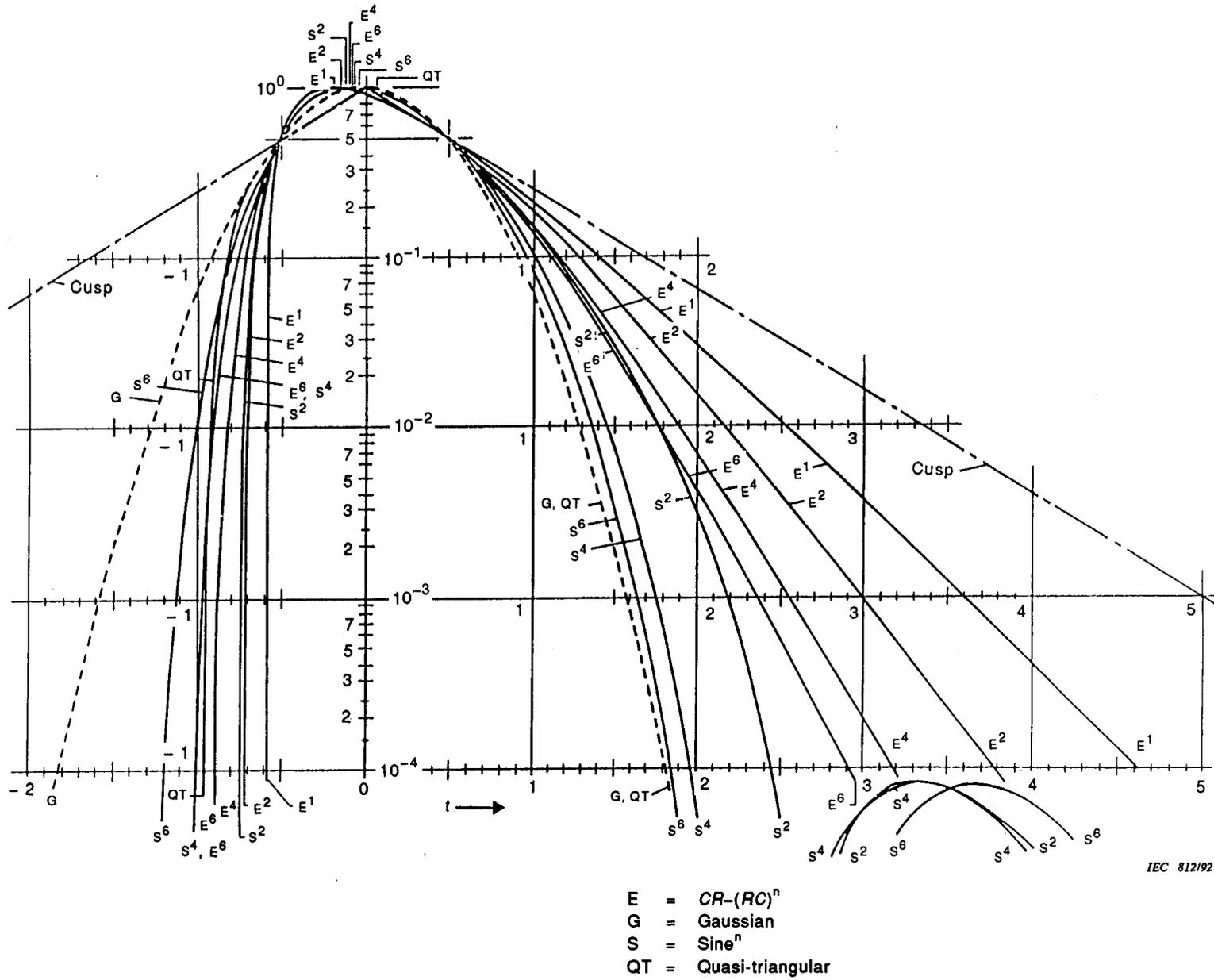


CEI 812/92

- E = $CR-(RC)^n$
- G = Gaussien
- S = Sin^n
- QT = Quasi-triangulaire

NOTE - Toutes les durées d'impulsion sont normées à $t_{1/2}$.

Figure A.3 - Réponses à la fonction échelon des circuits de mise en forme, échelle semi-logarithmique



IEC 812/92

NOTE - All pulse widths are normalized to $t_{1/2}$.

Figure A.3 - Step function responses of pulse shaping networks, semilog scale

Annexe B (normative)

Appareils d'essais

B.1 Générateurs d'impulsions

B.1.1 Générateur d'impulsions à relais de mercure, à long front de descente

Probablement le plus simple des générateurs d'impulsions de précision qui puisse être construit, ce générateur est muni d'un relais à contacts au mercure qui constitue l'élément actif de commutation (figure B.1). Pendant la moitié du cycle, le condensateur de stockage est chargé à travers le relais à partir du potentiomètre d'amplitude de précision. Pendant l'autre moitié du cycle, le condensateur est déchargé pour générer l'impulsion à long front de descente. La tension de surface du film de mercure maintient la conductivité à travers les contacts pendant le rebondissement mécanique, mais la conception du contact ne doit pas permettre de pontage pendant la transition entre la charge et la décharge. Des temps de montée ne dépassant pas 5 ns sont communs, mais en raison du relais, la fréquence de récurrence des impulsions est limitée à environ 100 impulsions par seconde. Pour assurer la charge du condensateur de stockage à 0,1 % de la tension d'alimentation pendant chaque cycle, la demi-période du générateur doit être nécessairement supérieure ou égale à 7 constantes de temps du circuit de charge. Si un temps similaire n'est pas permis pour la décharge, la chute soudaine de la tension de sortie à la fin du cycle, entraînera l'apparition d'une impulsion de polarité inverse dans l'amplificateur soumis à l'essai. Cela ne provoquera pas d'erreur de mesure si l'amplificateur a totalement restitué avant l'arrivée de l'impulsion suivante.

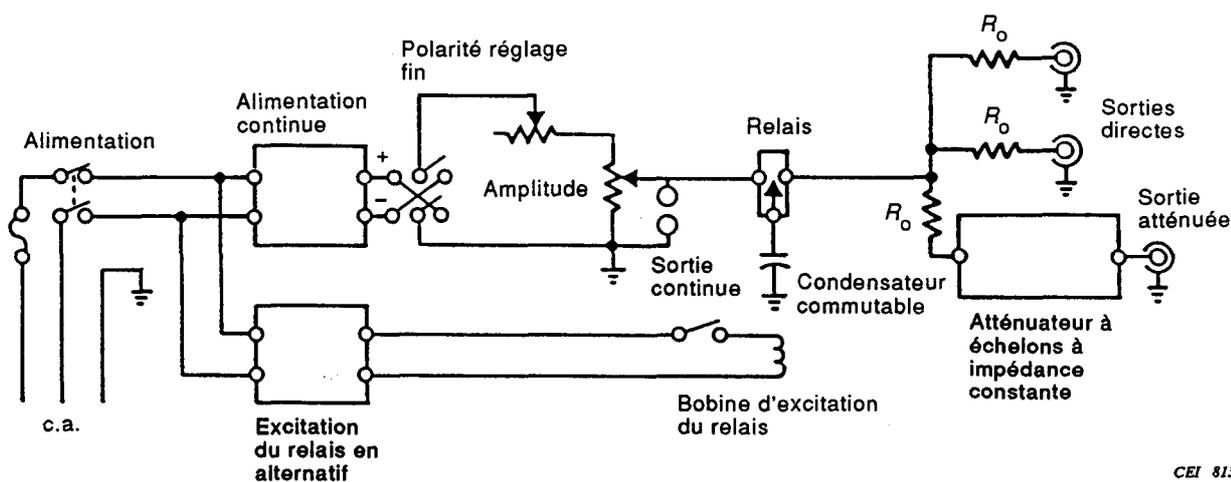


Figure B.1 - Générateur d'impulsions à long front de descente, avec un relais comme élément de commutation

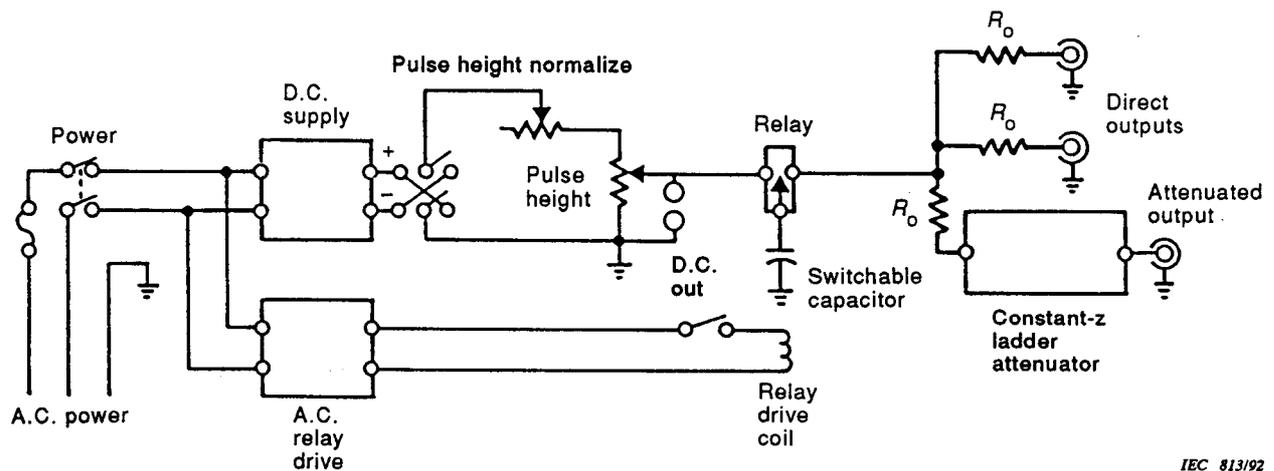
Annex B (normative)

Test instruments

B.1 Pulse generators

B.1.1 Mercury relay tail pulse generator

Probably the simplest precision pulse generator that can be built is one in which a relay with mercury-wetted contacts is the active switching element (figure B.1). During half of the cycle, the storage capacitor is charged via the relay from the precision pulse height potentiometer. During the other half, the capacitor is discharged into the load to produce the tail pulse. The surface tension of the mercury film maintains conductivity across the contacts during mechanical bounce, but the contact design must not allow bridging during the transition between charge and discharge. Rise times ≤ 5 ns are common but, because of the relay, the repetition rate is limited to about 100 pulses per second. To ensure charging of the storage capacitor to within 0,1 % of the supply voltage during each cycle the half-period of the generator must be ≥ 7 time constants of the charging circuit. If a similar time is not allowed for the discharge, the sudden drop in output voltage at the end of the cycle will cause a reverse-polarity pulse to appear in the amplifier under test. This will not cause a measurement error if the amplifier has fully recovered before the next pulse arrives.



IEC 813/92

Figure B.1 - Tail pulse generator with a relay as the switching element

Des générateurs électroniques, fonctionnant à des fréquences de récurrence d'impulsions plus élevées que celles permises pour des générateurs à relais, sont disponibles dans le commerce.

B.1.2 Générateurs d'impulsions rectangulaires

En principe, il est possible d'utiliser un relais pour générer des impulsions à sommet horizontal, mais au moment de la rédaction de cette norme, aucun générateur de ce type n'est disponible dans le commerce. Il existe un grand nombre de générateurs de formes d'ondes rectangulaires, entièrement électroniques, mais seuls les générateurs spécifiquement conçus pour l'essai décrit dans cette norme sont adaptés. Les principales imperfections des générateurs polyvalents résident dans les oscillations après les impulsions et le fléchissement se produisant pendant les premières microsecondes qui suivent la transition d'une forme d'onde, dans le manque de stabilité en amplitude et dans le manque de précision du réglage de l'amplitude.

B.2 Etalonnage de C_c

La valeur de 1 pF est couramment utilisée pour C_c (voir figure B.3). Le texte qui suit suppose cette valeur.

Le paramètre important de C_c est sa capacité entre les bornes et non la capacité parasite de chaque borne par rapport à la masse. Normalement, l'étalonnage nécessite l'utilisation d'un pont à trois bornes, à large dynamique, mais la procédure préconisée ci-dessous, autorise l'utilisation d'un pont à deux bornes, plus facilement disponible.

Un condensateur de plus grande taille (environ 100 pF), adapté au domaine de haute précision d'un pont peu onéreux à deux bornes, est d'abord mesuré et servira d'étalon intermédiaire. Ensuite, ce condensateur ainsi que le condensateur «inconnu» de 1 pF sont reliés à l'entrée d'un préamplificateur et comparés. La première tâche consiste à mesurer le condensateur étalon intermédiaire.

Installer un condensateur de 100 pF à faibles pertes dans une enceinte totalement blindée, avec des connecteurs BNC reliés aux deux extrémités. (Certains condensateurs en porcelaine et en polystyrène sont de dimension suffisamment faible pour s'adapter dans une paire de connecteurs BNC UG-88C/U, montés dos-à-dos. Il est possible de scier la bride de l'écrou de sortie de câble et d'utiliser la partie filetée pour joindre les corps connecteurs.)

La figure B.2 illustre l'architecture d'un pont conventionnel. Le boîtier de C_c est relié au pont par l'intermédiaire de câbles blindés de petite longueur. Les bornes du pont doivent être totalement blindées l'une par rapport à l'autre, et tous les blindages doivent être mis à la masse en les reliant au boîtier du pont. Une fois la mesure effectuée, C_c est déconnecté (en laissant les câbles en place), et le pont est rééquilibré pour déterminer l'erreur de décalage, qui doit être ensuite soustraite de la mesure précédente. Il peut sembler que la capacité parasite due aux câbles soit en mesure d'engendrer des erreurs, mais 1) la capacité reliée à la terre par l'intermédiaire du détecteur ne fait pas partie de la mesure, et 2) la capacité reliée à la terre par l'intermédiaire du condensateur étalon de 0,1 μ F (dans l'ensemble pont) est suffisamment faible (< 20 pF) pour que l'erreur engendrée soit négligeable. En conséquence, une mesure à trois bornes a été effectuée.

Electronic generators are commercially available that operate at higher repetition rates than is possible with relay-type generators.

B.1.2 Rectangular pulse generators

In principle, a relay can be used to generate flat-topped pulses, but at this writing there are no commercially available generators of this type. There are many all-electronic rectangular waveform generators available, but only those designed specifically for the tests described in this standard are suitable. The principal shortcomings of general purpose generators are ringing and sag during the first several microseconds following a waveform transition, lack of pulse height stability and lack of precise pulse height control.

B.2 Calibration of C_c

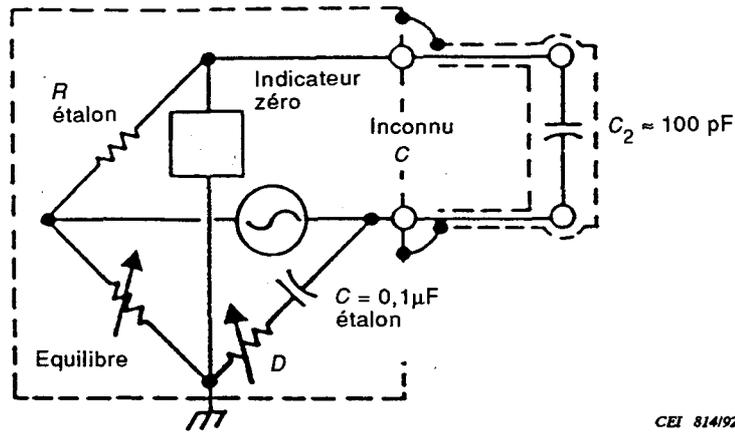
A popular size for C_c is 1 pF (see figure B.3), which is the assumed value in the following text.

The important parameter of C_c is its capacitance between terminals, not the parasitic capacitance to ground from each terminal. Ordinarily, the calibration requires a wide-range, three-terminal bridge, but the following procedure allows the use of the more commonly available two-terminal bridge.

A larger capacitor (≈ 100 pF) which is within the high accuracy range of a low-cost two-terminal bridge is measured first and serves as an intermediate standard. Then, that capacitor and the "unknown" 1 pF capacitor are connected to the input of a preamplifier and compared. The first task is to measure the intermediate standard.

Mount a low-loss 100 pF capacitor in a completely shielded container with BNC connectors at both ends. (Some porcelain and polystyrene capacitors are physically small enough to fit into a pair of UG-88C/U BNC connectors mounted back-to-back. The flange of the cable nut can be sawn off and the threaded portion used to join the connector bodies.)

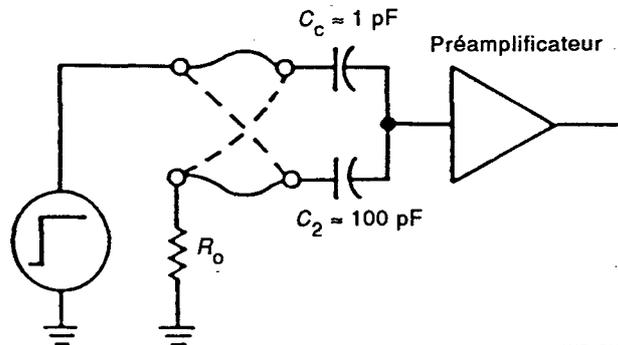
The architecture of a conventional bridge is shown in figure B.2. The C_c fixture is connected to the bridge through short shielded cables. The bridge terminals must be completely shielded from each other, and all shields must be grounded to the case of the bridge. After the measurement is made, C_c is disconnected (leaving the connecting cables in place) and the bridge rebalanced to determine the offset error, which is then subtracted from the preceding measurement. It might seem that the parasitic capacitance due to the cables will cause an error, but 1) the capacitance to ground across the detector is not part of the measurement and 2) the capacitance to ground across the 0,1 μ F standard (within the bridge assembly) is so low (< 20 pF) as to produce a negligible error. In effect, a three-terminal measurement has been made.



CEI 814/92

Figure B.2 - Pont de capacité

L'étape suivante consiste à relier le montage d'essai de la figure 3 (sans le pont de non-linéarité). Il convient de relier le condensateur étalon intermédiaire de 100 pF ainsi que le boîtier de condensateur contenant le condensateur «inconnu» de 1 pF, au préamplificateur par l'intermédiaire d'un connecteur en T, comme indiqué dans la figure B.3.

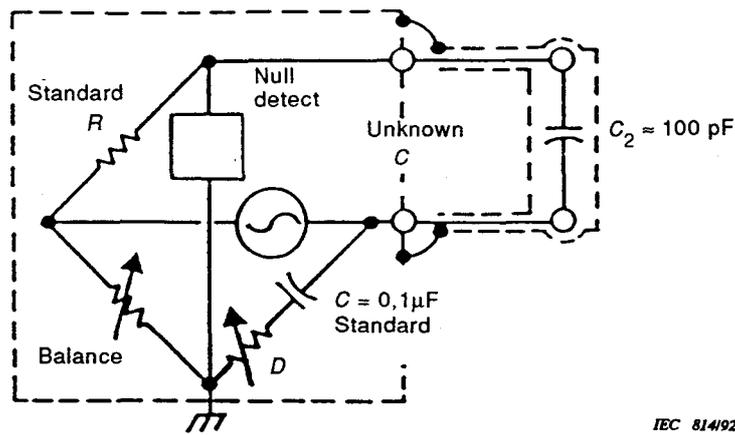


CEI 815/92

Figure B.3 - Montage d'essai pour l'étalonnage de C_c

Puis,

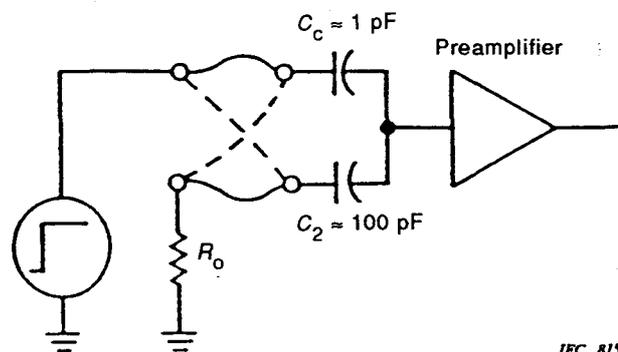
- 1) relier le générateur à l'entrée de C_c et relier une résistance de 50Ω à l'entrée du condensateur étalon intermédiaire C_2 ;
- 2) ajuster les commandes de réglage du générateur et de l'amplificateur de manière à obtenir une amplitude d'exactly 5,00 DIV sur le tube cathodique et enregistrer la tension du générateur et les valeurs de réglage de l'atténuateur;
- 3) intervertir les connexions d'entrée des deux condensateurs;
- 4) sans toucher au réglage de l'amplificateur ou de l'oscilloscope, réajuster le commutateur du générateur et l'atténuateur afin de reproduire l'amplitude de 5,00 DIV. Enregistrer les nouvelles valeurs de réglage.



IEC 814/92

Figure B.2 - Capacitance bridge

The next step is to connect the test set-up of figure 3 (without the nonlinearity bridge). Both the 100 pF intermediate standard and the capacitor box containing the "unknown" 1 pF capacitor should be connected to the preamplifier via a TEE connector as shown in figure B.3.



IEC 815/92

Figure B.3 - Test set-up for calibrating C_c

Then,

- 1) connect the generator to the input of C_c and terminate the input of the intermediate standard C_2 in 50Ω ;
- 2) adjust the generator and amplifier controls for a pulse height of precisely 5,00 DIV on the CRT and record the generator voltage and attenuator settings;
- 3) interchange the input connections to the two capacitors;
- 4) without touching the amplifier or oscilloscope controls, reset the generator dial and attenuator to again produce the 5,00 DIV pulse height. Record the new settings.

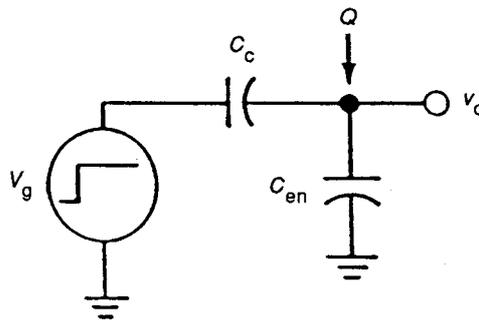
Pour produire la même tension de sortie, la charge à l'entrée doit rester la même, avant et après l'interversion: $V_1 C_c \equiv V_2 C_2$, où V_1 est la tension initiale appliquée, et V_2 la tension appliquée après l'interversion. Les valeurs des deux tensions et de C_2 étant connues, on peut calculer la valeur inconnue de C_c .

L'erreur de lecture de l'amplitude sur l'écran du tube cathodique peut être virtuellement supprimée, en utilisant un pont de non-linéarité pour comparer la crête du signal de sortie de l'amplificateur avec une tension continue fixe. Le pont RLC introduit son erreur (qui peut être fournie par le manuel d'instructions relatif au pont); l'atténuateur et le bouton de réglage de l'amplitude apportent également leur propre erreur au niveau du générateur (parce qu'ils affectent le rapport des deux tensions). Ensuite, si C_c est monté dans des connecteurs BNC comme précédemment proposé, l'inévitable rotation des bagues par rapport au corps des connecteurs provoquera une variation due à l'excentricité de l'ensemble mécanique. Ce dernier effet peut introduire une erreur de 1 %, mais celle-ci est habituellement inférieure à cette valeur. Il est possible de vérifier cette erreur pendant la mesure. Enfin, se reporter à 3.1, pour ce qui concerne les erreurs dues à des connecteurs défectueux.

B.2.1 Précision du transfert de charge par une capacité d'injection-test

On pourrait penser que la valeur de C_c doit être faible par rapport à la capacité d'entrée du préamplificateur, si le transfert de charge doit être exactement égal à $V_p C_c$. Ce n'est pas le cas. Dans la figure B.4, soit Q la charge en provenance du détecteur et C_{en} la capacité d'entrée du préamplificateur. La tension générée au niveau du noeud d'entrée V_o , et due au détecteur, est exprimée par la relation $Q/(C_c + C_{en})$. La tension due au générateur est donnée par la relation $V_p C_c/(C_c + C_{en})$. En égalisant les expressions des deux tensions, il est possible de constater que les dénominateurs des expressions s'annulent, et la relation devient $Q = V_p C_c$, indépendante de C_{en} .

La résistance interne du générateur influence le taux du transfert de charge, mais elle n'a aucun effet sur la valeur finale. Avec 50 Ω et 1 pF, la constante de temps du transfert est de 50 ps.



CEI 81692

Figure B.4 - Entrée test d'un préamplificateur

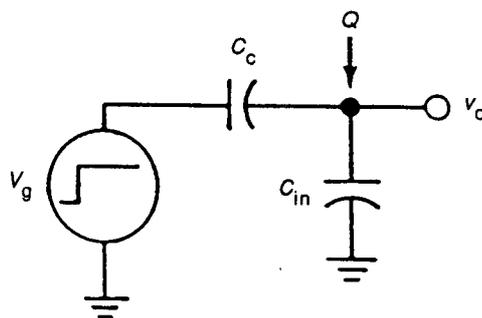
To produce the same output voltage, the input charge before and after the interchange must have been the same. That charge is $V_1 C_c \equiv V_2 C_2$ where V_1 is the initial applied voltage and V_2 is the applied voltage after the interchange. Since the two voltage settings and C_2 are known, the unknown C_c can be computed.

The error in reading the pulse height on the CRT screen can be virtually eliminated by using a nonlinearity bridge to compare the peak of the amplifier output pulse with a fixed d.c. voltage. The RLC bridge contributes its error (which can be obtained from the instruction manual for the bridge), as does the step attenuator and pulse height dial in the generator (because they affect the ratio of the two voltages). Next, if C_c is mounted in BNC connectors as suggested earlier, the unavoidable rotation of the end rings with respect to the bodies of the connectors will cause a variation due to eccentricity of the mechanical assembly. This last effect may generate an error of 1 % but it is usually less. It can be checked during the measurement. Finally, see 3.1 regarding errors due to faulty connectors.

B.2.1 Accuracy of charge transfer by a test capacitor

It might seem that C_c must be small compared with the input capacitance of the preamplifier if the charge transfer is to be exactly $V_p C_c$. That is not the case. In figure B.4, let Q be the charge from the detector and let C_{in} be the input capacitance of the preamplifier. The voltage V_o developed at the input node due to the detector is $Q/(C_c + C_{in})$. The voltage due to the generator is $V_p C_c / (C_c + C_{in})$. Equating the two voltages, it can be seen that the denominators of the expressions cancel, leaving $Q = V_p C_c$, independent of C_{in} .

The internal resistance of the generator affects the rate of charge transfer but not the final value. With 50 Ω and 1 pF, the time constant of the transfer is 50 ps.



IEC 816/92

Figure B.4 - Test input to a preamplifier

B.3 Voltmètre alternatif à réponse moyenne, correction moyenne-efficace

La valeur, indiquée par un voltmètre à réponse moyenne étalonné en signaux sinusoïdaux, doit être multipliée par $2/\sqrt{\pi} = 1,1284$ pour obtenir le niveau efficace d'un signal de bruit aléatoire présentant une distribution normale. Ce facteur est obtenu comme suit: les voltmètres à réponse moyenne sont étalonnés pour lire la valeur efficace d'un signal sinusoïdal vrai. Le rapport entre valeur efficace et valeur moyenne est $(\pi/4)\sqrt{2} = 1,1107$; la tension indiquée doit être divisée par ce rapport pour permettre la reconversion en valeur moyenne. Pour une distribution normale, le rapport entre valeur efficace et valeur moyenne est $\sqrt{(2/\pi)} = 0,7979$, par lequel doit être également divisé la valeur efficace pour obtenir la valeur moyenne. L'inverse du produit de ces diviseurs donne le multiplicateur $2/\sqrt{\pi} = 1,1284$.

B.3.1 Voltmètre alternatif, limitation due à la bande passante

Pour ce qui concerne la mesure du bruit, l'effet de coupure à haute fréquence d'un voltmètre alternatif équivaut à l'ajout de sections RC au circuit de mise en forme de l'amplificateur principal; l'instrument indiquera un niveau inférieur au niveau de bruit vrai. L'erreur sera plus importante pour la composante de bruit série que pour la composante parallèle. Pour un circuit $CR-(RC)^4$, le calcul montre que le produit $LB \times t_{1/2}$ doit être supérieur ou égal à $3,8/\sqrt{\theta}$ pour la composante du bruit en série, et supérieur ou égal à $1,6/\sqrt{\theta}$ pour la composante du bruit en parallèle, où LB est la largeur de bande de l'instrument exprimée en MHz, $t_{1/2}$ est exprimé en μs et θ est l'erreur admissible en pourcentage (dans le domaine compris entre 0,1 % et 10 %).

EXEMPLE

Si l'on considère une largeur de bande de l'instrument égale à 10 MHz, et une erreur admissible de 2 % dans la mesure du bruit en série, quel est le plus faible index de temps de mise en forme admissible?

$$t_{1/2} = 3,8/(\sqrt{2} \times 10 \text{ MHz}) = 0,27 \mu s.$$

SECOND EXEMPLE

Fréquence de coupure de 200 kHz, bruit série. La constante de temps de mise en forme admissible, pour une erreur de 1 %, est $t_{1/2} = 3,8/(\sqrt{1} \times 0,2 \text{ MHz}) = 19 \mu s$.

Cette fréquence de coupure relativement basse est souvent rencontrée dans les multimètres à affichage numérique à bon marché. Ils ne sont destinés qu'à des mesures de bruit sur des amplificateurs relativement lents.

Les formules précédentes ont été obtenues sur la base d'un voltmètre alternatif ayant trois sections RC d'égale valeur, déterminant la fréquence de coupure à 3 dB. La formule est prudente. Les fréquences de coupure des voltmètres sont habituellement données à $\pm 0,5$ dB. Dans un instrument de mesure de la valeur efficace vraie, couramment utilisé, la réponse nominale en fréquence est de 10 MHz, mais la réponse en fréquence de l'appareil de mesure coïncidait avec celle d'un circuit ayant une fréquence de coupure de 22 MHz, avec une précision de $\pm 1,5$ dB, entre 10 MHz et 65 MHz.

B.3 Average responding a.c. voltmeter, average-to-r.m.s. correction

The indication of an average responding voltmeter calibrated for sine wave response must be multiplied by $2/\sqrt{\pi} = 1,1284$ to obtain the r.m.s. level of a random noise signal exhibiting a normal distribution. This factor is arrived at as follows: average responding voltmeters are calibrated to read the r.m.s. value of a true sine wave. The ratio of r.m.s. to average is $(\pi/4)\sqrt{2} = 1,1107$, which must be divided into the indicated voltage to convert back to average. The ratio of r.m.s. to average for a normal distribution is $\sqrt{(2/\pi)} = 0,7979$ which also must be divided into the r.m.s. value to obtain the average. The reciprocal of the product of these divisors gives the multiplier $2/\sqrt{\pi} = 1,1284$.

B.3.1 A.C. voltmeter, bandwidth limiting

Regarding the measurement of noise, the effect of high-frequency roll-off of an a.c. voltmeter is equivalent to adding *RC* sections to the shaping network of the main amplifier; the meter will indicate less than the true noise level. The error will be greater for the series-noise component than for the parallel one. For a $CR-(RC)^4$ network, calculation shows that $BW \times t_{1/2}$ must be $\geq 3,8/\sqrt{\theta}$ for the series noise component, and $\geq 1,6/\sqrt{\theta}$ for the parallel one, where *BW* is the meter bandwidth in MHz, $t_{1/2}$ is in μs , and θ is the permissible error in per-cent (in the range 0,1 % to 10 %).

EXAMPLE

10 MHz meter bandwidth, 2 % permissible error in a series noise measurement. What is the shortest permissible shaping time index?

$$t_{1/2} = 3,8/(\sqrt{2} \times 10 \text{ MHz}) = 0,27 \mu\text{s}.$$

SECOND EXAMPLE

200 kHz cut-off, series noise. Permissible shaping constant for a 1 % error is $t_{1/2} = 3,8/(\sqrt{1} \times 0,2 \text{ MHz}) = 19 \mu\text{s}$.

This relatively low cut-off frequency is often found in low-cost digital multimeters. They are suited for noise measurements only with relatively slow amplifiers.

The preceding formulas were derived on the basis of an a.c. voltmeter having three, equal valued *RC* sections determining the 3 dB cut-off frequency. The formula is conservative. Cut-off frequencies for voltmeters are usually given at the $\pm 0,5$ dB corner. In one popular true r.m.s. meter, the rated frequency response is 10 MHz, but a 22 MHz cut-off network matched the meter's measured frequency response within $\pm 1,5$ dB from 10 MHz to 65 MHz.

B.3.2 Etalonnage du voltmètre alternatif

Etant donné que l'utilisation d'étalons de tensions alternatives n'est pas courante dans les petits laboratoires, une méthode permettant de vérifier la précision d'un voltmètre alternatif par rapport à un étalon de tension continue, s'avère pratique. Cette opération peut être effectuée à l'aide de deux instruments couramment utilisés: un générateur de signaux carrés ayant sa ligne de base à 0 V c.c. et un voltmètre continu à affichage numérique. (Si la tension du générateur n'est pas à 0 V, il est possible d'établir le zéro de la tension continue, par couplage alternatif à travers un restaurateur de ligne de base asymétrique.) La méthode consiste principalement à mesurer la sortie du signal carré, à l'aide du voltmètre continu à affichage numérique et du voltmètre alternatif. Avec un instrument de mesure bipolaire, à réponse efficace vraie, il convient que les deux lectures concordent, car les valeurs moyennes et efficaces d'un signal carré sont identiques. Avec un voltmètre alternatif bipolaire, à réponse moyenne, étalonné à l'aide de signaux sinusoïdaux, il convient d'ajuster le signal carré de manière à afficher $(2\sqrt{2})/\pi = 0,9003$ V sur le voltmètre à affichage numérique, pour une valeur de 1,000 V indiquée sur le voltmètre alternatif. Il est nécessaire de satisfaire aux trois conditions suivantes:

- 1) les temps de montée et de descente du générateur doivent représenter moins de 1 % de la période (c'est-à-dire que la période doit être relativement longue par rapport au temps de montée);
- 2) le signal alternatif ne doit pas perturber le fonctionnement du voltmètre à affichage numérique (ceci peut être évité en interposant un filtre passe-bas RC de 5 k Ω , 1 μ F, entre le générateur et le voltmètre à affichage numérique);
- 3) le signal carré doit avoir un rapport cyclique de 50,0 %.

Cette dernière prescription peut être vérifiée de la manière suivante, sur un oscilloscope:

- a) ajuster les instruments de manière à obtenir une demi-période du signal carré qui soit centrée verticalement sur l'écran et occupe presque toute la largeur horizontale de l'écran, les fronts avant et arrière étant parfaitement centrés sur les lignes verticales du graticule;
- b) commuter la polarité de déclenchement de balayage de manière à inverser la polarité de la demi-période. Si le cycle de service est exactement de 50,0 %, les durées des demi-périodes ne varieront pas lorsque leurs polarités sont inversées; autrement, elles varieront.

B.4 Pont de non-linéarité

La figure B.5 illustre le schéma de circuit d'un pont pratique, muni d'un amplificateur présentant un gain de 10. Les caractéristiques des semiconducteurs sont listées à la fin de cet article. Il est préférable que le circuit soit réalisé dans un boîtier de dimensions suffisamment faibles pour qu'il soit possible de le fixer directement sur le connecteur d'entrée de l'oscilloscope. La gamme linéaire est d'environ 0,55 V, et la sortie saturée est d'environ 0,9 V. Le temps de montée est inférieur à 20 ns, si l'ensemble est directement fixé à la borne d'entrée de l'oscilloscope; il est d'environ le double, en cas d'utilisation d'un câble de connexion de 1 m. Le facteur d'étalonnage relatif à la mesure de la non-linéarité intégrale est égale à 0,001 ΔV %, où ΔV en mV représente la variation du signal du pont mesurée à la sortie, lorsque $V_m = 10$ V, c'est-à-dire qu'une variation de 100 mV à la sortie indique une non-linéarité intégrale de 0,1 % pour une excursion de 10 V de l'amplificateur.

B.3.2 A.C. voltmeter calibration

Because a.c. voltage standards are not commonly available in small laboratories, a method of checking the accuracy of an a.c. voltmeter against a d.c. standard is useful. This can be done with two instruments commonly available: a square-wave generator with its baseline at 0 V d.c. and a d.c. DVM. (If the generator's voltage is not at 0 V, it can be a.c. coupled through an asymmetrical baseline restorer to establish the d.c. zero.) The method is based on measuring the output of the square wave with both the d.c. DVM and the a.c. voltmeter. With a full-wave, true r.m.s. meter, the two readings should agree because the average and r.m.s. values of a square wave are the same. With a full-wave, average responding a.c. voltmeter calibrated for sine wave signals, the square wave should be adjusted to produce $(2\sqrt{2})/\pi = 0,9003$ V on the DVM display for a 1,000 V indication on the a.c. voltmeter. Three conditions must be met:

- 1) the rise and fall times of the generator shall occupy less than 1 % of the period (that is, the period must be long compared with the rise time);
- 2) the a.c. signal shall not interfere with the operation of the DVM (which can be avoided by interposing a 5 k Ω , 1 μ F RC low-pass filter between the generator and the DVM);
- 3) the square wave shall have a duty cycle of 50,0 %.

This last requirement can be checked with an oscilloscope as follows:

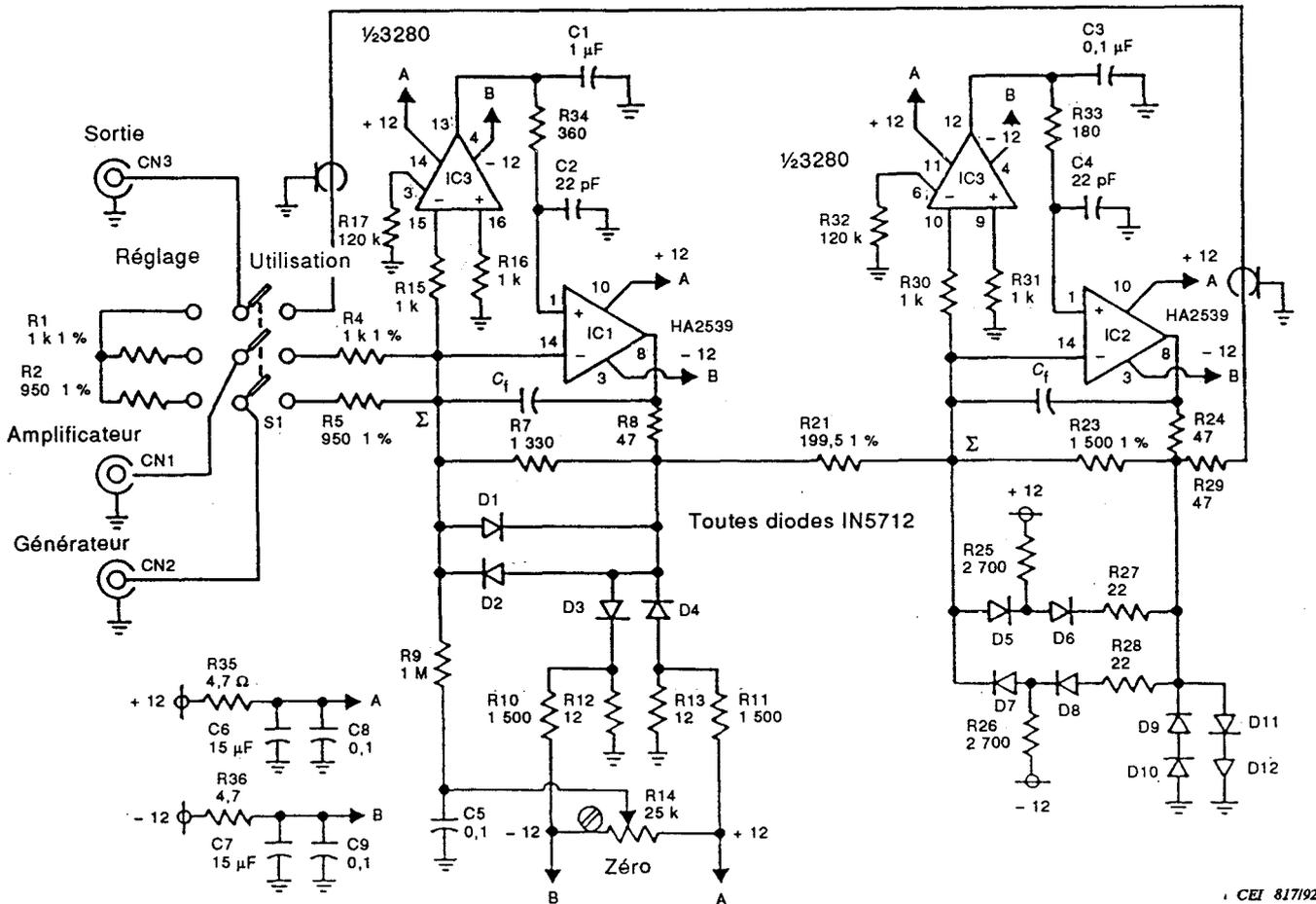
- a) adjust the instruments to produce a half-period of the square wave which is vertically centered on the screen and occupies nearly all of its horizontal width, with the leading and trailing edges accurately centred on vertical graticule lines;
- b) switch the sweep trigger polarity so that the polarity of the half-period is reversed. If the duty cycle is precisely 50,0 %, the widths of the half-periods will not change when their polarities are reversed; otherwise they will.

B.4 Nonlinearity bridge

The circuit diagram of a practical bridge with a gain of 10 amplifier is shown in figure B.5. Semiconductor characteristics are listed at the end of this clause. It is recommended that the circuit be built into a box small enough to be attached directly to the oscilloscope input connector. The linear range is approximately 0,55 V, and saturated output is approximately 0,9 V. Rise time is under 20 ns if the unit is attached directly to the oscilloscope input terminal, approximately twice that if a 1 m connecting cable is used. The calibration factor for measuring integral nonlinearity is 0,001 ΔV %, where ΔV in mV is the change in bridge signal measured at the output when V_m is 10 V, that is, a 100 mV change at the output indicates an integral nonlinearity of 0,1 % over an amplifier swing of 10 V.

Le commutateur S1 étant sur la position «Réglage», l'amplificateur du pont est déconnecté et le «gain» du pont est multiplié par un facteur de 0,5 permettant d'obtenir un rapide équilibre d'essai. Dans cette position, les bras actifs du pont sont R1 et R2. Dans la position «Utilisation», l'amplificateur du pont est connecté. Les bras actifs du pont deviennent R4 et R5.

L'amplificateur du pont comprend deux étages d'inversion, présentant des gains respectifs de 1,33 et 7,5, pour un gain total de 10. Cette combinaison de gains s'avère optimale pour la vitesse de réponse. Les étages auxiliaires de l'amplificateur, comprenant les deux moitiés de IC3, réduisent les tensions de décalage inhérentes à IC1 et à IC2, mais le réglage du zéro indiqué, est nécessaire à la compensation des décalages dans la source du signal. La sortie est linéaire jusqu'à environ 0,55 V, où les réseaux de diodes commencent à saturer; la saturation est totale à environ $\pm 0,9$ V. Les circuits de polarisation des diodes commandent le gain de la boucle afin d'éviter les oscillations pendant la transition du mode linéaire au mode saturé. Les résistances critiques sont R12, R13, R27 et R28; il n'est pas impossible que ces résistances nécessitent quelques légères modifications, si une instabilité se produit au début de la saturation.

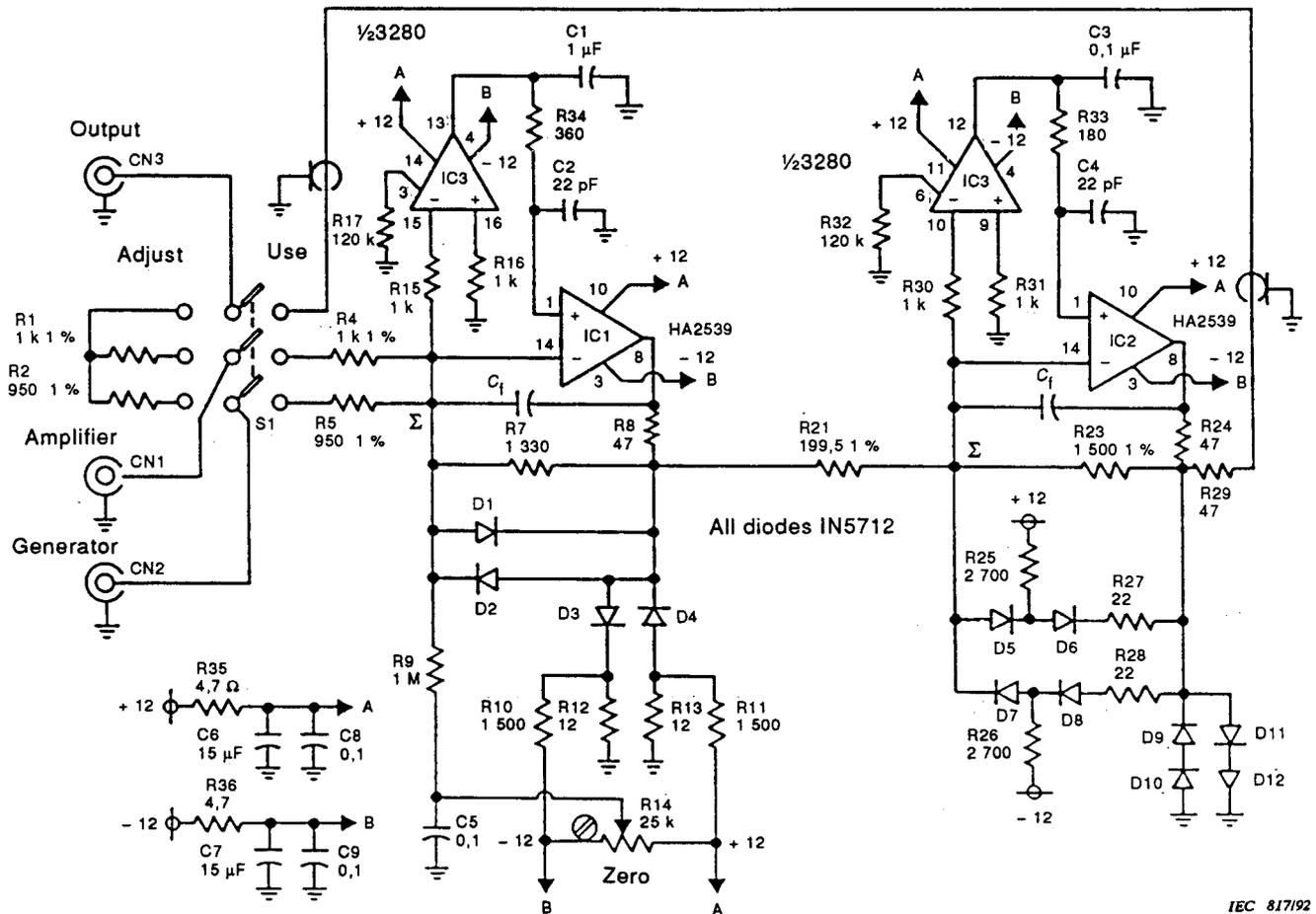


NOTE - Un déséquilibre de 100 mV à la sortie correspond à une non-linéarité intégrale de 0,1 % dans un amplificateur ayant une sortie maximale de 10 V.

Figure B.5 - Pont de non-linéarité avec amplificateur

With switch S1 in the "Adjust" position, the bridge amplifier is disconnected and the bridge "gain" is x0,5, allowing a quick trial balance to be obtained; in this position, the active bridge arms are R1 and R2. In the "Use" position, the bridge amplifier is connected; the active bridge arms become R4 and R5.

The bridge amplifier contains two inverting stages with gains of 1,33 and 7,5, respectively, for a total gain of x10. This combination of gains proves to be optimum for speed of response. The auxiliary amplifier stages comprising the two halves of IC3 reduce the offset voltages inherent in IC1 and IC2, but the zero adjustment that is shown is necessary to compensate for offsets in the signal source. The output is linear to approximately 0,55 V, where the diode networks initiate limiting; limiting is complete at approximately $\pm 0,9$ V. The diode biasing networks control the loop gain to prevent oscillation during the transition from the linear to the saturated mode. The critical resistors are R12, R13, R27 and R28, which may require slight changes if instability occurs at the onset of limiting.



NOTE - An unbalance of 100 mV at the output signifies an integral nonlinearity of 0,1 % in an amplifier with a 10 V maximum output.

Figure B.5 - Nonlinearity bridge with amplifier

Etant donné que seulement 1 % du sommet d'une impulsion d'amplificateur occupe la gamme linéaire de l'amplificateur du pont pendant une mesure de non-linéarité, les signaux issus de cet amplificateur durent une fraction de $t_{1/2}$. Au fur et à mesure que l'index de mise en forme décroît, le déficit balistique, dû au temps de montée limité de l'amplificateur du pont, réduit la précision de la mesure. Pour les amplificateurs munis d'au moins deux pôles d'intégration, la non-linéarité intégrale apparente NL_1 , due au déficit balistique, est environ égale à $0,5 \tau_m/t_{1/2}$ %, où τ_m est le temps de montée de l'amplificateur du pont, et $t_{1/2}$ est l'index de mise en forme de l'amplificateur soumis à l'essai, ces deux quantités étant exprimées en ns. Dans le dispositif décrit ci-dessus, si τ_m est égal à 20 ns, la non-linéarité intégrale apparente NL_1 d'un amplificateur parfaitement linéaire sera égale à 0,01 %, pour $t_{1/2} = 1 \mu s$.

Sur sa gamme dynamique utile, l'amplificateur du pont ne nécessite pas une linéarité particulière, car sa faible non-linéarité ne s'additionne pas à une mesure de non-linéarité, mais y participe en tant que multiplicateur. Par exemple, en supposant que la non-linéarité mesurée d'un amplificateur soit égale à 0,1 % et que la non-linéarité de l'amplificateur du pont soit égale à 10 %, la non-linéarité corrigée sera de 0,11 %. Compte tenu de ce qui précède, une méthode suffisamment précise de contrôle de la non-linéarité de l'amplificateur du pont sur sa gamme dynamique limitée, consiste à tracer la courbe de variation de V_a en fonction de V_{en} , à l'aide d'un générateur d'impulsions et d'un oscilloscope. S'il subsiste un doute sur la linéarité de l'oscilloscope, il est possible de la contrôler séparément par rapport au réglage de l'amplitude du générateur.

Les spécifications relatives aux composants semiconducteurs, utilisés dans le pont de non-linéarité, sont spécifiées ci-dessous.

Dans les positions IC1 et IC2, l'amplificateur opérationnel est du type HA2539 avec un produit gain x largeur de bande de 600 MHz et un courant de polarisation maximal de 20 μA .

Dans la position IC3, l'amplificateur opérationnel est un amplificateur double de transconductance de type CA3280, avec un courant de décalage en entrée ne dépassant pas 0,2 μA , pour un courant de contrôle du gain égal à 100 μA et avec une tension de décalage à l'entrée ne dépassant pas 3 mV.

Toutes les diodes sont de type à barrière de Schottky, avec des valeurs ne dépassant pas 1 pF à 0 V, 0,6 V à 10 mA et 1 μA à une tension de polarisation inverse de 1 V.

Because only the top 1 % of an amplifier pulse occupies the linear range of the bridge amplifier during a nonlinearity measurement, the signals issuing from it are a fraction of $t_{1/2}$. As the shaping time index is reduced, the ballistic deficit due to the finite rise time of the bridge amplifier reduces the accuracy of the measurement. For amplifiers with two or more integrating poles, the apparent L_1 due to the ballistic deficit is approximately $0,5 \tau_r/t_{1/2}$ %, where τ_r is the rise time of the bridge amplifier and $t_{1/2}$ is the shaping time index of the amplifier being tested, with both quantities measured in ns. In the unit described above, if its τ_r is 20 ns the apparent L_1 of a perfectly linear amplifier with $t_{1/2} = 1 \mu\text{s}$ will be 0,01 %.

The bridge amplifier over its useful dynamic range need not be particularly linear because its fractional nonlinearity does not add to a measurement of nonlinearity, but contributes as a multiplier. For example, assume the measured nonlinearity of an amplifier to be 0,1 % and the bridge amplifier nonlinearity to be 10 %; the corrected nonlinearity will be 0,11 %. In view of the preceding, it is sufficiently accurate to test the nonlinearity of the bridge amplifier over its limited dynamic range by plotting V_a versus V_{in} with a pulse generator and oscilloscope. If there is doubt about the oscilloscope's linearity, it can be tested separately against the generator's pulse-height control.

The requirements for the semiconductor devices used in the nonlinearity bridge are given below.

The operational amplifier in the IC1 and IC2 positions is an HA2539 with a gain-bandwidth product of 600 MHz and a maximum bias current of 20 μA .

The operational amplifier in the IC3 position is a CA3280 dual transconductance amplifier with an input offset current not greater than 0,2 μA at a gain-control bias current of 100 μA and an input offset voltage not greater than 3 mV.

All diodes are Schottky barrier types with not greater than 1 pF at 0 V, not greater than 0,6 V at 10 mA, and not greater than 1 μA at 1 V reverse bias.

Annexe C (normative)

Mesures et spécification relatives à l'amplificateur principal

C.1 Compensation pôle/zéro

Le circuit de réaction RC d'un préamplificateur sensible à la charge constitue un différenciateur qui, conjointement à celui de l'amplificateur principal, entraîne un dépassement négatif d'une impulsion unipolaire en dessous de la ligne de base. Ce phénomène est indésirable car, dans les mesures d'amplitudes relatives à des impulsions se présentant de manière aléatoire, l'amplitude crête d'un signal est réduite de l'amplitude d'un dépassement négatif sous-jacent. Cela entraîne un élargissement du pic dans un spectre, car les chevauchements des dépassements négatifs se produisent de manière aléatoire. Pour éliminer ce dépassement négatif, on couple habituellement en continu une fraction du signal de sortie du préamplificateur à l'entrée de l'amplificateur principal. Cette voie est parallèle au couplage alternatif du premier différenciateur et fournit un signal compensateur qui décale l'effet de $R_1 C_1$. («Pôles» et «zéros» sont des grandeurs mathématiques qui apparaissent dans la fonction de réponse des circuits de mise en forme, d'où le terme «compensation pôle/zéro».)

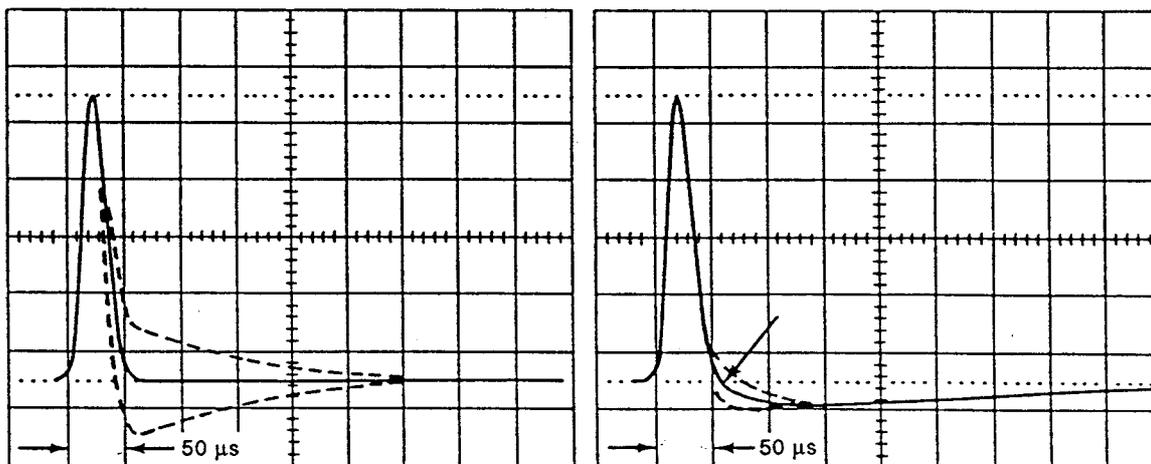


Figure C.1a (voir C.1.1)

Figure C.1b (voir C.1.2)

NOTE - Dans les deux graphiques, le réglage correct est représenté par les courbes en trait plein.

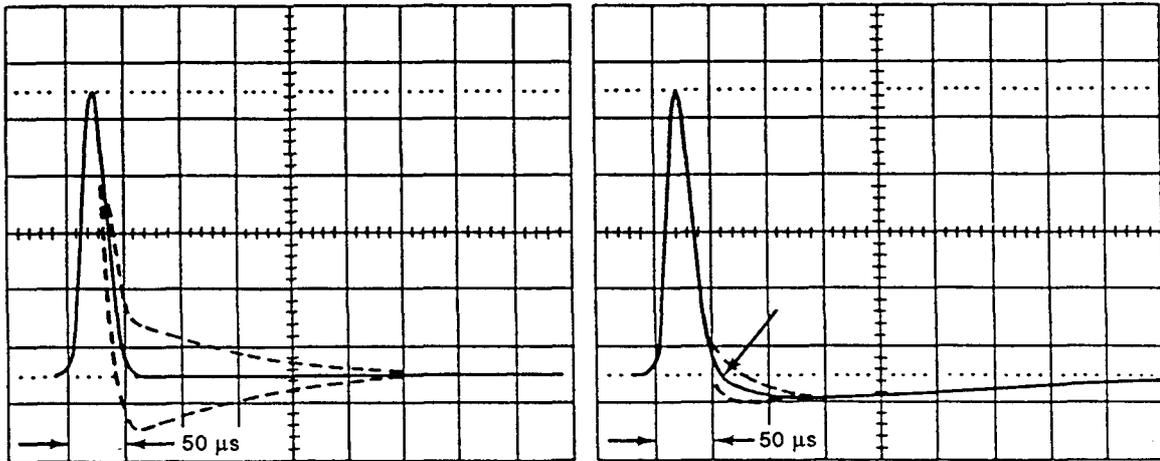
Figure C.1 - Influence de la compensation pôle/zéro sur la restitution du signal

Annex C (normative)

Main amplifier measurements and specifications

C.1 Pole/zero cancellation

The RC feedback network of a charge-sensitive preamplifier constitutes a differentiator which, in conjunction with that of the main amplifier, causes a unipolar pulse to undershoot the baseline. This is undesirable because in pulse height measurements with randomly occurring pulses, the peak height of a pulse is diminished by the amplitude of an underlying undershoot. This causes peak broadening in a spectrum because pulse overlaps on the undershoots occur randomly. To eliminate the undershoot, it is customary to d.c. couple a fraction of the preamplifier output signal into the main amplifier input. This path parallels the a.c. coupling of the first differentiator and furnishes a compensating signal that offsets the effect of $R_f C_f$. ("Poles" and "zeros" are mathematical quantities that appear in the shaping network response function, hence the term "pole/zero cancellation".)



IEC 818/92

Figure C.1a (see C.1.1)

Figure C.1b (see C.1.2)

NOTE - In both graphs, the correct adjustment yields the solid curves.

Figure C.1 - Effect of pole/zero compensation on pulse recovery

C.1.1 Influence de la compensation pôle/zéro sur la restitution du signal

Dans la figure C.1a, la forme d'onde inférieure représentée en pointillés indique le dépassement négatif qui se produit lorsqu'un signal ayant une constante de temps de décroissance de 100 μs excite un amplificateur principal ayant un index de mise en forme $t_{1/2}$ de 24 μs . Le temps de décroissance de 100 μs peut être, soit celui du générateur d'impulsions à long front de descente relié à l'amplificateur principal, soit celui d'un préamplificateur attaqué par un détecteur ou par un générateur d'impulsions rectangulaires. La ligne en trait plein, qui retourne de façon monotone à la ligne de base, résulte d'un circuit de compensation pôle/zéro correctement ajusté. La forme d'onde supérieure, présentée en pointillés est le résultat d'une surcompensation, donnant lieu à un «palier arrière» décroissant lentement.

C.1.2 Influence du générateur d'impulsions à long front de descente sur la compensation pôle/zéro

Lorsqu'un préamplificateur et un amplificateur principal sont combinés, il n'est pas recommandé d'utiliser un générateur d'impulsions à long front de descente comme source du signal d'essai, car il ajoute toujours un différenciateur supplémentaire. Le circuit de compensation P/Z est capable de compenser l'influence du générateur ou celle du préamplificateur, mais non celle des deux simultanément (sauf en un point de la queue de l'impulsion, plutôt que sur toute la gamme de restitution). Cela est indiqué dans la figure C.1b; un dépassement négatif se produit indépendamment de la manière dont le circuit de compensation P/Z est ajusté. Néanmoins, si un générateur d'impulsions à long front de descente est utilisé, il y a un domaine de fonctionnement où il est possible d'effectuer des mesures précises (voir paragraphe suivant), si le circuit de compensation P/Z est ajusté de sorte que le point de courbure maximale sur la queue de l'impulsion coupe la ligne de base (flèche dans la figure C.1b).

C.1.3 Compensation P/Z et bruit

Selon la configuration particulière du circuit de compensation P/Z, un réglage incorrect peut ou non avoir une influence sur le niveau de bruit absolu, mais en raison de l'influence du réglage de la compensation P/Z sur l'amplitude de l'impulsion mise en forme, le rapport signal-à-bruit sera influencé. Avec une impulsion parfaitement symétrique, l'erreur fractionnaire dans un RSB en cours d'essai, résultant du réglage incorrect du circuit de compensation P/Z, est égale à la moitié du rapport entre le dépassement négatif crête et l'amplitude crête du signal (ou la moitié du rapport entre l'amplitude du palier arrière crête et l'amplitude crête du signal). Avec un circuit $CR-(RC)^4$, l'erreur est égale à environ 40 % de ce rapport. Lorsqu'un signal à long front de descente est utilisé pour vérifier une combinaison préamplificateur/amplificateur, l'erreur la plus faible se produit lorsque le réglage du circuit de compensation pôle/zéro est celui indiqué par la ligne en trait plein dans la figure C.1b, mais il y a toujours une erreur. Pour que cette erreur soit inférieure ou égale à 1 %, il est préférable que le rapport entre $T_g T_f / (T_g + T_f)$ et $t_{1/2}$ soit supérieur ou égal à 10, où T_g , T_f et $t_{1/2}$ sont respectivement la constante du temps de décroissance de l'impulsion à long front de descente, la constante du temps de décroissance du préamplificateur et la durée de l'impulsion mise en forme. Cette exigence n'est pas satisfaite pour la forme d'onde indiquée dans la figure C.1b, où $T_g = 100 \mu\text{s}$, $T_f = 50 \mu\text{s}$ et $t_{1/2} = 24 \mu\text{s}$; l'erreur est de 16 % pour le bruit parallèle et de 10 % pour le bruit série.

C.1.1 Effect of pole/zero compensation on pulse recovery

In figure C.1a the lower dotted waveform shows the undershoot that occurs when a signal having a decay time constant of 100 μs drives a main amplifier with a $t_{1/2}$ of 24 μs . The 100 μs decay time may be that of a tail-pulse generator coupled to the main amplifier, or of a preamplifier driven either by a detector or by a rectangular-pulse generator. The solid line, which returns to the baseline monotonically, results from a correctly adjusted P/Z network. The upper dotted waveform is caused by over-compensation, resulting in a slowly decaying "back porch".

C.1.2 Effect of tail pulse generator on pole/zero compensation

When a preamplifier and main amplifier are combined, a tail-pulse generator should not be the source of the test signal because it adds still another differentiator. The P/Z network can compensate for the effect of the generator or the preamplifier, but not both (except at one point on the tail of the pulse rather than over the full range of recovery). This is shown in figure C.1b; an undershoot occurs regardless of how the P/Z network is adjusted. Nevertheless, if a tail-pulse generator *is* used, there is a range of operation where noise measurements can be made accurately (see next subclause) if the P/Z network is adjusted so that the point of maximum curvature on the tail of the pulse intersects the baseline (arrow in figure C.1b).

C.1.3 P/Z compensation and noise

Depending on the particular circuit configuration of the P/Z compensation network, misadjustment may or may not have an effect on the absolute noise level, but because the P/Z control affects the amplitude of the shaped pulse, the signal-to-noise ratio will be affected. With a perfectly symmetrical pulse, the fractional error in measured SNR caused by a misadjustment of the P/Z control is one-half of the ratio of peak undershoot to peak pulse height (or one-half the ratio of peak back porch height to peak pulse height). With a $CR-(RC)^4$ network, the error is $\cong 40\%$ of that ratio. When a tail pulse signal is used for testing a preamplifier/main amplifier combination, the least error occurs when the P/Z adjustment is that shown by the solid line in figure C.1b, but there is still an error. For it to be $\leq 1\%$, the ratio of $T_g T_f / (T_g + T_f)$ to $t_{1/2}$ should be ≥ 10 , where T_g , T_f and $t_{1/2}$ are, respectively, the tail pulse decay constant, the preamplifier decay constant and the shaped-pulse width. That condition is not met for the waveform in figure C.1b, where T_g is 100 μs , T_f is 50 μs and $t_{1/2}$ is 24 μs ; the error is 16 % for parallel noise and 10 % for series noise.

C.2 *Élimination de la coupure du bruit par le restaurateur de ligne de base*

Si le RLB est optimisé pour la résolution en énergie à un temps de mise en forme bref, mais que l'amplificateur fonctionne avec un long temps de mise en forme, le RLB supprimera le bruit de faible niveau issu d'un voltmètre mais non d'un AMC. Dans ce cas, une mesure du bruit au voltmètre donnera une indication faussement optimiste. Pour effectuer un essai relatif à cette situation, mettre le RLB en service et examiner la ligne de base au moyen d'un oscilloscope, en procédant comme suit:

- 1) mettre le RLB en service;
- 2) régler l'amplificateur à un gain élevé et à son temps de mise en forme maximal;
- 3) régler le balayage de l'oscilloscope à 1 ms/DIV; tourner la commande de réglage de la sensibilité afin que le bruit crête à crête, s'il est présent, ait une amplitude de 1 à 2 DIV. Si une ligne brillante ou une bande brillante apparaît sur la ligne de base, les signaux du bruit tombant en dessous du seuil du RLB sont supprimés et la mesure du bruit sera faussée;
- 4) mettre le RLB hors service. Il convient que la bande brillante disparaisse totalement, laissant un signal normal de bruit aléatoire, d'amplitude supérieure à son amplitude avec le RLB en service;
- 5) si la bande brillante ne disparaît pas, cela signifie que le condensateur de stockage du RLB est trop petit et qu'il doit être shunté par un condensateur de taille suffisante pour faire disparaître cette bande; le terme «de taille suffisante» signifiant qu'une multiplication supplémentaire par un facteur 2 n'augmentera pas le bruit mesuré de plus de 2 % environ.

C.2.1 *Recherche de captage de bruit extérieur*

Le générateur étant hors service, mais toujours relié à l'amplificateur et la sensibilité de l'oscilloscope réglée sur une valeur suffisamment élevée pour permettre d'observer le bruit sur la ligne de base, examiner soigneusement le bruit relatif à des composantes ne provenant pas du système amplificateur, mais dont l'origine peut être liée à la fréquence du réseau d'alimentation et à ses harmoniques, ou à un bruit numérique issu d'AMC, de microprocesseurs, de calculateurs, et des fréquences porteuses des stations radio locales. Les stations de diffusion radiophoniques émettant en modulation d'amplitude peuvent être particulièrement perturbantes, parce que leurs fréquences de fonctionnement sont voisines de la largeur de bande des amplificateurs couverts par la présente norme. Il convient d'effectuer la recherche sur toute l'étendue des vitesses de balayage de l'oscilloscope, en synchronisant et en désynchronisant la vitesse de balayage de l'oscilloscope avec la fréquence du réseau d'alimentation. Il est possible d'aider cette recherche par l'utilisation d'un AMC, si les pointes de bruit sont suffisamment importantes pour être enregistrées comme des pics de faible énergie.

C.2.2 *Réduction du captage de bruit extérieur*

Il convient de supprimer le bruit extérieur avant d'effectuer les mesures. Il est conseillé de regrouper étroitement les différents éléments du montage d'essai de manière à permettre l'utilisation de câbles de connexion courts, réduisant ainsi le captage sur la tresse de blindage des câbles. (Une tresse n'est pas un conducteur parfait et elle permettra à un bruit de fréquence et d'amplitude élevées d'entrer dans le système.) De la même manière, il convient d'alimenter le système ainsi que ses instruments d'essai à partir d'une seule prise d'alimentation plutôt qu'à partir de plusieurs prises d'alimentation réparties autour des cloisons d'un local d'essai.

C.2 Elimination of noise suppression by the baseline restorer

If the BLR is optimized for energy resolution at a short shaping time, but the amplifier is operated at a long one, the BLR will suppress low-level noise from a voltmeter but not from an MCA. In this circumstance, a voltmeter measurement of noise will give a falsely optimistic indication. To test for this condition, switch in the BLR and examine the baseline with an oscilloscope as follows:

- 1) switch in the BLR;
- 2) set the amplifier for high gain and its longest shaping time;
- 3) set the oscilloscope sweep for 1 ms/DIV; turn the sensitivity up so that the peak-to-peak noise, if present, has an amplitude of 1 to 2 DIV. If a bright line or band appears on the baseline, noise signals falling below the BLR threshold are being suppressed and a noise measurement will be inaccurate;
- 4) switch out the BLR. The bright band should disappear completely, leaving a normal, random noise signal having a greater amplitude than with the BLR switched in;
- 5) if the bright band does not disappear, the BLR's storage capacitor is too small and must be shunted by one large enough to accomplish the disappearance, with "large enough" meaning that a further doubling will not increase the measured noise by more than about 2 %.

C.2.1 Search for external noise pickup

With the generator off but connected to the amplifier and with the oscilloscope sensitivity turned up far enough to observe the noise on the baseline, carefully examine the noise for components which do not arise in the amplifier system but which may be correlated with the power line frequency and its harmonics, or with digital noise arising from MCA's microprocessors, computers and the carrier frequencies of local radio stations. AM broadcast stations can be particularly troublesome because their operating frequencies are close to the bandwidth of the amplifiers dealt with in this standard. The search should be made throughout the range of oscilloscope sweep speeds, with the oscilloscope sweep synchronized and unsynchronized to the power line frequency. An MCA can help with this search if noise spikes are large enough to register as low energy peaks.

C.2.2 Reduction of external noise pickup

The external noise should be eliminated before making measurements. It usually helps to closely cluster the various parts of the test set-up so that the connecting cables can be kept short, thereby reducing pickup on the cable shield braid. (The braid is less than a perfect conductor and will allow high amplitude, high frequency noise to enter the system.) Also, the system and its test instruments should be plugged into a single power block rather than into several which are spaced around the walls of a test area.

C.3 *Mesure de la non-linéarité dans des amplificateurs non inverseurs*

Lors de l'utilisation d'un pont de non-linéarité pour effectuer des mesures sur un amplificateur, il est nécessaire que celui-ci inverse le signal d'entrée. Si la conception de l'amplificateur ne le permet pas, il est nécessaire d'ajouter un étage d'inversion du signal, quelque part le long de la chaîne du signal. Cela peut être réalisé par un amplificateur inverseur du commerce, mais la question relative à sa non-linéarité se pose. S'il est placé à un endroit où le niveau du signal est faible, c'est-à-dire à l'entrée de l'amplificateur soumis à l'essai, il est possible que la mesure de la non-linéarité ne soit pas nécessaire. S'il est placé à un endroit où le niveau du signal est élevé, cette mesure de la non-linéarité sera nécessaire. Il est nécessaire d'utiliser un générateur d'impulsions à sommet horizontal pour un tel essai. Il est recommandé que le montage d'essai soit celui utilisé pour la mesure de la non-linéarité d'un amplificateur principal (voir 4.8).

Etant donné qu'il n'y a pas de filtre de mise en forme dans ce type d'amplificateur, le signal de zéro sera représentée par une ligne horizontale sur l'écran du tube cathodique plutôt que par une crête. Il est préférable que le point choisi pour le critère d'équilibre, sur l'axe des temps, corresponde au point où le pic se produit dans l'amplificateur devant être soumis à l'essai. Pour obtenir l'état d'équilibre, il est nécessaire d'ajuster le gain exactement à l'unité. Etant donné qu'habituellement, les amplificateurs à sortie directe ou inversée ne comportent pas de commande de réglage du gain, il sera nécessaire d'en ajouter provisoirement une. Pour réduire le gain, il est possible d'intercaler un potentiomètre à dix tours entre le générateur et l'amplificateur d'inversion du signal. Pour accroître le gain, le potentiomètre peut être utilisé pour injecter une fraction du signal du générateur dans la seconde entrée de l'amplificateur à sortie directe ou inversée (l'entrée normalement non utilisée dans cette mesure).

C.4 *Mesure de la résistance interne*

Il est supposé que le circuit équivalent d'un étage de sortie se compose d'un amplificateur idéal relié à l'environnement extérieur par l'intermédiaire d'une résistance interne r_o (figure 8a). Si la sortie conduit un courant I , celui-ci provoque une chute de tension v_{ro} à travers r_o . Il en découle:

$$r_o = (v_{ro})/(I) \tag{C.1}$$

où les termes ont les significations spécifiées ci-dessous et où les unités sont exprimées en ohms, volts et ampères.

Il convient de noter que dans la figure 8a, si V_a est la tension de sortie, l'application d'un charge provoquera une chute de tension de $\Delta V_a = v_{ro}$. L'utilisation d'une résistance R_o constitue un moyen approprié pour appliquer cette charge qui entraîne une circulation du courant $I = V_a/R_o$. Il en découle:

$$\begin{aligned} r_o &= v_{ro} R_o / V_a \\ &= \Delta V_a R_o / V_a \end{aligned} \tag{C.2}$$

(En remaniant l'équation (C.2), il est possible de voir que r_o/R_o est égal à $\Delta V_a/V_a$; cette égalité est valable pour autant que $\Delta V_a \ll V_a$.)

C.3 Measurement of nonlinearity in non-inverting amplifiers

In using a nonlinearity bridge to make measurements on an amplifier, it is necessary that it invert the input signal. If the design does not permit that, an inverting stage must be added somewhere along the signal chain. A commercially available sum-and-invert amplifier is suitable for this purpose, but the question of *its* nonlinearity arises. If placed where the signal level is low, i.e., at the input of the amplifier under test, the nonlinearity measurement may not be necessary. If placed where the level is high, it *will* be necessary. A flat-topped pulse generator shall be used for such a test. The set-up should be the one used for measuring nonlinearity of a main amplifier (see 4.8).

Because there is no shaping filter in such an amplifier, the null signal will be a horizontal line on the CRT rather than a peak. The point on the time axis chosen for the null criterion should correspond to the point where the peak occurs in the shaping amplifier to be tested. To obtain the null condition, the gain must be adjusted precisely to unity. Since sum-and-invert amplifiers ordinarily do not contain gain controls, it will be necessary to add one temporarily. For reducing the gain, a 10-turn potentiometer can be interposed between the generator and the inverting amplifier. To increase the gain, the potentiometer can be used to inject a fraction of the generator signal into the second input of the sum-and-invert amplifier (the input which would ordinarily be unused in this measurement).

C.4 Measurement of source resistance

It is assumed that the equivalent circuit of an output stage consists of an ideal amplifier coupled to the outside world through a source resistance r_o (figure 8a). If the output is loaded with a current I , it causes a voltage drop v_{ro} across r_o . It follows that:

$$r_o = (v_{ro})/(I) \quad (C.1)$$

where the terms have the meanings given above and the units are ohms, volts and amperes.

Note that in figure 8a, if V_a is the output voltage, loading it will cause a drop of $\Delta V_a = v_{ro}$. A convenient means of loading is with a resistor R_o , which causes a current flow of $I = V_a/R_o$. It follows that:

$$\begin{aligned} r_o &= v_{ro}R_o/V_a \\ &= \Delta V_a R_o/V_a \end{aligned} \quad (C.2)$$

(By rearranging equation (C.2), it can be seen that $r_o/R_o = \Delta V_a/V_a$, which is valid as long as $\Delta V_a \ll V_a$.)

Etant donné que ΔV_a est habituellement une petite fraction de V_a , il sera nécessaire de compenser la sortie de l'amplificateur par rapport à la sortie du générateur (à l'aide d'un circuit de pont) pour évaluer la variation qui se produit en charge. La procédure consiste d'abord à équilibrer le pont, sans qu'aucune charge ne soit appliquée à l'amplificateur, puis de le charger avec R_o . Le pont se déséquilibrera et générera un signal ΔV_{br} . Si le pont comporte un amplificateur ayant un gain A_{br} , ΔV_{br} doit être divisé par A_{br} pour déterminer $\Delta V = \Delta V_a$, et l'équation (C.2) devient:

$$r_o = (\Delta V_{br} R_o) / (A_{br} V_m) \quad (C.3)$$

Il est préférable que la sortie V_a soit égale à la tension nominale V_m , car même si cela n'est pas indiqué dans les spécifications, il est habituellement supposé qu'un amplificateur acceptera une charge de 50 Ω . Il convient de noter que si $V_m = 10$ V et si $R_o = 50$ Ω , l'intensité du courant sera de 0,2 A. Si cela entraîne une surcharge de l'étage de sortie, r_o sera probablement beaucoup plus grand, à 10 V qu'à une tension inférieure.

Dans la figure 8b, r_o n'est pas directement reliée à la borne de sortie, mais elle est reliée par l'intermédiaire de deux résistances de raccordement de sortie, ayant chacune la valeur R_o . Dans ce cas, v_{ro} n'est pas égale à ΔV_a , au niveau de la borne de sortie chargée, mais elle lui sera pratiquement égale à la borne à laquelle le pont doit être relié. (Avec une résistance de raccordement de sortie de 50 Ω , et une charge du pont de 1 000 Ω , l'erreur est de 5 %.) Noter que si la sortie chargée est simplement reliée à la terre, le courant est le même que précédemment, c'est-à-dire $I = V_a/R_o$; mais si la charge externe est R_o , l'intensité du courant est réduite de moitié: $I = V_a/2R_o$.

C.5 Montage d'essai pour variation de la tension d'alimentation

Avec des systèmes modulaires, un montage d'essai adapté pour raccorder le module au rack d'alimentation, se compose d'une boîte contenant autant de redresseurs en silicium qu'il y a de bus de puissance, chaque redresseur étant shunté par un interrupteur à levier unipolaire à une direction, et chaque circuit étant relié en série à l'un de bus. Lorsqu'elle est commutée, chacune des diodes entraînera une chute de tension du bus comprise entre 0,5 V et 1 V; cette valeur doit être mesurée au moyen d'un voltmètre à affichage numérique, alors que la variation du décalage et V_m doivent être mesurées à la sortie de l'amplificateur.

C.6 Etalonnage des variations du temps de recouvrement

Les instruments utilisés dans les mesures relatives au déplacement de l'instant de passage se composent d'un atténuateur à échelons et d'un détecteur d'instant de passage. Il est possible de mesurer le déplacement de l'instant de passage à zéro dans l'atténuateur en fonction des réglages de ses commutateurs avec une précision de $\pm 0,1$ ns, si l'oscilloscope a une vitesse de balayage de 1 ns/DIV.

C.6.1 Fluctuations du temps de recouvrement, atténuateur

La figure C.2 illustre un montage d'essai. Le générateur doit produire des signaux de 10 V, 1 μ s avec un temps de montée inférieur à 30 ns dans une ligne à retard court-circuitée. L'action de différenciation de la ligne génère une impulsion bipolaire. L'équilibrage d'impédance n'est pas important car les réflexions à la suite du premier instant de passage n'affectent pas la mesure. La ligne se compose d'un câble d'environ 25 m, présentant une résistance de 50 Ω à 93 Ω , qui doit être isolée de l'atténuateur par

Because ΔV_a ordinarily is a small fraction of V_a , it will be necessary to buck the output of the amplifier against the output of the generator (using a bridge circuit) to measure the change that occurs under loading. The procedure is to first balance the bridge with no load on the amplifier, then to load it with R_o . The bridge will become unbalanced and produce a signal ΔV_{br} . If the bridge contains an amplifier with a gain A_{br} , ΔV_{br} must be divided by A_{br} to determine $\Delta V = \Delta V_a$, and equation (C.2) becomes:

$$r_o = (\Delta V_{br} R_o) / (A_{br} V_m) \quad (C.3)$$

The output V_a should be the rated output V_m because even if not stated in the specifications, it usually is assumed that an amplifier will accept a load of 50 Ω . It should be noted that if $V_m = 10$ V and $R_o = 50$ Ω , the current will be 0,2 A. If this overloads the output stage, r_o is likely to be much greater at 10 V than it is at a lower voltage.

In figure 8b, r_o does not connect directly with the output terminal, but through two back terminating resistors, each of value R_o . In this case, v_{r_o} does not equal ΔV_a at the loaded output terminal, but nearly so at the one to which the bridge must be connected. (With a back terminating resistor of 50 Ω and a 1 000 Ω bridge load, the error is 5 %.) Note that if the loaded output is simply shorted to ground, the current is the same as before, i.e., $I = V_a/R_o$, but if the external load is R_o , the current is halved: $I = V_a/2R_o$.

C.5 Test fixture for changing the supply voltage

With modular systems, a convenient test fixture to connect between the module and the power bin consists of a box containing as many silicon rectifiers as there are power buses, each rectifier shunted by an SPST toggle switch and each network connected in series with one of the buses. When switched in, each of the diodes will cause a bus voltage drop of between 0,5 V and 1 V, which shall be measured with a DVM while the change in offset and V_m are measured at the amplifier output.

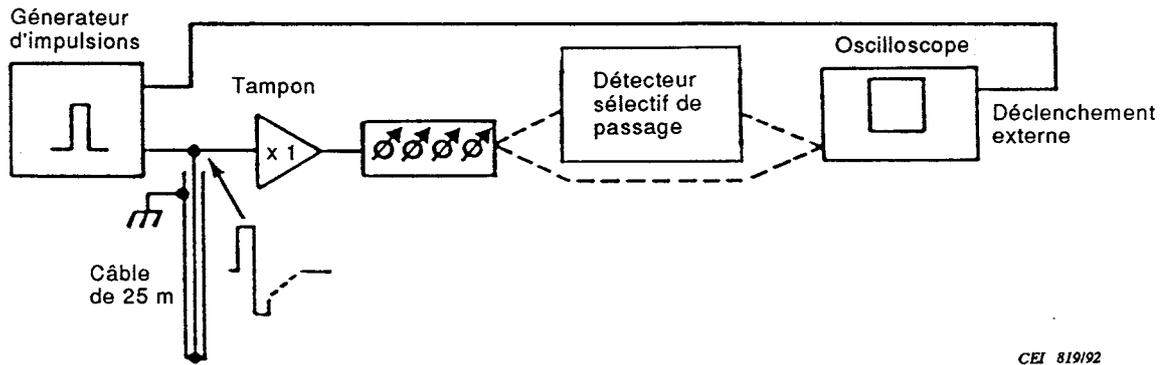
C.6 Crossover walk calibration

The instruments used in walk measurements are a step attenuator and crossover pickoff detector. Walk in the attenuator versus its switch settings can be measured with an accuracy of $\pm 0,1$ ns if the oscilloscope has a sweep speed of 1 ns/DIV.

C.6.1 Crossover walk, attenuator

A test set-up is shown in figure C.2. The generator must produce 10 V, 1 μ s pulses with a rise time under 30 ns into a shorted delay line. The differentiating action of the line produces a bipolar pulse. Impedance matching is not important because reflections following the first crossover do not affect the measurement. The line consists of about 25 m of 50 Ω to 93 Ω cable which must be isolated from the attenuator by a unity gain buffer stage with a t_r of 10 ns or less and capable of supplying ± 10 V to the attenuator. (A type LH0033 IC is suitable.)

un étage tampon à gain unitaire, avec un temps t_m ne dépassant pas 10 ns et capable de fournir à l'affaiblisseur ± 10 V. (Un câble du type LH0033 IC est approprié.) Il convient d'établir les connexions avec le générateur par l'intermédiaire de connecteurs BNC, sans utiliser de câble. Le détecteur peut être un pont de non-linéarité dont une entrée est laissée ouverte, ou alors il peut être un discriminateur sélectif d'instant de passage; il est préférable que le câblage entre l'atténuateur, le détecteur d'instant de passage à zéro et l'oscilloscope soit inférieur à 50 cm, et les mêmes câbles doivent être utilisés lors des essais finaux relatifs à l'amplificateur. Si la sensibilité voulue est de ± 1 ns, l'oscilloscope doit avoir une vitesse de balayage de 1 ns/DIV et être muni d'un balayage retardé. Si le détecteur est le pont de non-linéarité décrit à l'article B.4, il doit être directement fixé au connecteur d'entrée de l'oscilloscope.



CEI 819/92

Figure C.2 - Montage d'essai pour la mesure du déplacement dû à l'atténuateur

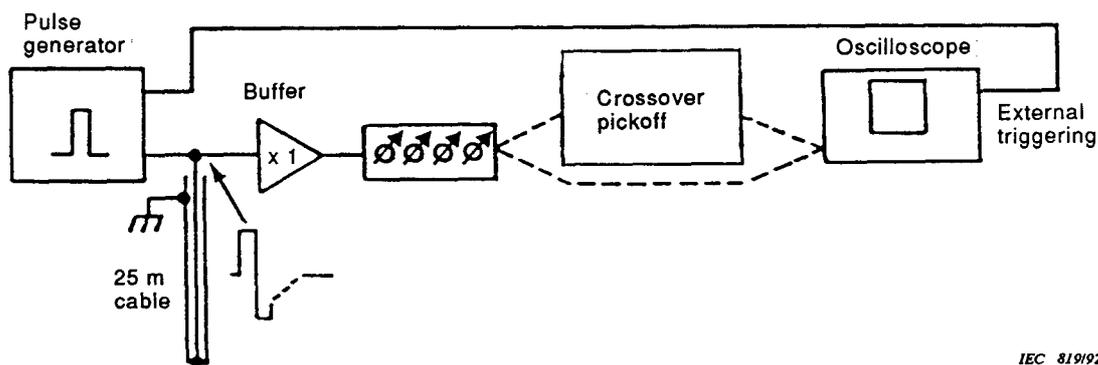
Dans le premier essai, relier l'oscilloscope à l'atténuateur pour mesurer son déplacement, puis:

- 1) ajuster la durée de l'impulsion du générateur de manière à générer une impulsion bipolaire de 10 V à l'entrée du circuit tampon. Il est préférable que la pente soit aussi raide que possible, dans la région du passage à zéro;
- 2) régler la ligne de base avec précision sur une ligne du graticule, comme indiqué dans la forme d'onde inférieure illustrée dans la figure 5, et ajuster soigneusement les commandes de réglage du zéro de sorte que la ligne de base ne se déplace pas lors de la commutation des sensibilités de l'atténuateur ou de l'oscilloscope;
- 3) commencer en sélectionnant une sensibilité de 0,5 V/DIV, le mode de balayage à retardement et une échelle de temps étendue;
- 4) commuter les réglages de l'atténuateur en commençant par $x\sqrt{2}$ et enregistrer le déplacement, avec ou sans raccordement de sortie.

Les déplacements vers la droite sont les retards. Au fur et à mesure que l'atténuation augmente, la pente de la trace décroît et la remise à zéro précise de la ligne de base devient de plus en plus importante. Par ailleurs, au fur et à mesure que l'atténuation augmente, il est nécessaire d'accroître la sensibilité de l'oscilloscope pour maintenir une pente utilisable, en évitant que la saturation de l'oscilloscope ne devienne la cause d'un déplacement. A chaque accroissement, l'échelon précédent doit être utilisé comme référence de temps pour l'échelon en cours. Il s'agit d'une partie de l'essai qui prend beaucoup de temps, et il convient de mettre au point une routine de commutation optimale. Les réglages du générateur ne doivent pas être modifiés au cours de l'essai.

Dans un atténuateur de 50 Ω construit avec soin et muni de résistances à film métallique, le déplacement ne devrait pas excéder 1 ns.

Connections to the generator should be via BNC fittings without intervening cables. The detector can be a nonlinearity bridge with one input left open or it can be a crossover pickoff discriminator. Cabling between the attenuator, crossover detector and oscilloscope should be under 50 cm, and the same cables must be used in the final tests of the amplifier. If the sensitivity desired is ± 1 ns, the oscilloscope must have a sweep speed of 1 ns per DIV with delayed sweep capability. If the detector is the nonlinearity bridge described in clause B.4, it must be attached directly to the input connector of the oscilloscope.



IEC 819/92

Figure C.2 - Test set-up for measuring attenuator walk

In the first test, connect the oscilloscope to the attenuator to measure its walk, then:

- 1) adjust the generator pulse width to produce a 10 V bipolar pulse at the input of the buffer. The slope should be as high as possible in the region of the crossover;
- 2) set the baseline precisely on a graticule line as shown in the lower waveform of figure 5 and carefully adjust zero settings so that the baseline does not move when switching the attenuator or oscilloscope sensitively;
- 3) begin with a sensitivity of 0,5 V/DIV, the delayed sweep and an expanded time scale;
- 4) switch in attenuator settings beginning with $x\sqrt{2}$ and record the walk, with and without output termination.

Shifts toward the right are time lags. As the attenuation increases, the slope of the trace decreases and accurate zeroing of the baseline becomes increasingly important. Also, as the attenuation increases, it is necessary to increase the oscilloscope sensitivity to maintain usable slope, but oscilloscope saturation must never be allowed to cause walk. At each increase, the preceding step must be used as a timing reference for the current one. This is a time-consuming part of the test, and an optimum switching routine should be worked out. The generator settings must not be changed during the test.

In a carefully constructed 50 Ω attenuator with metal film resistors, walk should not exceed 1 ns.

C.6.2 Fluctuations du temps de recouvrement, détecteur de passage

Le déplacement propre imputable au module doit être vérifié, en l'interposant entre l'atténuateur et l'oscilloscope. L'atténuateur doit fonctionner sans adaptation de sortie afin d'appliquer une tension maximale de 10 V au module. L'essai est le même que pour l'atténuateur, mais les mesures doivent être corrigées du déplacement dû à l'atténuateur. De la même manière, la montée rapide issue du générateur peut provoquer un balayage rapide. Il n'est pas impossible qu'il soit nécessaire de ralentir le temps de montée du générateur pour le vérifier.

C.6.3 Déplacement de l'instant de passage, pont de non-linéarité

Sa vitesse et son action de limitation font du pont de non-linéarité un dispositif approprié pour la mesure du déplacement de l'instant de passage.

Relier le pont entre l'atténuateur et l'oscilloscope, en laissant une borne d'entrée ouverte, et répéter l'essai de déplacement avec la sensibilité de l'oscilloscope réglée à 0,1 V/DIV. On constatera qu'il n'est pas nécessaire d'accroître la sensibilité de l'oscilloscope au fur et à mesure que les échelons de l'atténuateur sont commutés; on constatera également que le déplacement est plus important et qu'il n'est pas aussi stable avec le limiteur qu'il ne l'était en l'absence de celui-ci. Cependant, il convient que le déplacement soit < 2 ns pour atténuateur et limiteur combinés. Noter que pour obtenir un signal de 10 V dans le limiteur, il est nécessaire que tous les échelons de l'atténuateur soient hors service et que l'adaptation de sortie soit déconnectée.

C.6.2 Crossover walk, crossover pickoff module

The module must be checked for walk by connecting it between the attenuator and the oscilloscope. The attenuator must be operated without a termination in order to apply a maximum of 10 V to the module. The test is the same as for the attenuator, but corrections must be made for attenuator walk. Also, the fast rise from the generator may cause slewing. It may be necessary to slow the generator's rise time to check for this.

C.6.3 Crossover walk, nonlinearity bridge

The speed and limiting action of the nonlinearity bridge make it usable for measuring crossover walk.

Connect the bridge between the attenuator and the oscilloscope, leaving one input terminal open; and repeat the walk test with the oscilloscope sensitivity at 0,1 V/DIV. It will be observed that the oscilloscope sensitivity need not be increased as attenuator steps are switched in and it will also be observed that the walk is greater and not as consistent with the limiter as it was without it. Nevertheless, the walk should be under ± 2 ns for the combination of attenuator and limiter. Note that all attenuator steps must be out and the termination disconnected to obtain a 10 V signal into the limiter.

Annexe D
(normative)

Mesures relatives au bruit du préamplificateur

D.1 Formules relatives à la mesure du bruit

La formule permettant de déterminer le bruit équivalent ramené à l'entrée est basée sur le principe selon lequel le RSB dans un système linéaire est le même à l'entrée et à la sortie (voir 4.5). Le bruit peut être exprimé en différentes unités, en faisant appel à des multiplicateurs appropriés dans les équations suivantes.

La charge équivalente de bruit ramenée à l'entrée $q_{be\ eff\ vm}$, telle que déterminée à l'aide d'un voltmètre de valeur efficace vraie, est:

$$q_{be\ eff\ vm} = \frac{V_{en} C_c}{V_a} e_{bs} \text{ Cb efficaces} \tag{D.1}$$

où les unités sont exprimées en farads et en volts.

EXEMPLE

$$V_{en} = 0,01 \text{ V}, \quad C_c = 1 \text{ pF},$$

$$V_a = 5,00 \text{ V}, \quad e_{bs} = 1 \text{ mV}.$$

$$\begin{aligned} q_{be\ eff\ vm} &= \frac{(0,01 \text{ V}) \times (1 \times 10^{-12} \text{ F})}{5,00 \text{ V}} \quad (0,001 \text{ V}) \\ &= 2,00 \times 10^{-18} \text{ Cb efficaces} \end{aligned}$$

L'exemple précédent illustre l'équation (1) du paragraphe 5.4.3.

Si un voltmètre à réponse moyenne est utilisé, l'équation D.1 doit être multipliée par 1,128. A partir de l'exemple précédent, $q_{be\ eff\ vm}$ devient:

$$q_{be\ moy.\ vm} = 2,26 \times 10^{-18} \text{ Cb}$$

illustrant l'équation (2) du paragraphe 5.4.3.

Pour convertir la charge en paires d'ions, multiplier par le facteur $1/q = 6,24 \times 10^{18}$ électrons par Cb. L'équation (D.1) devient:

Annex D (normative)

Preamplifier noise measurements

D.1 Noise-measurement formulas

The formula for determining equivalent input noise is based on the principle that the SNR in a linear system is the same at the input as at the output (see 4.5). The noise can be expressed in different units by invoking appropriate multipliers in the following equations.

The equivalent input noise charge $q_{ni \text{ rms vm}}$ as determined with a true r.m.s. voltmeter is:

$$q_{ni \text{ rms vm}} = \frac{V_{in} C_c}{V_a} e_{no} \text{ Cb r.m.s.} \quad (\text{D.1})$$

where units are in farads and volts.

EXAMPLE

$$V_{in} = 0,01 \text{ V}, \quad C_c = 1 \text{ pF},$$

$$V_a = 5,00 \text{ V}, \quad e_{no} = 1 \text{ mV}.$$

$$\begin{aligned} q_{ni \text{ rms vm}} &= \frac{(0,01 \text{ V}) \times (1 \times 10^{-12} \text{ F})}{5,00 \text{ V}} \quad (0,001 \text{ V}) \\ &= 2,00 \times 10^{-18} \text{ Cb r.m.s.} \end{aligned}$$

The preceding example illustrates equation (1) in subclause 5.4.3.

If an average responding voltmeter is used, equation (D.1) must be multiplied by 1,128. From the preceding example, $q_{ni \text{ rms vm}}$ becomes:

$$q_{ni \text{ ave vm}} = 2,26 \times 10^{-18} \text{ Cb}$$

illustrating equation (2) in subclause 5.4.3.

To convert charge to ion pairs, multiply by the factor $1/q = 6,24 \times 10^{18}$ electrons per Cb. Equation (D.1) becomes:

$$N_{be \text{ eff } vm} = 6,24 \times 10^{18} \frac{V_{en} C_c}{V_a} e_{bs} \text{ élect. équiv. eff.} \quad (D.2)$$

Si un voltmètre à réponse moyenne est utilisé, l'équation D.2 doit être multipliée par 1,128 pour donner la relation suivante:

$$N_{be \text{ moy } vm} = 7,04 \times 10^{18} \frac{V_{en} C_c}{V_a} e_{bs} \text{ élect. équiv. eff.} \quad (D.3)$$

Si les multiplicateurs des équations (D.2) et (D.3) sont appliqués à l'exemple précédent, les résultats sont $N_{be \text{ eff } vm} = 12,5$ et $N_{be \text{ moy } vm} = 14,1$ électrons équiv. éff. par mV, correspondant respectivement aux équations (4) et (3), du paragraphe 5.4.

D.1.1 Formules relatives au bruit, préamplificateurs pour détecteurs en germanium et en silicium

Pour obtenir le bruit en keV LTMH (Ge), lorsque les mesures sont effectuées à l'aide d'un voltmètre à réponse moyenne, il est nécessaire d'utiliser la formule suivante:

$$LTMH = 1,128 \frac{2,355 \varepsilon V_{en} C_c}{q V_a} e_{bs} \text{ eV} \quad (D.4)$$

où,

1,128 est le facteur de conversion, valeur moyenne à valeur efficace

2,355 est le facteur de conversion, valeur efficace à LTMH

$q = 1,602 \times 10^{-19}$ Cb par électron

$\varepsilon = 2,97$ pour Ge; 3,63 pour Si.

LTMH est exprimée en unités d'eV, et les autres termes sont exprimés en unités de volts et farads. En combinant les termes:

$$LTMH = 4,295 \times 10^{19} \frac{\varepsilon V_{en} C_c}{V_a} e_{bs} \text{ eV} \quad (D.5)$$

pour un voltmètre alternatif à réponse moyenne.

$$N_{ni \text{ rms vm}} = 6,24 \times 10^{18} \frac{V_{in} C_c}{V_a} e_{no} \text{ equiv. elect. r.m.s.} \quad (D.2)$$

If an average responding voltmeter is used, equation (D.2) must be multiplied by 1,128 to give:

$$N_{ni \text{ ave vm}} = 7,04 \times 10^{18} \frac{V_{in} C_c}{V_a} e_{no} \text{ equiv. elect. r.m.s.} \quad (D.3)$$

If the multipliers of equations (D.2) and (D.3) are applied to the earlier example, the results are $N_{ni \text{ rms vm}} = 12,5$ and $N_{ni \text{ ave vm}} = 14,1$ equivalent electrons r.m.s. per mV, corresponding to equations (4) and (3), respectively, in subclause 5.4.

D.1.1 Noise formulas, preamplifiers for germanium and silicon detectors

To obtain the noise in keV FWHM (Ge) when measurements are made with an average responding voltmeter, the following formula must be used:

$$\text{FWHM} = 1,128 \frac{2,355 \varepsilon V_{in} C_c}{q V_a} e_{no} \text{ eV} \quad (D.4)$$

where:

1,128 is the conversion factor, average to r.m.s.

2,355 is the conversion factor, r.m.s. to FWHM

$q = 1,602 \times 10^{-19}$ Cb per electron

$\varepsilon = 2,97$ for Ge; $3,63$ for Si.

FWHM is in units of eV and the remaining terms are in units of volts and farads. Combining terms:

$$\text{FWHM} = 4,295 \times 10^{19} \frac{\varepsilon V_{in} C_c}{V_a} e_{no} \text{ eV} \quad (D.5)$$

for an average responding a.c. voltmeter.

Dans le cas particulier d'un détecteur en germanium, lorsqu'un voltmètre à réponse moyenne est utilisé:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= 2,97 \text{ eV par paire trou-électron;} \\ V_{\text{en}} C_c &= 0,985 \times 10^{-14} \text{ Cb (9,85 mV et 1,00 pF);} \\ V_a &= 5,00 \text{ V}\end{aligned}$$

aboutissant à LTMH = 100 eV par mV de e_{bs} . (D.6)

Dans le cas particulier d'un détecteur en silicium, lorsqu'un voltmètre à réponse moyenne est utilisé:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= 3,63 \text{ eV par paire trou-électron;} \\ V_{\text{en}} C_c &= 10^{-14} \text{ Cb (10,0 mV et 1,00 pF);} \\ V_a &= 6,00 \text{ V}\end{aligned}$$

aboutissant à LTMH = 100 eV par mV de e_{bs} . (D.7)

For the special case of a germanium detector when an average responding voltmeter is used:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= 2,97 \text{ eV per hole-electron pair;} \\ V_{in} C_c &= 0,985 \times 10^{-14} \text{ Cb (9,85 mV and 1,00 pF);} \\ V_a &= 5,00 \text{ V.}\end{aligned}$$

resulting in FWHM = 100 eV per mV of e_{no} . (D.6)

For the special case of a silicon detector when an average responding voltmeter is used:

$$\begin{aligned}\varepsilon &= 3,63 \text{ eV per hole-electron pair;} \\ V_{in} C_c &= 10^{-14} \text{ Cb (10,0 mV and 1,00 pF);} \\ V_a &= 6,00 \text{ V.}\end{aligned}$$

resulting in FWHM = 100 eV per mV of e_{no} . (D.7)

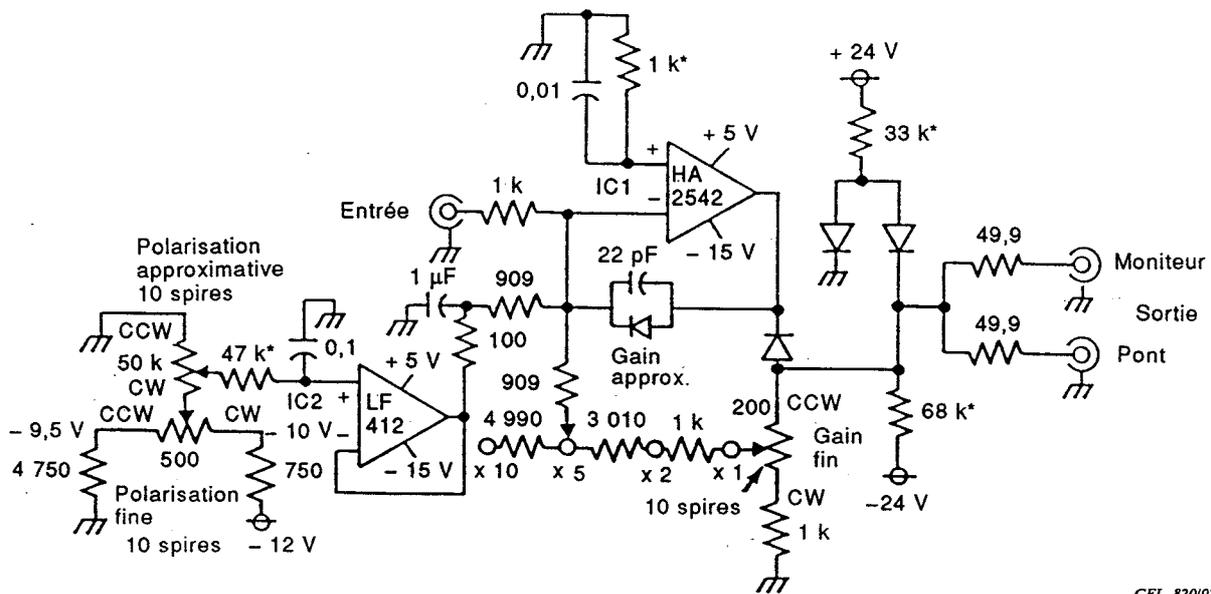
Annexe E (normative)

Amplification à seuil de référence

E.1 Mesure de la non-linéarité

Le circuit est illustré dans la figure E.1. Les semiconducteurs sont listés ci-dessous. La tension de seuil continue réglable est appliquée à l'entrée positive de IC1, par l'intermédiaire de l'étage tampon IC2. Le gain approximatif est ajusté en commutant les résistances dans le circuit de contre-réaction, et le gain fin est ajusté à l'aide d'un bouton de réglage à 10 tours. Le réseau de diodes empêche le signal de sortie de devenir positif, en l'absence du signal d'entrée. Le circuit inverse les signaux d'entrée.

Il est préférable que l'amplificateur opérationnel IC1 ait un taux de balayage rapide supérieur ou égal à 100 V/μs, qu'il soit stable avec un gain en boucle fermée de 2,5 et qu'il soit capable de fournir une sortie linéaire de -10 V à 20 mA. L'amplificateur HA-2542 est idéal pour cette finalité. D'autres amplificateurs opérationnels peuvent nécessiter un circuit tampon en sortie pour fournir 20 mA, ce qui peut causer des problèmes de stabilité de la contre-réaction.



CEI 820/92

NOTE - Toutes les résistances RN55C, T2 film métallique sauf *film au carbone. Toutes les diodes Schottky IN5712.

Figure E.1 Amplificateur à seuil de référence pour mesure de la non-linéarité

Il est préférable que l'étage tampon, IC2, dispose d'un étage d'entrée à TEC. Tout amplificateur opérationnel lent à gain stable unitaire, tel que le TL-082 ou le LF-412 convient.

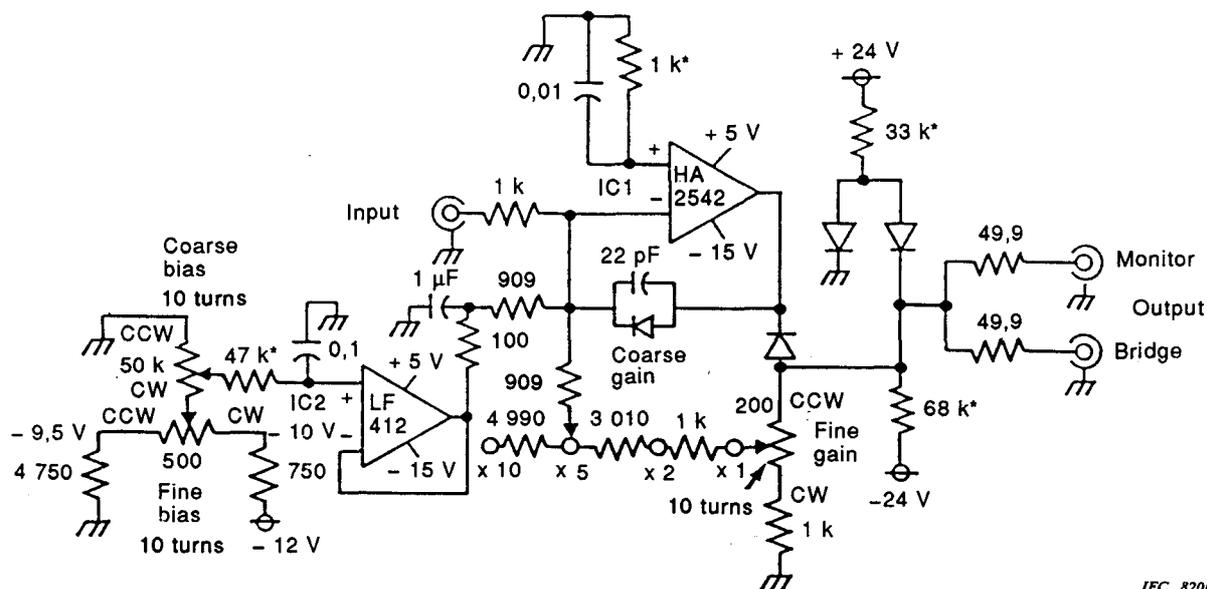
Annex E (normative)

Reference biased amplifier

E.1 Nonlinearity measurements

The circuit is shown in figure E.1. Semiconductors are listed below. The adjustable d.c. bias is applied to the summing junction of IC1 through the buffer stage IC2. Coarse gain is adjusted by switching resistors in the feedback network and fine gain by a 10-turn control. The diode network keeps the output from going positive in the absence of input signal. The circuit inverts input signals.

The operational amplifier IC1 should have a slew rate of not less than 100 V/μs, be stable with a closed-loop gain of 2,5 and have a linear output capability of -10 V at 20 mA. The HA-2542 is ideal for this purpose. Other op amps may require an output buffer to supply the 20 mA load, making the circuit subject to feedback stability problems.



IEC 820/92

NOTE - All resistors RN55C, T2 metal film except* carbon film. All diodes Schottky IN5712.

Figure E.1 – Reference biased amplifier for nonlinearity measurement

The buffer stage, IC2, should have an FET input stage. Any slow, unity-gain-stable op amp, such as the TL-082 or LF-412, will do.

Annexe F/Annex F
(informative)

Bibliographie/Bibliography

- [1] Brown, W.L., Higinbotham, W.A., Miller, G.L. and Chase, R.L., *Semiconductor Nuclear Particle Detectors and Circuits*, National Academy of Sciences, Pub. n° 1593, Washington, D.C. (1969).
 - [2] Gillespie, A.B., *Signal Noise and Resolution in Nuclear Counter Amplifiers*, McGraw-Hill Book Co., New York (1953).
 - [3] Goulding, F.S., *Pulse Shaping in Low-Noise Nuclear Amplifiers, A Physical Approach to Noise Analysis*, Nucl. Instr. & Methods, 100, 493 (1972).
 - [4] Kowalski, E., *Nuclear Electronics*, Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York (1970).
 - [5] Walter, F.J., *Characterization of X-Ray Energy Spectrometers*, ASTM Special Technical Publication 485, Philadelphia (1971).
 - [6] Ferrari, A.M.R., Fairstein, E., *Nuclear Preamplifiers and the Pulse Pile-up Problem*, Nucl. Instr. & Methods, 63, pp. 218-220 (1968).
 - [7] Fairstein, E., *Linear Unipolar Pulse Shaping Networks: Current Technology*, IEEE Trans. Nucl. Sci., 37, n° 2, pp. 382-397, avril 1990.
 - [8] Knoll, G.F., *Radiation Detection and Measurement*, deuxième édition, John Wiley and Sons, New York (1988).
-

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

ICS 31.020
