

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

NORME DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

IEC STANDARD

Publication 340

Deuxième édition — Second edition

1979

**Méthodes d'essais des amplificateurs
et préamplificateurs pour semicteurs pour rayonnements ionisants**

**Test procedures for amplifiers and
preamplifiers for semiconductor detectors for ionizing radiation**



Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembé

Genève, Suisse

Révision de la présente publication

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

Les renseignements relatifs à ce travail de révision, à l'établissement des éditions révisées et aux mises à jour peuvent être obtenus auprès des Comités nationaux de la CEI et en consultant les documents ci-dessous :

- **Bulletin de la CEI**
- **Rapport d'activité de la CEI**
Publié annuellement
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement

Terminologie

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la Publication 50 de la CEI: Vocabulaire Electrotechnique International (V.E.I.), qui est établie sous forme de chapitres séparés traitant chacun d'un sujet défini, l'Index général étant publié séparément. Des détails complets sur le V.E.I. peuvent être obtenus sur demande.

Les termes et définitions figurant dans la présente publication ont été soit repris du V.E.I., soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

Symboles graphiques et littéraux

Pour les symboles graphiques, symboles littéraux et signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera :

- la Publication 27 de la CEI: Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique ;
- la Publication 117 de la CEI: Symboles graphiques recommandés.

Les symboles et signes contenus dans la présente publication ont été soit repris des Publications 27 ou 117 de la CEI, soit spécifiquement approuvés aux fins de cette publication.

Autres publications de la CEI établies par le même Comité d'Etudes

L'attention du lecteur est attirée sur la page 3 de la couverture, qui énumère les autres publications de la CEI préparées par le Comité d'Etudes qui a établi la présente publication.

Revision 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 on the work of revision, the issue of revised editions and amendment sheets may be obtained from IEC National Committees and from the following IEC sources:

- **IEC Bulletin**
- **Report on IEC Activities**
Published yearly
- **Catalogue of IEC Publications**
Published yearly

Terminology

For general terminology, readers are referred to IEC Publication 50: International Electrotechnical Vocabulary (I.E.V.), which is issued in the form of separate chapters each dealing with a specific field, the General Index being published as a separate booklet. Full details of the I.E.V. will be supplied on request.

The terms and definitions contained in the present publication have either been taken from the I.E.V. or have been specifically approved for the purpose of this publication.

Graphical and letter symbols

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to:

- IEC Publication 27: Letter symbols to be used in electrical technology ;
- IEC Publication 117: Recommended graphical symbols.

The symbols and signs contained in the present publication have either been taken from IEC Publications 27 or 117, or have been specifically approved for the purpose of this publication.

Other IEC publications prepared by the same Technical Committee

The attention of readers is drawn to the inside of the back cover, which lists other IEC publications issued by the Technical Committee which has prepared the present publication.

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

NORME DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

IEC STANDARD

Publication 340

Deuxième édition — Second edition

1979

**Méthodes d'essais des amplificateurs
et préamplificateurs pour semicteurs pour rayonnements ionisants**

**Test procedures for amplifiers and
preamplifiers for semiconductor detectors for ionizing radiation**

Descripteurs : mesures électriques de rayonnements ionisants, semicteurs, amplificateurs, mesure et essais.

Descriptors : electrical measurement of ionizing radiation, semiconductor detectors, amplifiers, measurement and testing.



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.

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe

Genève, Suisse

SOMMAIRE

	Page
PRÉAMBULE	6
PRÉFACE	6
Articles	
1. Domaine d'application	8
2. Objet	8
SECTION UN — PRESCRIPTIONS GÉNÉRALES	
3. Critères de spécification (caractéristiques essentielles)	8
4. Simulation de l'impulsion fournie par un semicteur	10
5. Gain de conversion du préamplificateur	12
6. Constante de temps de décroissance de l'impulsion de sortie du préamplificateur	14
7. Mesure du gain de l'amplificateur principal	16
8. Spécifications relatives au bruit de l'amplificateur	16
9. Spécifications relatives à la non-linéarité de l'amplificateur	16
10. Spécifications relatives aux circuits de mise en forme de l'amplificateur principal	16
11. Centroïde du pic	20
12. Largeur à mi-hauteur (LMH) et largeur au dixième de la hauteur (LDH) du pic	22
13. Autre méthode pour déterminer la LMH et le centroïde du pic	22
SECTION DEUX — MESURES DE LARGEUR DE BRUIT	
14. Mesure du bruit par analyse de la distribution en amplitude des impulsions	22
15. Mesure du bruit au moyen d'un oscilloscope et d'un voltmètre de valeur efficace vraie	26
SECTION TROIS — CARACTÉRISTIQUES DE BRUIT DU PRÉAMPLIFICATEUR	
16. Bruit en fonction des circuits de mise en forme de l'amplificateur	28
17. Bruit en fonction de la charge capacitive à l'entrée du préamplificateur	28
18. Effet microphonique	28
19. Tension de polarisation maximale du semicteur	30
SECTION QUATRE — BRUIT DE L'AMPLIFICATEUR PRINCIPAL	
20. Bruit équivalent ramené à l'entrée	30

CONTENTS

	Page
FOREWORD	7
PREFACE	7
Clause	
1. Scope	9
2. Object	9
SECTION ONE — GENERAL REQUIREMENTS	
3. Specification criteria	9
4. Simulating the charge pulse of a detector	11
5. Preamplifier conversion gain	13
6. Preamplifier output pulse decay time constant	15
7. Measurement of main amplifier gain	17
8. Specifying amplifier noise	17
9. Specifying amplifier nonlinearity	17
10. Specifying main amplifier shaping	17
11. Peak centre (centroid)	21
12. Full width at half maximum (FWHM) and full width at tenth maximum (FWTM) of the peak	23
13. Alternative method for determination of FWHM and peak centre (centroid)	23
SECTION TWO — NOISE LINEWIDTH MEASUREMENTS	
14. Noise measurement by pulse height distribution	23
15. Noise measurement by oscilloscope and r.m.s. voltmeter	27
SECTION THREE — PREAMPLIFIER NOISE PERFORMANCE	
16. Noise as a function of amplifier shaping	29
17. Noise as a function of external capacitive loading at preamplifier input	29
18. Microphonics	29
19. Maximum detector bias voltage	31
SECTION FOUR — MAIN AMPLIFIER NOISE	
20. Equivalent noise referred to input	31

SECTION CINQ — LINÉARITÉ EN AMPLITUDE

Articles	Pages
21. Mesure de la non-linéarité intégrale par la méthode du pont	32
22. Non-linéarité différentielle	36
23. Amplificateur à seuil	38

SECTION SIX — INFLUENCE DU TAUX DE COMPTAGE

24. Montage d'essai	40
25. Sources de signaux et caractéristiques du système	42
26. Déplacement du pic du spectre des amplitudes	42
27. Résolution spectrale en fonction du taux de comptage	42

SECTION SEPT — INFLUENCE DE LA SURCHARGE

28. Généralités	44
29. Temps de restitution du gain de l'amplificateur	44

SECTION HUIT — INFLUENCE DU TEMPS DE MONTÉE SUR L'AMPLITUDE DES IMPULSIONS DE SORTIE

30. Généralités	46
31. Influence d'une charge capacitive à l'entrée sur l'impulsion de sortie du préamplificateur	48
32. Influence de la durée d'une impulsion de charge sur son amplitude	48

SECTION NEUF — STABILITÉ EN AMPLITUDE

33. Influence des variations de la tension du réseau d'alimentation	50
34. Influence de la température	52
35. Stabilité du gain	52

SECTION DIX — DÉPLACEMENT DE L'INSTANT DE PASSAGE

36. Déplacement en fonction de l'amplitude de sortie	52
37. Déplacement en fonction du réglage du gain	54
38. Domaine d'action du circuit de compensation pôle-zéro de l'amplification principale	54

ANNEXE — Symboles et terminologie	58-65
---	-------

SECTION FIVE — PULSE HEIGHT LINEARITY

Clause	Page
21. Integral nonlinearity measurement by the bridge method	33
22. Differential nonlinearity	37
23. Biased amplifier	39

SECTION SIX — COUNTING RATE EFFECTS

24. Experimental arrangement	41
25. Signal sources and system parameters	43
26. Pulse height distribution peak shift	43
27. Spectral resolution versus counting rate	43

SECTION SEVEN — OVERLOAD EFFECTS

28. General	45
29. Amplifier gain recovery time	45

SECTION EIGHT — PULSE HEIGHT DEPENDENCE ON RISE TIME

30. General	47
31. Input capacitive loading effects on the preamplifier output pulse	49
32. Influence of charge-pulse duration on pulse height	49

SECTION NINE — PULSE HEIGHT STABILITY

33. Line voltage variations	51
34. Temperature effects	53
35. Gain stability	53

SECTION TEN — CROSSOVER WALK

36. Crossover walk versus output amplitude	53
37. Crossover walk versus gain control setting	55
38. Range of pole-zero cancellation network in main amplifier	55

APPENDIX — Symbols and glossary	66-73
---	-------

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**MÉTHODES D'ESSAIS DES AMPLIFICATEURS ET PRÉAMPLIFICATEURS
POUR SEMICTEURS POUR RAYONNEMENTS IONISANTS**

PRÉAMBULE

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

PRÉFACE

La présente norme a été établie par le Comité d'Etudes N° 45 de la CEI: Instrumentation nucléaire. Elle remplace la première édition de la Publication 340 (1970) et 340A (1974). Cette révision fut discutée lors de la réunion de Baden-Baden en mars 1977. A la suite de cette réunion, le document 45(Bureau Central)109 fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en août 1977.

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

Afrique du Sud (République d')

Allemagne

Australie

Belgique

Canada

Etats-Unis d'Amérique

Finlande

France

Italie

Japon

Pays-Bas

Pologne

Portugal

Royaume-Uni

Suède

Suisse

Turquie

Union des Républiques Socialistes Soviétiques

Autres publications de la CEI citées dans la présente norme:

Publications n°s 333: Méthodes d'essais des détecteurs semiconducteurs pour rayonnements ionisants.

430: Méthodes d'essais des semicteurs gamma au germanium.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**TEST PROCEDURES FOR AMPLIFIERS AND PREAMPLIFIERS
FOR SEMICONDUCTOR DETECTORS FOR IONIZING RADIATION**

FOREWORD

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

PREFACE

The present standard has been prepared by IEC Technical Committee No. 45, Nuclear Instrumentation. It replaces the first edition of IEC Publication 340 (1970) and 340A (1974). This revision was discussed at a meeting held in Baden-Baden in March 1977. As a result of this meeting, Document 45(Central Office)109 was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in August 1977.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia	Poland
Belgium	Portugal
Canada	South Africa (Republic of)
Finland	Sweden
France	Switzerland
Germany	Turkey
Italy	Union of Soviet Socialist Republics
Japan	United Kingdom
Netherlands	United States of America

Other IEC publications quoted in this standard:

- Publications Nos. 333: Test Procedures for Semiconductors for Ionizing Radiation.
430: Test Procedures for Germanium Gamma-ray Detectors.

MÉTHODES D'ESSAIS DES AMPLIFICATEURS ET PRÉAMPLIFICATEURS POUR SEMICTEURS POUR RAYONNEMENTS IONISANTS

1. Domaine d'application

Les présentes méthodes d'essais s'appliquent aux amplificateurs et préamplificateurs utilisés avec les détecteurs semiconducteurs pour rayonnements ionisants (semicteurs). Les méthodes d'essais pour les détecteurs associés sont décrites dans la Publication 333: Méthodes d'essais des détecteurs semiconducteurs pour rayonnements ionisants, et dans la Publication 430: Méthodes d'essais des semicteurs gamma au germanium. La présente publication remplace les Publications 340, première édition (1970) et 340A (1974).

2. Objet

Etablir des méthodes normales d'essais pour les amplificateurs et les préamplificateurs utilisés avec les semicteurs.

L'emploi des semicteurs s'est largement répandu ces dernières années dans la détection des rayonnements ionisants et la spectroscopie à haute résolution. Les semicteurs au silicium ont trouvé leur principale application dans la détection et l'analyse des particules lourdes chargées des rayons X et des rayons gamma de faible énergie. Les semicteurs de grand volume au germanium se sont révélés très utiles pour la détection et l'analyse des rayons gamma. Ce développement rapide a stimulé le développement d'amplificateurs et de préamplificateurs électroniques dotés de caractéristiques permettant d'exploiter les possibilités des semicteurs. Ceci a rendu souhaitable l'établissement de méthodes d'essais normalisées, afin que les résultats des mesures puissent avoir la même signification pour tous les constructeurs et utilisateurs.

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

SECTION UN — PRESCRIPTIONS GÉNÉRALES

3. Critères de spécification (caractéristiques essentielles)

Il convient de choisir les sous-ensembles électroniques utilisés avec les semicteurs en fonction de la totalité ou d'une partie des qualités utiles de ces détecteurs: bonne résolution, temps de montée rapide, excellente linéarité en énergie et faible mouvement propre. La qualité de tout composant d'un système électronique peut être déterminée par comparaison avec un comportement idéal. Etant donné que les informations recherchées par l'utilisateur du semicteur concernent l'amplitude des impulsions et le temps, il est raisonnable de caractériser un amplificateur par la distorsion spectrale de l'amplitude des impulsions et la distorsion en temps. Il est essentiel que les brouillages transmis par le réseau ou par rayonnement ainsi que le bruit introduit par les circuits de terre n'influencent pas les mesures de façon importante. De même, l'ondulation, le ronflement, etc., provenant de la source de polarisation du semicteur, des alimentations du préamplificateur et de l'amplificateur et d'autres sources ne doivent pas influencer le résultat des mesures de manière significative.

TEST PROCEDURES FOR AMPLIFIERS AND PREAMPLIFIERS FOR SEMICONDUCTOR DETECTORS FOR IONIZING RADIATION

1. Scope

These test procedures apply to amplifiers and preamplifiers for semiconductor detectors for ionizing radiation. Test procedures for associated detectors are described in IEC Publication 333, Test Procedures for Semiconductor Detectors for Ionizing Radiation, and IEC Publication 430, Test Procedures for Germanium Gamma-ray Detectors. This publication supersedes IEC Publications 340, First Edition (1970) and 340A (1974).

2. Object

To lay down standard test procedures for amplifiers and preamplifiers used with semiconductor detectors.

Semiconductor detectors have come into widespread use in recent years in the detection and high resolution spectroscopy of ionizing radiation. Silicon detectors have found their principal application in the detection and analysis of heavy charged particles, X-ray quanta and low energy gamma rays. Large volume detectors made of germanium have proved very useful in the detection and analysis of gamma radiation. The rapid development of these detectors has stimulated the development of electronic amplifiers and preamplifiers with characteristics that permit exploitation of the capabilities of the detectors. This has made desirable the establishment of standard test procedures so that measurements may have the same significance to all manufacturers and users.

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

SECTION ONE — GENERAL REQUIREMENTS

3. Specification criteria

The electronics for semiconductor radiation detectors should be selected to complement some or all of the following useful characteristics of these detectors: good resolution, fast pulse rise time, excellent energy linearity, and low inherent noise. The performance of any component of an electronic system can be described in terms of its deviation from ideal behaviour. Since the detector user seeks pulse height and timing information, it is reasonable to specify amplifier performance in terms of pulse height spectral distortion and timing distortion. It is essential that line and RF interference and ground loop noise do not influence the measurements substantially. Also, ripple, hum, etc., resulting from the detector bias supply, preamplifier and amplifier power supplies and other sources shall not significantly influence the parameter measurements.

4. Simulation de l'impulsion fournie par un semicteur

Le signal de sortie d'un semicteur est constitué par une charge électrique. Cette charge correspond à une impulsion de courant de 10^{-9} à 10^{-6} s environ, dépendant de la configuration du semicteur, de la tension de polarisation, du type et de la direction de l'événement ionisant, etc. Cette impulsion de charge peut être simulée en appliquant un échelon de tension à une petite capacité connectée en série à l'entrée du préamplificateur. Un échelon de tension approprié peut être produit par un générateur d'impulsions utilisant un relais à contacts mouillés au mercure ou un générateur de caractéristiques équivalentes. Le schéma de montage d'un générateur type d'impulsion « à queue » et la forme de son impulsion de sortie sont représentés sur les figures 1 et 2.

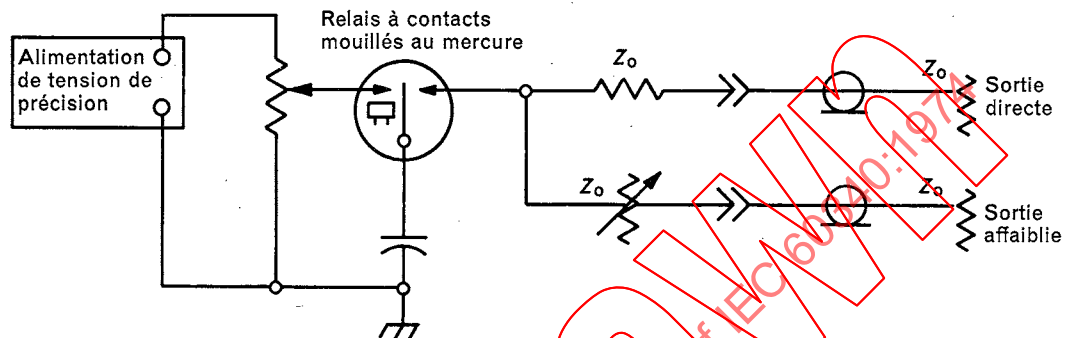


FIG. 1. — Générateur d'impulsions de précision.

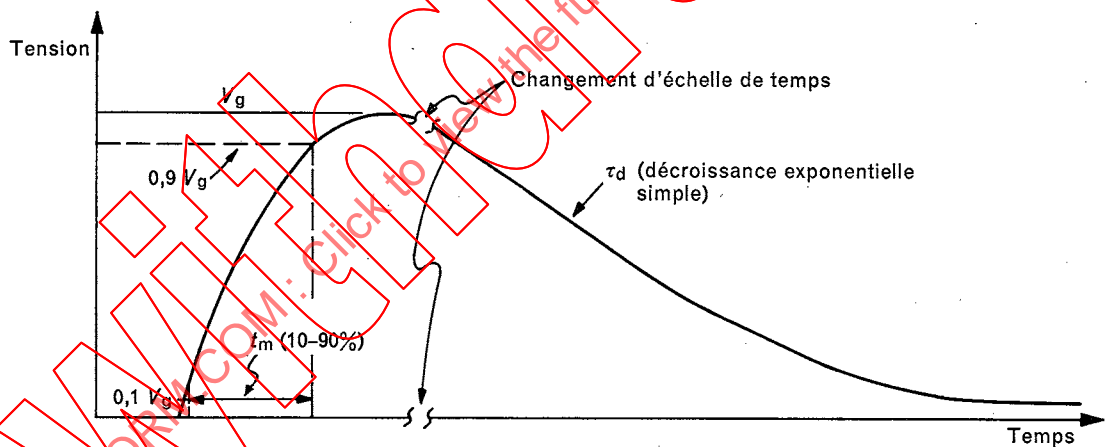


FIG. 2. — Forme du signal fourni par le générateur d'impulsions de précision.

Une impulsion de charge fournie par cette forme d'onde a deux défauts:

- 1) elle ne simule pas les effets de collection de charge dans le détecteur, et
- 2) la charge injectée dans le préamplificateur pendant le temps de montée de l'impulsion est alors enlevée pendant le temps de descente. Le retrait de cette charge produit un dépassement négatif (distorsion de la ligne de base) après chaque impulsion.

Dans un circuit comme celui de la figure 3, page 12, la charge maximale Q fournie à l'amplificateur est:

$$Q = C_e V_g \frac{1}{1 + C_e / A_o C_f}$$

4. Simulating the charge pulse of a detector

The output of a semiconductor detector is a quantity of charge. This charge amounts to a current pulse lasting from $\approx 10^{-9}$ to $\approx 10^{-6}$ s, depending upon detector geometry, bias voltage, type and orientation of ionizing event, etc. This charge pulse can be simulated by applying a voltage step to a small capacitor connected in series with the preamplifier input. A suitable voltage step can be produced by a mercury wetted contact relay type of pulse generator or a generator with equivalent characteristics. The circuit diagram of a typical "tail pulse" generator and its output pulse waveform are shown in Figures 1 and 2.

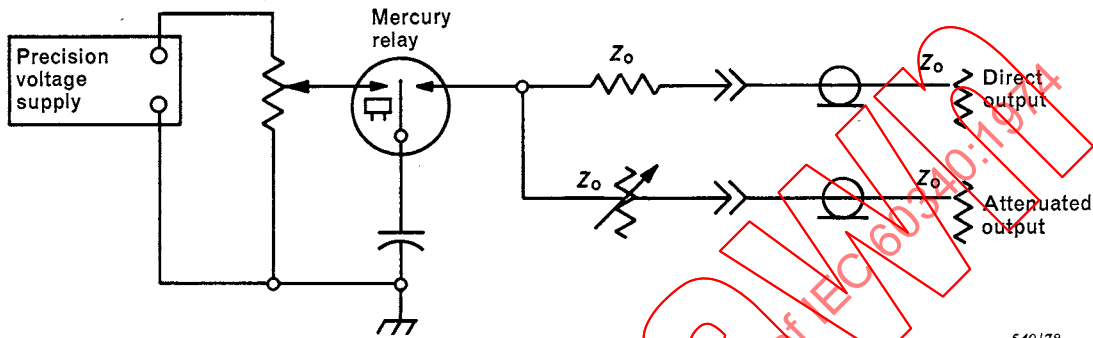


FIG. 1. — Precision pulse generator.

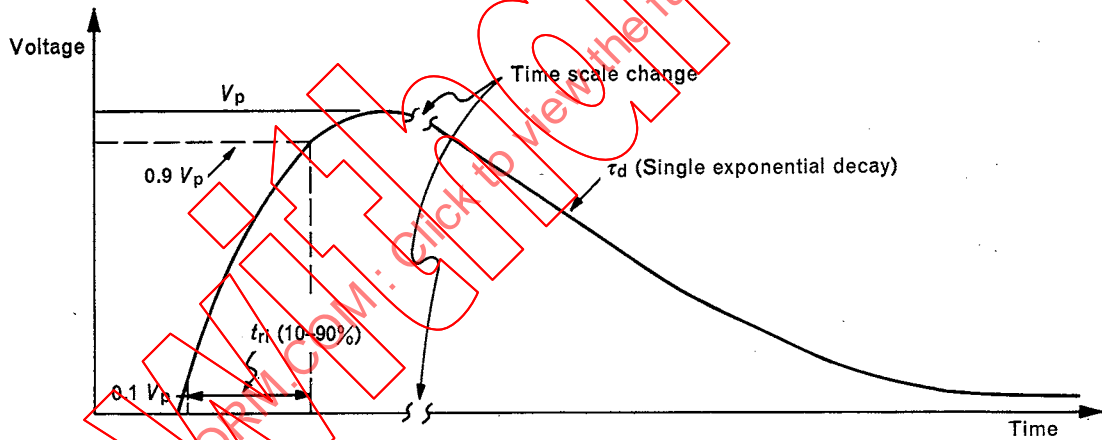


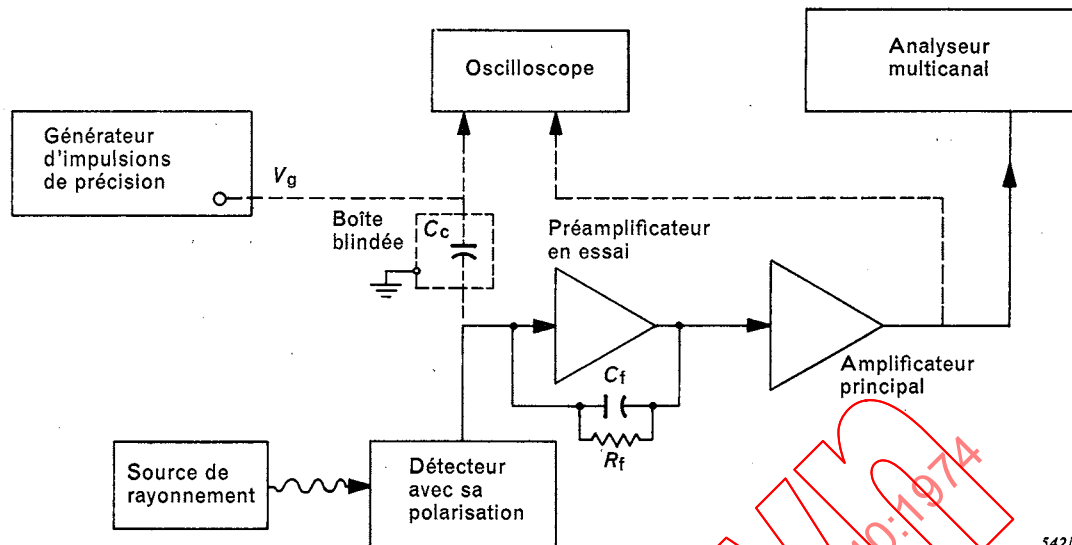
FIG. 2. — Precision pulse generator waveform.

A charge pulse generated by this waveform has two shortcomings:

- 1) it does not simulate the charge collection effects in the detector, and
- 2) the charge that is injected into the preamplifier during the rise time of the pulse is then removed during the fall time of the pulse. The removal of this charge causes an undershoot (baseline distortion) after each pulse.

In a circuit as shown in Figure 3, page 13, the maximum charge Q delivered to the preamplifier is:

$$Q = C_c V_p \frac{1}{1 + C_c/A_o C_f}$$



542/78

FIG. 3. — Mesure du spectre de distribution en amplitude.

où;

C_c est la capacité en série

V_g est l'amplitude de l'échelon de tension fournie par le générateur de précision

A_0 est le gain en boucle ouverte du préamplificateur

C_f est la capacité de contre-réaction pour le préamplificateur sensible à la charge

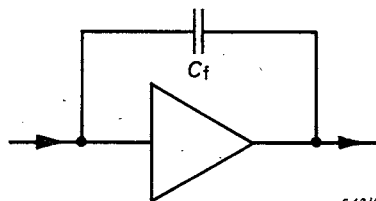
Si $A_0 C_f \gg C_c$, on a :

$$Q \approx C_c V_g$$

La sortie du générateur d'impulsions, comme le montre la figure 2, page 10, décroît avec une constante de temps τ_d . Dans la plupart des cas, la réponse du préamplificateur sera du même type avec une constante de temps $\tau_f = R_f C_f$. Cela signifie que la réponse du préamplificateur au générateur d'impulsions ne sera pas une exponentielle simple et donc on ne pourra pas faire la compensation pôle-zéro dans l'amplificateur principal (voir l'article 10). Donc, quand on utilise un générateur d'impulsions à long front de descente pour simuler une entrée de charge en parallèle avec une entrée venant du détecteur, le spectre dû au détecteur aura des distorsions à cause du dépassement négatif produit par le générateur. Ces distorsions seront plus sensibles à mesure que le taux de comptage augmente. Si le générateur fournit des impulsions périodiques à long front de descente, le spectre correspondant à la sortie du générateur d'impulsions n'aura pas de distorsions dues aux dépassements négatifs lorsque le taux de comptage du détecteur varie.

5. Gain de conversion du préamplificateur

Le gain de conversion A_c du préamplificateur sensible à la charge (ou intégrateur de charge) se définit comme l'amplitude de l'impulsion de sortie, exprimée en volts, divisée par la charge d'entrée, exprimée en coulombs. Le gain de conversion peut aussi s'exprimer en volts par kiloelectron-volt pour un matériau détecteur donné. En principe, le préamplificateur sensible à la charge consiste en un amplificateur de tension à large bande ayant un gain élevé muni d'une contre-réaction capacitive C_f comme à la figure 4.



543/78

FIG. 4. — Schéma d'un préamplificateur sensible à la charge.

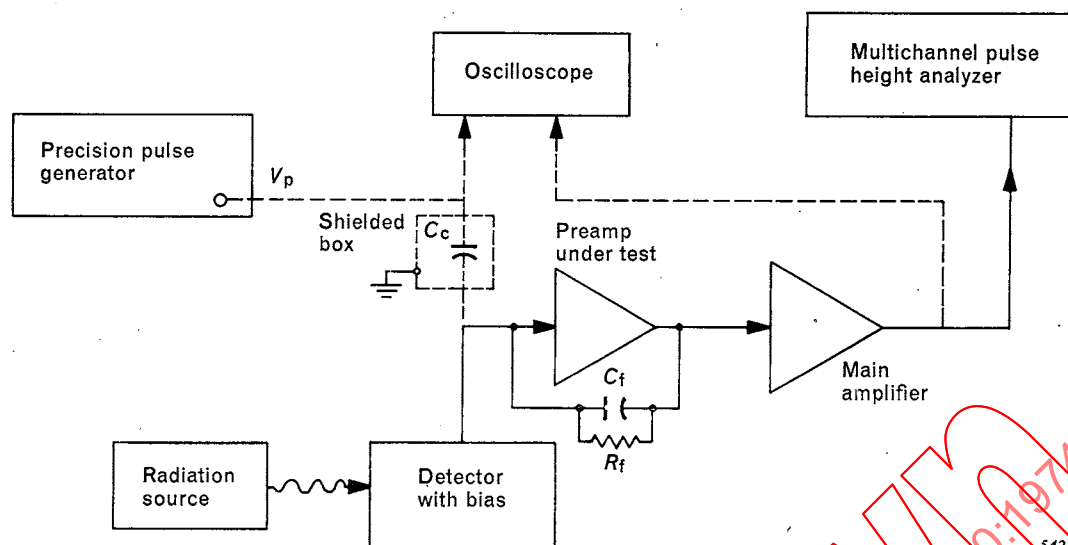


FIG. 3. — Measurement of pulse height distribution linewidth.

where:

C_c is the value of the series capacitor

V_p is the amplitude of the voltage step from the precision pulser

A_o is the preamplifier open loop gain

C_f is feedback capacitor for charge sensitive preamplifier

If $A_o C_f \gg C_c$, then

$$Q \approx C_c V_p.$$

The pulse generator output as shown in Figure 2, page 11, decays with a time constant τ_d . In most cases, preamplifier response will be of the same type with a time constant $\tau_f = R_f C_f$. This means that the preamplifier response to the pulse generator will not be a simple exponential and, consequently, it will be impracticable to perform pole-zero cancellation in the main amplifier (see Clause 10). Consequently, when a tail pulse generator is used to simulate a charge input in parallel with an input from a detector, the spectrum from the detector will be distorted because of the undershoot produced by the tail pulse generator. This distortion will become more noticeable as the counting rate is increased. If the tail pulse generator is periodic, then the spectrum corresponding to the pulse generator output will not be distorted due to undershoot as the counting rate from the detector is varied.

5. Preamplifier conversion gain

The conversion gain A_c of a charge sensitive preamplifier (or charge integrator) is defined by its output pulse amplitude, expressed in volts, divided by its input charge, expressed in coulombs. The conversion gain can also be expressed in volts per kiloelectron volt for a given detector material. In principle, the charge sensitive preamplifier consists of a high-gain wide-band voltage amplifier with a capacitive negative feedback C_f as depicted in Figure 4.

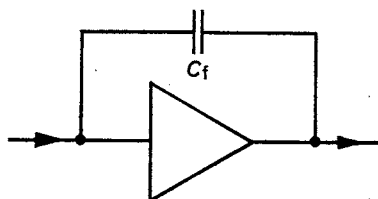


FIG. 4. — Circuit diagram of a charge sensitive preamplifier.

Pour mesurer le gain de conversion A_c du préamplificateur, on utilise un générateur d'impulsions de précision pour fournir un échelon de tension à un petit condensateur étalon blindé*, ce qui permet d'injecter une impulsion de charge à l'entrée du préamplificateur par la méthode décrite à l'article 4. L'impulsion de sortie V_a du préamplificateur est mesurée au moyen d'un oscilloscope.

Le gain de conversion est donné par:

$$A_c = \frac{V_a}{Q} = \frac{V_a}{C_e \cdot V_g}$$

où:

C_e = capacité, en farads, du condensateur injectant la charge

Q = charge, en coulombs, à l'entrée du préamplificateur

V_a = amplitude, en volts, de l'impulsion de sortie du préamplificateur

V_g = amplitude, en volts, de l'impulsion de sortie du générateur d'impulsions

6. Constante de temps de décroissance de l'impulsion de sortie du préamplificateur

La constante de temps de décroissance de l'impulsion de sortie du préamplificateur peut être mesurée au moyen du montage de la figure 5.

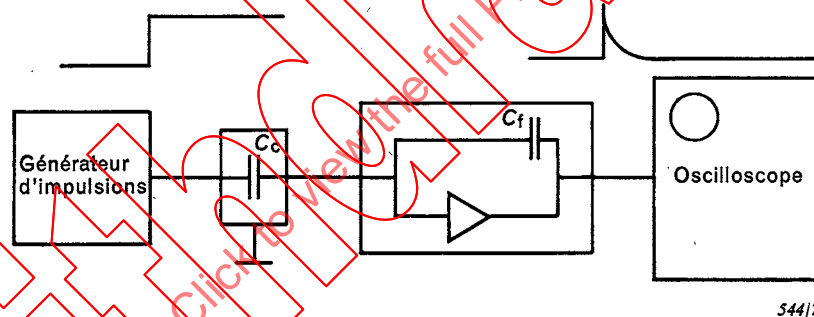


FIG. 5 — Schéma de montage pour mesurer la constante de temps de décroissance de l'impulsion de sortie du préamplificateur.

Le générateur d'impulsions doit fournir des impulsions carrées, ayant une décroissance d'amplitude négligeable et une durée grande par rapport à la constante de temps de décroissance à mesurer. La constante de temps de décroissance du préamplificateur, c'est-à-dire l'intervalle de temps pour que l'amplitude du front de descente de l'impulsion de sortie décroisse de 100% à 100%/e où $e = 2,72$, peut être lue sur l'oscilloscope. Certains préamplificateurs ont un circuit de différenciation incorporé. Pour éliminer un dépassement négatif indésirable, qui aurait une constante de temps égale à la constante de temps de décroissance de la partie sensible à la charge du préamplificateur, un circuit de compensation est généralement incorporé au préamplificateur (circuit de compensation pôle-zéro). Ce circuit doit d'abord être ajusté convenablement au sous-dépassement minimal avant d'effectuer la mesure de la constante de temps de décroissance de l'impulsion de sortie du préamplificateur. Le constructeur doit indiquer la constante de temps de décroissance du préamplificateur et les conditions dans lesquelles elle a été mesurée.

* Dans un condensateur blindé C_e , la capacité est mesurée entre les deux bornes isolées et le blindage (connecté au champ électrostatique entourant la capacité) est relié à la terre.

To measure the preamplifier conversion gain A_c , a precision pulse generator is used to apply a voltage step to a small and accurately known capacitor of the three-terminal type,* thereby injecting a charge pulse into the preamplifier input by the method described in Clause 4. The preamplifier output pulse V_a is measured with an oscilloscope.

The conversion gain is:

$$A_c = \frac{V_a}{Q} = \frac{V_a}{C_c \cdot V_p}$$

where:

C_c = capacitance, in farads, of charge injection capacitor

Q = charge, in coulombs, into the preamplifier input

V_a = preamplifier output voltage, in volts

V_p = pulse generator output pulse amplitude, in volts

6. Preamplifier output pulse decay time constant

The preamplifier output pulse decay time constant can be measured by the circuit arrangement depicted in Figure 5.

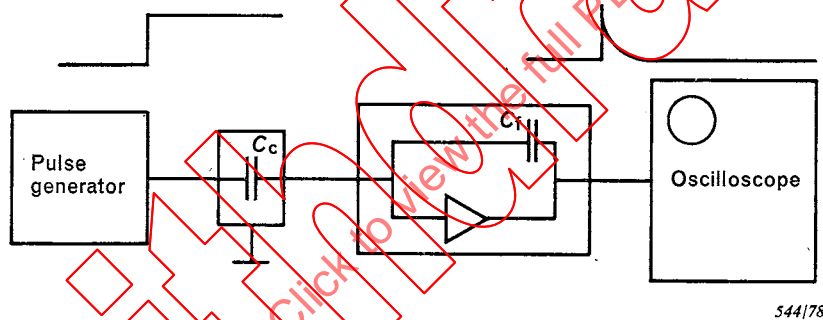


FIG. 5. — Circuit arrangement to measure preamplifier output pulse decay time constant.

The pulse generator must deliver a square wave pulse with negligible drop, and pulse length long with respect to the preamplifier decay time constant to be measured. The preamplifier decay time constant, i.e. time interval for the trailing edge of the output pulse amplitude to decrease from 100% to 100%/e, where $e = 2.72$, can be read from the oscilloscope. Some preamplifiers have a built-in differentiating network. To eliminate an undesirable undershoot, having a time constant equal to the decay time constant of the charge sensitive section of the preamplifier, a compensation network (pole-zero cancellation network) is usually included in the preamplifier. The pole-zero cancellation network should first be properly adjusted for minimum undershoot before preamplifier output pulse decay time constant is measured. The manufacturer shall state the decay time constant of the preamplifier, and the conditions under which it was measured.

* In the three-terminal type capacitor C_c the capacitance is measured between two insulated terminals and the third terminal (connected to an electrostatic shield surrounding the capacitor) is grounded.

7. Mesure du gain de l'amplificateur principal

Il convient de mesurer le gain de l'amplificateur principal en appliquant à son entrée un signal échelon d'amplitude connue et en mesurant l'amplitude de l'impulsion de sortie à l'aide d'un oscilloscope. Le gain de l'amplificateur principal est défini comme le quotient de l'amplitude de l'impulsion de sortie par l'amplitude de l'impulsion d'entrée. Il convient de spécifier le gain de l'amplificateur principal pour des réglages égaux des constantes de temps d'intégration et de différenciation. De plus, les gains pour chacune des sorties unipolaires et bipolaires doivent en principe être les mêmes. Toute exception à l'une ou l'autre de ces conditions doit être indiquée.

8. Spécifications relatives au bruit de l'amplificateur

Les caractéristiques de bruit d'un amplificateur peuvent être exprimées sans ambiguïté en unités de tension pour une source de signaux résistive et en unités de charge ou d'énergie pour une source de signaux capacitive.

Le bruit à la sortie e_{bs} d'un amplificateur de gain A peut s'exprimer comme une tension de bruit équivalente e_{be} , rapportée à l'entrée par :

$$e_{be} = \frac{e_{bs}}{A}$$

Le bruit peut s'exprimer comme une valeur efficace e_r mesurée avec un voltmètre de valeur efficace vraie ou comme A , la largeur à mi-hauteur mesurée d'après la distribution en amplitude. La relation entre les deux mesures, pour un bruit à distribution gaussienne est :

$$A = 2 (2 \ln 2)^{1/2} e_b = 2,355 e_b$$

Le bruit peut être exprimé en unités d'énergie ou de charge par les formules de l'article 15. On doit s'assurer que pour toutes les mesures de résolution, l'amplitude de l'impulsion de sortie se trouve dans la région linéaire de l'amplificateur. Sauf dans le cas où un amplificateur coupe ou déforme une portion quelconque du bruit, la mesure du bruit avec un voltmètre efficace est équivalente à la mesure avec un analyseur multicanal, dans la limite de la précision respective des deux appareils (voir article 15). Deux cas pour lesquels un voltmètre efficace ne donne pas une mesure vraie du bruit sont l'utilisation d'un amplificateur à seuil (voir article 23) ou d'un rétablisseur de ligne de base (voir article 10). Quand on détermine le bruit d'un amplificateur à seuil ou d'un amplificateur principal ayant un rétablisseur de ligne de base, on doit utiliser la méthode avec l'analyseur multicanal.

9. Spécifications relatives à la non-linéarité de l'amplificateur

La non-linéarité de l'amplificateur provoque une distorsion en amplitude du spectre d'impulsions. La non-linéarité peut être mesurée en non-linéarité intégrale (NLI) et en non-linéarité différentielle (NLD). La non-linéarité intégrale est l'écart avec une réponse linéaire, exprimé en pourcentage de l'impulsion de sortie nominale maximale. La non-linéarité différentielle est la variation exprimée en pourcentage du gain différentiel de l'amplificateur par rapport à des points de référence (voir articles 21 et 22).

10. Spécifications relatives aux circuits de mise en forme de l'amplificateur principal

Les amplificateurs pour semicteurs peuvent utiliser différentes méthodes de mise en forme du signal. Habituellement on utilise une mise en forme « quasi-gaussienne » dont le schéma peut être représenté par la figure 6, page 18. Dans cette figure un différenciateur unique et n intégrateurs effectuent le filtrage du signal d'entrée et du bruit. Le circuit de compensation pôle-zéro donne au

7. Measurement of main amplifier gain

The main amplifier gain should be measured by driving its input with a step function of known amplitude and measuring its output pulse amplitude with an oscilloscope. The main amplifier gain is numerically equal to the output pulse amplitude divided by the input pulse amplitude. The specified main amplifier gain should be for equal settings of the integrating and differentiating time constants. Furthermore, the gain for both unipolar and bipolar outputs should be the same. Any exception to either of these conditions shall be stated.

8. Specifying amplifier noise

The noise performance of an amplifier may be given unambiguously in units of voltage for a resistive signal source and in units of charge or energy for a capacitive signal source.

The output noise e_{no} of an amplifier of gain A can be expressed as an equivalent noise voltage e_{ni} , referred to the input, by:

$$e_{ni} = \frac{e_{no}}{A}$$

Noise can be expressed as a root-mean-square (r.m.s.) value e_n as measured with a true r.m.s. meter, or as A , the full width at half maximum (FWHM), as measured from a pulse amplitude distribution. The relation between the two measures, for noise having a Gaussian distribution, is

$$A = 2 (2 \log_e 2)^{1/2} e_n = 2.355 e_n$$

The noise can be expressed in units of energy or charge by expressions given in Clause 15. Care must be taken that for all measurements of resolution the output pulse amplitude is within the linear region of the amplifier. Except in the case where an amplifier cuts off or distorts any portion of the noise, the measurement of noise with a true r.m.s. voltmeter is equivalent to noise measurement with a multichannel analyzer, within the respective accuracy of the two instruments (see Clause 15). Two examples where an r.m.s. noise meter will not give a true indication are the use of a biased amplifier (see Clause 23) and of a baseline restorer (see Clause 10). When measuring noise from a biased amplifier or a main amplifier with a baseline restorer (BLR), the multichannel analyzer method must be used.

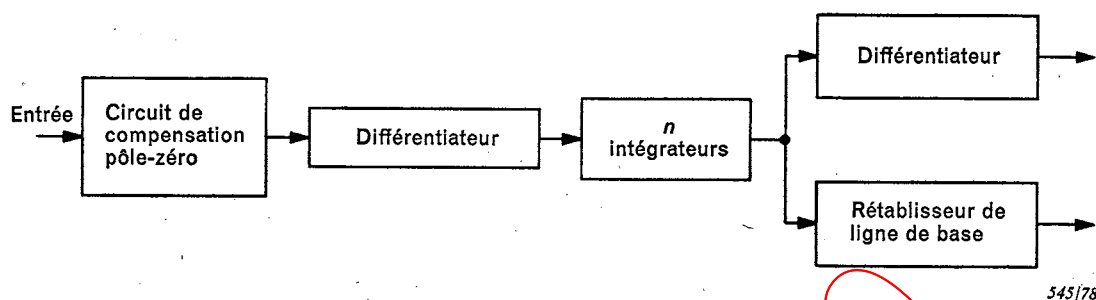
9. Specifying amplifier nonlinearity

Amplifier nonlinearity results in distortion of pulse height spectra. Nonlinearity may be measured as integral nonlinearity (INL) and as differential nonlinearity (DNL). The integral nonlinearity is the departure from linear response expressed as a percentage of the maximum rated output pulse amplitude. The differential nonlinearity is the percentage deviation in incremental amplification of the amplifier referred to some standard points (see Clauses 21 and 22).

10. Specifying main amplifier shaping

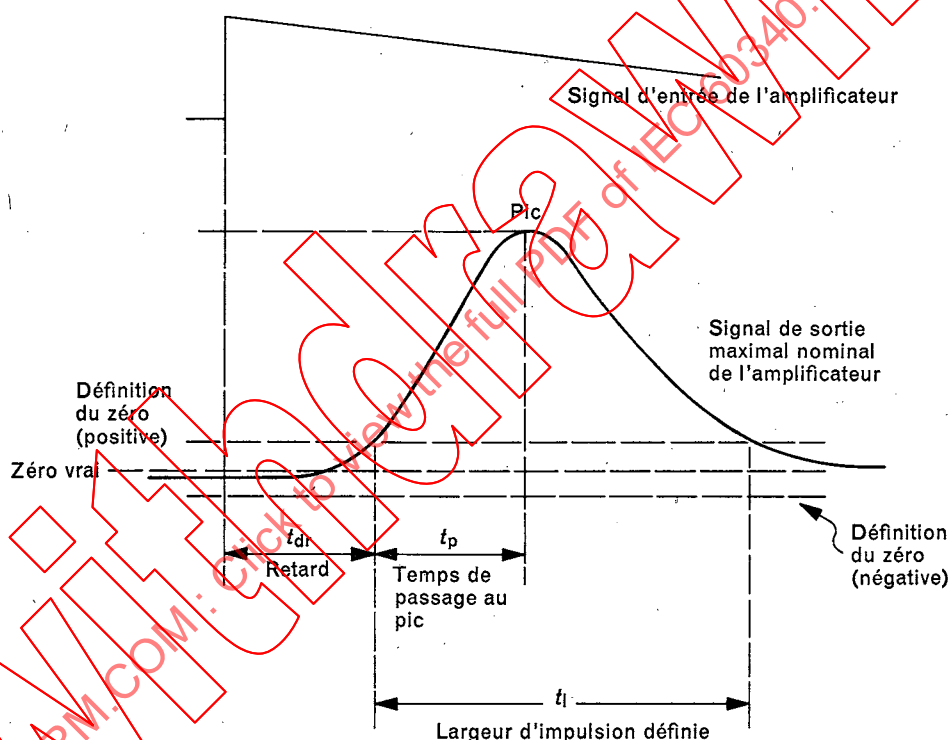
Amplifiers for semiconductor radiation detectors may use different signal shaping methods. Usually they employ "quasi-gaussian" shaping and can be represented by the block diagram of Figure 6, page 19. Here the single differentiator and n integrators perform the filtering of the input signal and noise. The pole-zero cancellation network transforms the preamplifier output signal into

signal de sortie du préamplificateur la forme requise pour minimiser le dépassement négatif après la différentiation. Le domaine des constantes de temps de décroissance qui peuvent être adaptées par le circuit de compensation pôle-zéro doit être spécifié en donnant les constantes de temps de décroissance d'entrée maximale et minimale.



545/78

FIG. 6. — Représentation schématique de la mise en forme dans l'amplificateur principal.



546/78

FIG. 7. — Caractéristiques du signal de sortie.

Les caractéristiques du signal de sortie de l'amplificateur indiquées dans la figure 7 et décrites dans cet article doivent être spécifiées. La « définition du zéro » est un niveau de tension arbitrairement choisi pour le signal de sortie de l'amplificateur qui peut être distingué du zéro par l'appareil de mesure. Elle dépend de la précision et des prescriptions concernant la mesure. Il est recommandé qu'elle soit égale à 1/100 ou 1/1 000 de l'amplitude maximale de crête en échelle linéaire*. Le symbole t_l représente le temps pendant lequel l'impulsion dépasse sa définition du zéro et peut être spécifié à 0,1% et (ou) à 1% de l'amplitude maximale de l'impulsion. Le circuit de la figure 8, page 20, est recommandé pour mesurer t_l .

* Habituellement on utilisera un zéro défini à 1/100 pour la spécification des amplificateurs à rayons X ou un zéro défini à 1/1 000 pour les amplificateurs utilisés avec des systèmes à rayons gamma de haute résolution et les autres systèmes à haute résolution.

the shape required to minimize undershoot after the differentiation. The range of preamplifier decay time constants that can be accommodated by the pole-zero network must be specified by giving the maximum and minimum input decay time constants.

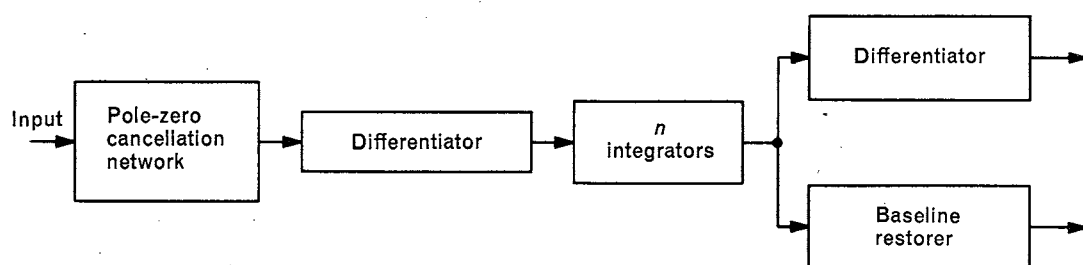


FIG. 6. — Schematic representation of the main amplifier shaping.

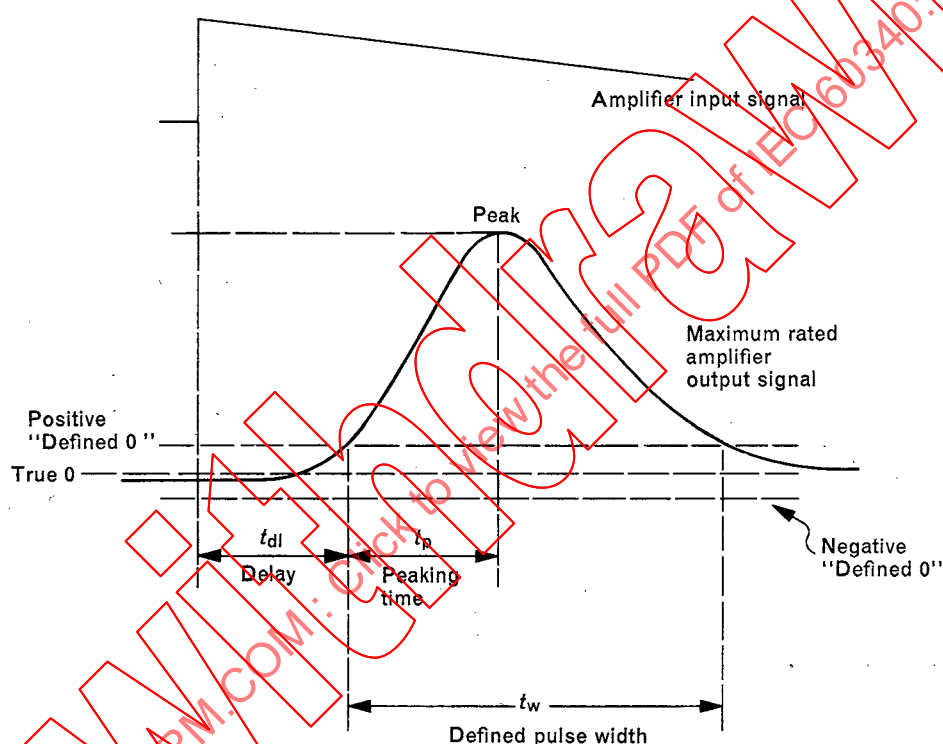


FIG. 7. — Output signal parameters.

The amplifier output signal parameters as defined in Figure 7 and described in this clause must be stated. "Defined zero" is an arbitrarily chosen voltage level at the amplifier output that is resolved from zero by the measuring apparatus and it depends on the precision and requirements of the measurement. It is recommended that it be 1/100 or 1/1000 of the maximum linear peak amplitude.* The symbol t_w represents the time the pulse exceeds its defined zero and may be specified at 0.1% and/or 1% of the maximum pulse amplitude. The circuit in Figure 8, page 21, is recommended for measuring t_w .

* Normally a 1/100 defined zero level will be used for specifying X-ray amplifiers, and a 1/1000 for amplifiers to be used with high resolution gamma-ray systems and other high resolution systems.

Régler le gain du générateur et de l'amplificateur pour obtenir la tension de sortie maximale permise de l'amplificateur. Régler la sensibilité de l'oscilloscope de façon que l'on puisse identifier facilement 1% ou 0,1% de la tension de sortie maximale permise. L'effet de surcharge sur l'oscilloscope peut être réduit en utilisant un limiteur de surcharge. Le limiteur de surcharge peut consister par exemple en diodes semi-conductrices à faible capacité et haute fréquence (telles que des diodes de Schottky) connectées comme indiquées dans la figure 8. Le temps de passage au pic t_p est l'intervalle de temps entre le passage de l'impulsion à la définition du zéro et le moment où elle quitte l'amplitude maximale. Le retard t_{dr} est l'intervalle de temps entre l'arrivée de l'impulsion d'entrée sur l'amplificateur et le premier passage au niveau de la définition du zéro à la sortie de l'amplificateur.

Note. — Si l'amplificateur comporte des fonctions de traitement de déformation des impulsions (tels que des extenseurs d'impulsion, des rétablisseurs de ligne de base et des amplificateurs à seuil), ces caractéristiques doivent être spécifiées à la sortie du réseau de filtrage principal.

Quand on spécifie la fonction de mise en forme de l'amplificateur principal, on doit indiquer l'amplitude maximale de sortie, la définition du zéro, t_{dr} , t_p et t_1 . Si on utilise un second différentiateur, t_1 est prolongé jusqu'au second passage par la définition du zéro négative de la partie négative de l'impulsion.

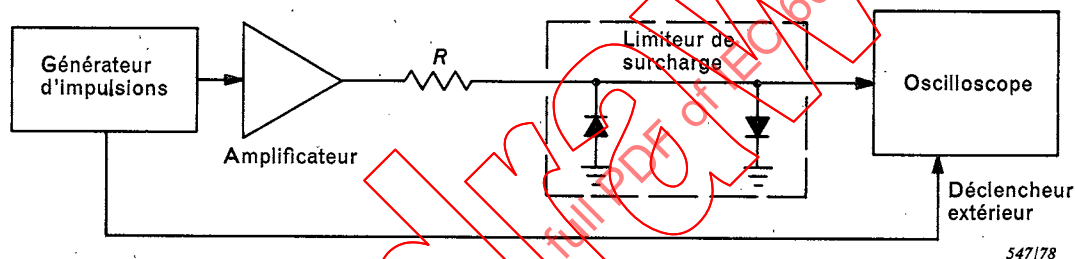


FIG. 8. — Circuit de mesure de t_1 .

On utilise couramment d'autres méthodes pour spécifier la forme des impulsions avec une caractéristique unique. Ces méthodes utilisent comme caractéristique la constante de temps $\tau = RC$ d'un filtre équivalent « semi-gaussien », $CR(RC)^n$ où n est le nombre d'étages d'intégration RC. En raison de leur ambiguïté, ces méthodes ne sont pas recommandées. Leur emploi est néanmoins acceptable si la relation entre τ et t_p , t_{dr} et t_1 est clairement définie.

Le rétablissement de la ligne de base est presque partout utilisé pour stabiliser la ligne de base à la sortie de l'amplificateur. Elle influence la résolution de l'amplificateur et les caractéristiques du taux de comptage, et parfois la linéarité et la stabilité. Habituellement, les réglages du rétablissement de ligne de base sont prévus en nombre limité. Quand on donne les spécifications de l'amplificateur, le réglage du rétablissement de ligne de base doit être indiqué ou, sinon, on doit présumer le cas le plus mauvais.

11. Centroïde du pic

Calculer point par point le nombre de coups par canal diminué du bruit de fond ($N_x - B_x$) en fonction du numéro de canal X . Déterminer le centroïde du pic $\hat{x}$ par son numéro équivalent de canal (nombre fractionnaire). Une technique commode est la méthode de la moyenne pondérée pour les valeurs de N_x dans la partie où le pic est symétrique, par exemple au-dessus de la mi-hauteur.

$$\hat{x} = \frac{\sum X (N_x - B_x)}{\sum (N_x - B_x)}$$

(Voir la Publication 430 de la CEI, article 4, pour informations complémentaires.)

Adjust the pulser and amplifier gain to obtain the maximum rated output voltage from the amplifier. Adjust the oscilloscope sensitivity so that 1% or 0.1% of the maximum rated output voltage is easily identifiable. The overload effect on the oscilloscope can be reduced by using an overload limiter. The overload limiter may consist, for example, of low-capacitance high-frequency semiconductor diodes (such as Schottky barrier diodes) connected as shown in Figure 8. Peaking time t_p is the time interval between the pulse crossing the defined zero and its departure from maximum amplitude. Delay time t_{dl} is the time interval between arrival of the input pulse to the amplifier and the first crossing of the defined zero level at the output of the amplifier.

Note. — If the amplifier includes pulse distorting processing functions (such as stretchers, baseline restorers and biased amplifiers) these parameters must be specified at the output of the main filter network.

When specifying main amplifier shaping, maximum outpeak amplitude, defined zero, t_{dl} , t_p and t_w must be specified. If the second differentiator is used, t_w extends to the second crossing of the defined zero level by the negative lobe of the pulse.

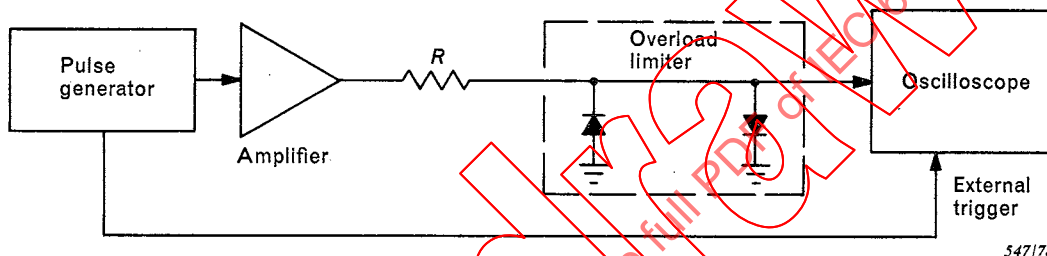


FIG. 8. — Circuit for measuring t_w .

There are other pulse shape specification methods in common use for which a single parameter characterizes the shaping. These methods use as a signal parameter the time constant $\tau = RC$ of an equivalent "semi-gaussian" filter, $CR/(RC)^n$, where n is the number of integrating RC stages. Because of their ambiguity, these methods are not recommended. Their use is acceptable, however, if the relationship between τ and t_p , t_{dl} , and t_w is clearly stated.

Baseline restoration is almost universally used to stabilize the baseline at the output of the amplifier. It influences amplifier resolution and counting rate performance, and sometimes linearity and stability. Usually only a few settings of the baseline restorer are provided. When specifying the amplifier, the BLR setting must be specified or it must represent the worst case.

11. Peak centre (centroid)

Calculate, point by point, the number of counts per channel less background ($N_x - B_x$) as a function of channel number X . Determine the peak location $\hat{x}$ in terms of channel (and fractional channel) number. A convenient technique is the weighted average method of values of N_x in the symmetrical portion of the peak, e.g. above the half maximum height:

$$\hat{x} = \frac{\sum X (N_x - B_x)}{\sum (N_x - B_x)}$$

(Refer to IEC Publication 430, Clause 4, for additional information.)

12. Largeur à mi-hauteur (LMH) et largeur au dixième de la hauteur (LDH) du pic

La LMH et la LDH sont déterminées en mesurant la largeur du pic spectral à la moitié et au dixième de l'ordonnée maximale d'une courbe de $(N_x - B_x)$ en fonction de X . (Des informations complémentaires sont données dans la Publication 430 de la CEI.)

13. Autre méthode pour déterminer la LMH et le centroïde du pic

Une autre méthode pour déterminer la LMH et le centroïde du pic consiste à utiliser une interpolation linéaire entre les canaux ou une courbe interpolée et de considérer que le centroïde du pic correspond au milieu des points qui définissent la largeur à mi-hauteur. La figure 9 donne ainsi un exemple de courbe d'un analyseur pour l'étalonnage et la mesure de la largeur de bruit. Les interpolations linéaires sont faites entre les canaux X_1 et X_2 et entre X_3 et X_4 sur la figure 9.

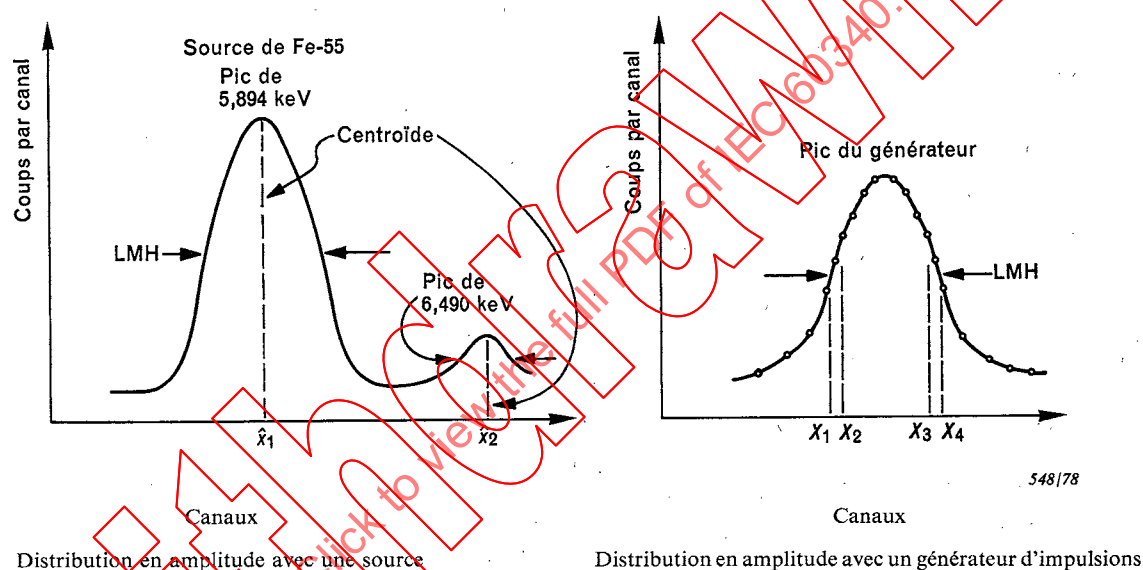


FIG. 9. — Courbes caractéristiques pour la mesure de bruit avec un analyseur.

SECTION DEUX — MESURES DE LARGEUR DE BRUIT

14. Mesure du bruit par analyse de la distribution en amplitude des impulsions

Le bruit du système, à l'exclusion du bruit statistique de collection de charge, peut s'exprimer commodément en unités d'énergie. Pour un préamplificateur indépendant à température ordinaire, la mesure de largeur de bruit peut être utilisée pour déterminer la contribution au bruit du préamplificateur. Avec un système cryogénique dans lequel le premier étage d'amplification n'est pas accessible, le bruit est également une fonction de certaines caractéristiques du semicteur. La capacité du semicteur et le courant de fuite à travers celui-ci sont présents au moment de l'essai du préamplificateur du système cryogénique et par conséquent influencent la mesure de bruit.

La méthode recommandée pour déterminer la largeur de bruit utilise une source (ou des sources) radioactive connue pour étalonner l'analyseur. Après étalonnage en énergie par canal, utiliser un générateur d'impulsions pour déterminer la largeur de bruit du système (ou du préamplificateur).

12. Full width at half maximum (FWHM) and full width at tenth maximum (FWTM) of the peak

The FWHM and FWTM are determined by measuring the width of the spectral peak at one-half and one-tenth the maximum ordinate on a plot of $(N_x - B_x)$ versus X . (Additional information is available in IEC Publication 430.)

13. Alternative method for determination of FWHM and peak centre (centroid)

An alternative method for determination of FWHM and peak centre (centroid) is to use linear interpolation between channels or curve fitting with interpolation and to consider the peak location (or centroid) to correspond to the point midway between the half-height points that define the FWHM. This is illustrated by reference to Figure 9 that shows an example of an analyzer display for calibration and measurement of noise linewidth. Linear interpolations are made between channels X_1 and X_2 and between X_3 and X_4 in Figure 9.

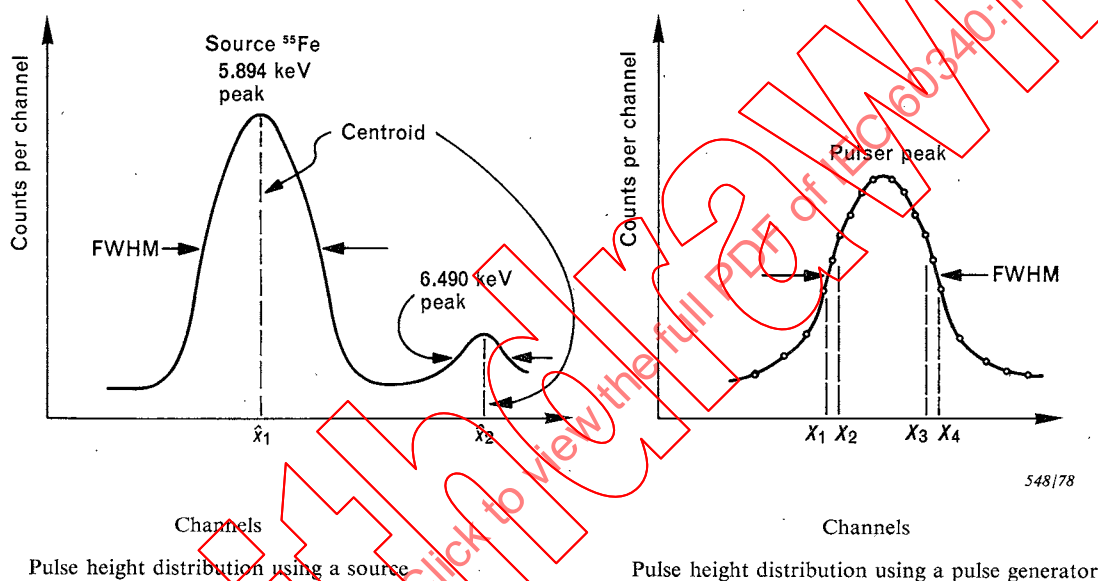


FIG. 9. — Typical analyzer display for noise measurement.

SECTION TWO — NOISE LINEWIDTH MEASUREMENTS

14. Noise measurement by pulse height distribution

The system noise, excluding the charge collection statistics, can conveniently be measured in units of energy. For a self-contained room temperature preamplifier, the noise linewidth measurement can be used to determine the preamplifier noise contribution. With a cryogenic system, where the first stage of the preamplifier is not accessible, the noise is also a function of some of the detector parameters. The capacitance of the detector and the leakage current through the detector are present when the cryogenic preamplifier is tested and therefore influence the noise measurement.

The preferred method of noise linewidth determination utilizes a known radioactive source (or sources) for calibration of the analyzer. After calibration of the analyzer in terms of energy per channel, a pulser is used to determine system (or preamplifier) noise linewidth. The advantage of

L'avantage de cette méthode est qu'il n'est pas nécessaire de connaître les valeurs des capacités ni l'étalonnage du générateur. Choisir le gain et les caractéristiques des impulsions d'entrée du système de façon que les pics stockés dans l'analyseur pour l'étalonnage et la mesure de la largeur de bruit aient une largeur à mi-hauteur d'au moins 20 canaux et qu'il y ait au moins 10 000 coups dans le canal le plus chargé pour chaque pic. Brancher le préamplificateur (ou le système préamplificateur-semicteur) comme l'indique la figure 3, page 12. Si la source de rayonnement a deux (ou plusieurs) pics distincts d'énergie connue, l'étalonnage de l'analyseur est directement obtenu, la différence entre les énergies des deux pics divisée par le nombre de canaux entre les centroïdes des pics donnera l'énergie par canal. Cet étalonnage est valable tant que le gain effectif du système ne change pas. Les sources typiques utilisées pour l'étalonnage sont le fer 55 (rayonnements X de 5,894 keV, 6,490 keV) et l'américium 241 (rayonnements alpha de 5,443 MeV et 5,486 MeV) pour les semicteurs au silicium, et le cobalt 60 (rayonnements gamma de 1,17 MeV et 1,33 MeV) pour les semicteurs au germanium. On prendra soin de s'assurer que les pics sont stockés à l'intérieur du domaine de fonctionnement linéaire du système. Lorsque le système a été étalonné, retirer la source et utiliser le générateur pour injecter les charges dans le préamplificateur*. La largeur à mi-hauteur, exprimée en nombre de canaux, du pic de l'analyseur provenant du générateur seul est alors déterminée. La largeur de bruit en unités d'énergie est obtenue en multipliant l'énergie par canal par le nombre de canaux dans la largeur à mi-hauteur du pic du générateur.

Quand on donne les spécifications de la largeur de bruit d'un préamplificateur ou d'un système, la méthode d'étalonnage devra être indiquée ainsi que le temps de passage au pic de l'amplificateur. Quand on spécifie un préamplificateur indépendant, spécifier la largeur de bruit pour une capacité extérieure nulle et fournir également la courbe du bruit en fonction de la capacité. La largeur de bruit sera donnée en unités d'énergie et rapportée à un matériau détecteur déterminé.

En variante, une autre méthode pour mesurer la largeur de bruit consiste à utiliser un générateur d'impulsions étalonné. Si deux pics bien séparés sont stockés dans l'analyseur provenant de deux envois du générateur d'impulsions de précision, la largeur de bruit en unités de charge est donnée par:

$$\Delta Q = \frac{V_{g1} - V_{g2}}{\hat{x}_1 - \hat{x}_2} C_c \Delta_N$$

où:

$\hat{x}_1$ et $\hat{x}_2$ sont des numéros de canal des centroïdes des pics respectifs dus aux sorties V_{g1} et V_{g2} du générateur, C_c est la capacité, en farads, du condensateur étalonné et Δ_N est la largeur à mi-hauteur d'un pic exprimée en canaux.

Il convient que le générateur d'impulsions fournisse des signaux de la forme indiquée sur la figure 2, page 10, où le temps de montée t_m ne doit pas dépasser de 20% la plus faible constante de temps de différentiation de l'amplificateur principal, et où la constante de temps de décroissance τ_d doit être telle que l'amplitude V_g ne diminue pas de plus de 2% pendant la durée nécessaire à l'impulsion de sortie pour atteindre sa valeur maximale. Les valeurs suivantes sont proposées: $t_m < 20$ ns et $\tau_d > 100$ μ s. Le condensateur étalonné C_c placé en série avec le générateur d'impulsions de précision sera de préférence du type à trois bornes, la capacité étant mesurée entre les deux bornes isolées, et la troisième borne connectée à un blindage électrostatique entourant le condensateur est reliée à la terre. Une mesure extrêmement précise de la capacité entre les deux bornes isolées peut être réalisée avec un pont de capacités.

La valeur de toute capacité étalonnée incorporée dans le préamplificateur peut être déterminée par comparaison avec ce condensateur de précision à trois bornes. Une valeur proposée pour C_c est 1 pF.

* L'amplitude du générateur doit être réglée de façon que les signaux soient à l'intérieur du domaine de fonctionnement linéaire du système.

this method is that no knowledge of capacitor values or pulse generator calibration is needed. System gain and input must be selected so that the peaks accumulated in the analyzer for calibration and linewidth measurement have a full width at half maximum (FWHM) value of at least 20 channels and a minimum of 10 000 counts in the maximum count channel for each peak. The preamplifier (or preamplifier-detector system) is connected as indicated in Figure 3, page 13. If the radiation source has two (or more) distinct peaks of known energy, the calibration of the analyzer is readily determined, the difference between the energies of two peaks divided by the number of channels between the centroids of the peaks will yield the calibration of the analyzer in energy per channel. This calibration is valid until the effective system gain is changed. Typical sources used for calibration are Iron 55 (5.894 keV, 6.490 keV X-rays), and Americium 241 (5.443 MeV, 5.486 MeV alphas) for silicon detectors, and Cobalt 60 (1.17 MeV, 1.33 MeV gamma rays) for Germanium detectors. Care should be taken to ensure that the peaks are accumulated within the linear operating range of the system. After the system has been calibrated, the source should be removed and the pulser used to inject charge into the preamplifier*. The FWHM value, expressed in channels, of the analyzer peak resulting from the pulse generator alone is then determined. The noise linewidth in units of energy is determined by multiplying the calibration in energy per channel by the number of channels in the FWHM of the pulse generator peak.

When the noise linewidth for a preamplifier or system is specified, the method of calibration shall be stated, and the amplifier peaking time shall be stated. When a self-contained preamplifier is being specified, the noise linewidth shall be specified for zero external capacitance, and the noise versus capacitance curve shall also be provided. The noise linewidth shall be given in units of energy referred to a specified detector material.

An alternate method of measuring the noise linewidth is the method of using a calibrated pulse generator. If two well separated peaks are accumulated in the analyzer from two runs of a precision pulse generator the noise linewidth in units of charge is given as:

$$\Delta_Q = \frac{V_{p1} - V_{p2}}{\hat{x}_1 - \hat{x}_2} \cdot C_c \cdot \Delta_N$$

where:

$\hat{x}_1$ and $\hat{x}_2$ are the channel numbers of the centroids of the respective peaks due to pulse generator outputs V_{p1} and V_{p2} , C_c is the capacitance, in farads, of the calibration capacitor, and Δ_N is the FWHM of one peak expressed in channels.

The pulse generator should provide signals of the form shown in Figure 2, page 11, where the rise time t_{ri} should be no more than 20% of the shortest differentiating time constant in the main amplifier, and the decay time constant τ_d should be such that the pulse height V_p does not drop more than 2% in the time required for the output pulse of the main amplifier to reach its peak. A suggested specification is that t_{ri} be < 20 ns, and τ_d be > 100 μ s. The precision calibration capacitor C_c in series with the precision pulse generator should preferably be of the three-terminal type; that is, the capacitance is measured between two insulated terminals, and the third terminal (connected to an electrostatic shield surrounding the capacitor) is grounded. A highly accurate measurement of the capacitance between the two isolated terminals may be obtained with a capacitance bridge.

The value of any built-in calibrating capacitor in the preamplifier may be determined by comparison with this precision, three-terminal capacitor. A suggested value of C_c is 1 pF.

* The pulse generator amplitude must be adjusted so that the signals are within the linear operating range of the system.

Si on dispose d'une source monoénergétique la largeur de bruit peut être obtenue directement en énergie à condition d'utiliser un générateur d'impulsions de précision. Le pic dû à la source est stocké dans l'analyseur. Retirer la source. Régler alors l'amplitude du générateur de façon à correspondre à l'énergie de la source. La sortie est réglée au moyen de la commande de normalisation de façon que le canal du centroïde du pic du générateur d'impulsions coïncide avec celui du pic de la source. L'étalonnage du générateur étant effectué, ne pas toucher à la commande de normalisation et régler l'amplitude de l'impulsion de sortie sur une autre énergie. Le déplacement à la sortie doit être tel que deux pics distincts soient obtenus. L'étalonnage de l'analyseur s'obtient comme dans la méthode préférentielle et la largeur à mi-hauteur du pic du générateur donne la largeur de bruit du préamplificateur (ou du système). Si dans la détermination de la largeur de bruit, une conversion est faite d'unités d'énergie en charge ou vice versa, le coefficient de conversion utilisé devra être indiqué.

15. Mesure du bruit au moyen d'un oscilloscope et d'un voltmètre de valeur efficace vraie

Le bruit dans un système d'amplification complet peut être mesuré au moyen d'un oscilloscope et d'un voltmètre de valeur efficace vraie. Un montage d'essai est indiqué dans la figure 3, page 12, dans laquelle l'analyseur multicanal est remplacé par un voltmètre de valeur efficace vraie. Appliquer une impulsion de charge au préamplificateur. L'impulsion de charge d'entrée peut être obtenue à partir d'une source d'énergie connue ou d'un générateur d'impulsions étalonné. Après mesure de l'amplitude de l'impulsion de sortie le signal d'entrée est changé. La tension efficace de bruit e_{bs} est indiquée par un voltmètre possédant une courbe de réponse plate s'étendant au moins jusqu'à dix fois la fréquence du milieu de la bande du circuit de mise en forme de l'amplificateur et ayant une réponse en valeur efficace vraie.

Si on utilise un voltmètre répondant à la moyenne du signal d'entrée rectifié, multiplier l'indication par 1,13 pour corriger l'étalonnage en onde sinusoïdale. On suggère pour le voltmètre efficace une largeur de bande à 3 dB d'au moins 10 MHz et, en outre, le voltmètre devrait avoir un facteur de crête d'au moins 4. Cette méthode de mesure du bruit ne peut pas être utilisée si un rétablisseur de ligne de base ou un amplificateur à seuil se trouve dans le système.

La largeur de bruit du système (ou du préamplificateur) est donnée en unités d'énergie par:

$$A_E = 2,355 \frac{E}{V_a} e_{bs}$$

La largeur de bruit du système (ou du préamplificateur) est donnée en unités de charge par:

$$A_Q = 2,355 \frac{V_g}{V_a} C_c e_{bs}$$

La conversion peut être faite entre A_E et A_Q avec:

$$A_Q = \frac{q}{\varepsilon} A_E$$

où q est la charge d'un électron et ε l'énergie moyenne pour former une paire électron-trou dans le matériau détecteur utilisé. Les valeurs de ε pour le silicium à 300 K et 90 K sont approximativement 3,6 et 3,8 eV respectivement par paire électron-trou. Une valeur caractéristique de ε pour le germanium à 77 K est 2,97 eV par paire électron-trou.

If a monoenergetic source is available, the noise linewidth can be obtained directly in energy, provided a precision pulse generator is used. The peak due to the source is accumulated in the analyzer, and the source is removed. The pulse generator amplitude control is then set so that its reading corresponds to the energy of the source. The output is adjusted by means of the normalization control so that the channel location of the centroid of the pulse generator peak coincides with that of the source peak. Calibration of the pulse generator having been accomplished, the normalization control is not moved, but the output pulse is adjusted to correspond to another energy. The shift in output must be such that two distinct peaks are obtained. The calibration of the analyzer is obtained as discussed in the preferred method; and the pulse generator peak FWHM gives the preamplifier (or system) noise linewidth. If in the determination of noise linewidth a conversion is made from units of energy to charge or vice versa, the conversion coefficient used shall be stated.

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

The noise in a complete amplifier system can be measured by means of an oscilloscope, and a root-mean-square (r.m.s.) voltmeter. A test set-up is shown in Figure 3, page 13, where the multi-channel analyzer is replaced by an r.m.s. voltmeter. A charge pulse is applied to the preamplifier. The input charge pulse may be obtained from a source of known energy or from a calibrated pulse generator. After the output pulse amplitude has been measured, the input signal is removed. The r.m.s. noise voltage e_{no} is indicated on a voltmeter having a flat frequency response extending to at least ten times the centre frequency of the amplifier pulse-shaping network and having true r.m.s. response.

If a voltmeter that responds to the average of the rectified input signal is used, the scale reading should be multiplied by 1.13 to correct for sinewave calibration. A suggested minimum 3 dB bandwidth for the true r.m.s. voltmeter is 10 MHz and in addition, the voltmeter should have a crest factor of at least 4. *This method of noise measurement cannot be used if a BLR or biased amplifier is in the system.*

The system (or preamplifier) noise linewidth is given in units of energy by:

$$\Delta_E = 2.355 \frac{E}{V_a} e_{no}$$

The system (or preamplifier) noise linewidth is given in units of charge by:

$$\Delta_Q = 2.355 \frac{V_p}{V_a} C_e e_{no}$$

Conversion can be made between Δ_E and Δ_Q by:

$$\Delta_Q = \frac{q}{\varepsilon} \Delta_E$$

where q is the charge of an electron and ε is the average energy required to form one hole-electron pair in the detector material used. The values of ε for silicon at 300 K and 90 K are approximately 3.6 and 3.8 eV per hole-electron pair, respectively. A typical value of ε for germanium at 77 K is 2.97 eV per hole-electron pair.

SECTION TROIS — CARACTÉRISTIQUES DE BRUIT DU PRÉAMPLIFICATEUR

16. Bruit en fonction des circuits de mise en forme de l'amplificateur

Les caractéristiques de bruit d'un préamplificateur peuvent être mesurées par les techniques indiquées dans la section deux si la sortie du préamplificateur est traitée par un système amplificateur-filtre déterminé comme indiqué à l'article 10. Une courbe caractéristique est montrée dans la figure 10.

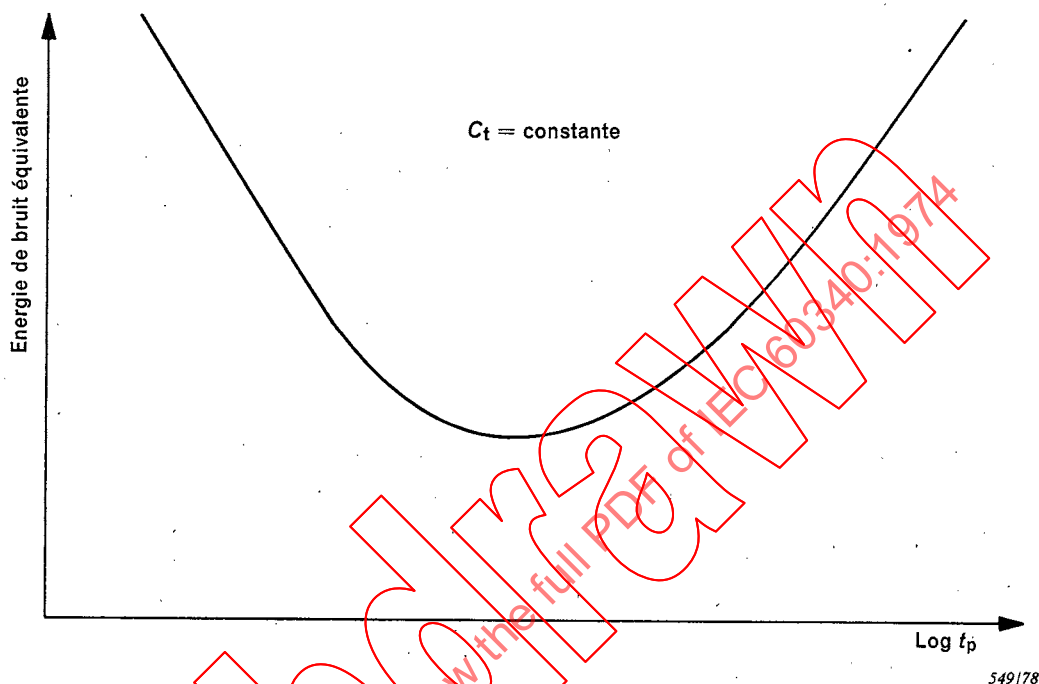


FIG. 10. — Bruit en fonction du temps de passage au pic t_p (ou des constantes de temps) pour une charge capacitive extérieure fixe à l'entrée du préamplificateur.

Quand on mesure le bruit du préamplificateur, il faut s'assurer que le bruit de l'amplificateur principal n'apporte pas une contribution substantielle aux résultats. Pour chaque position des réglages de l'amplificateur, la contribution de l'amplificateur principal peut être déterminée en mesurant e_b avec et sans le préamplificateur raccordé à l'amplificateur principal. Dans ce dernier cas, l'entrée de l'amplificateur principal est reliée à la terre à travers une impédance égale à l'impédance de sortie du préamplificateur.

17. Bruit en fonction de la charge capacitive à l'entrée du préamplificateur

Les mesures et les spécifications du bruit à l'aide des techniques décrites dans les articles 14 et 15 peuvent être exprimées en fonction de la charge capacitive extérieure à l'entrée du préamplificateur, si les caractéristiques des impulsions de l'amplificateur sont celles de l'article 10. En variante, on peut laisser fixe la forme des impulsions et tracer la courbe de l'énergie équivalente au bruit en fonction de la charge capacitive extérieure. Une courbe type est montrée sur la figure 11, page 30.

18. Effet microphonique

Les vibrations et les chocs peuvent ajouter du bruit à un système de spectrométrie dont l'ensemble semicteur-préamplificateur est habituellement plus sensible à la microphonie que les autres parties du système. Le bruit d'origine microphonique peut être mesuré en appliquant des chocs ou des

SECTION THREE — PREAMPLIFIER NOISE PERFORMANCE

16. Noise as a function of amplifier shaping

The noise performance of a preamplifier can be measured by the techniques outlined in Section Two if the preamplifier output is processed by an amplifier-filter system specified as outlined in Clause 10. A typical plot is shown in Figure 10.

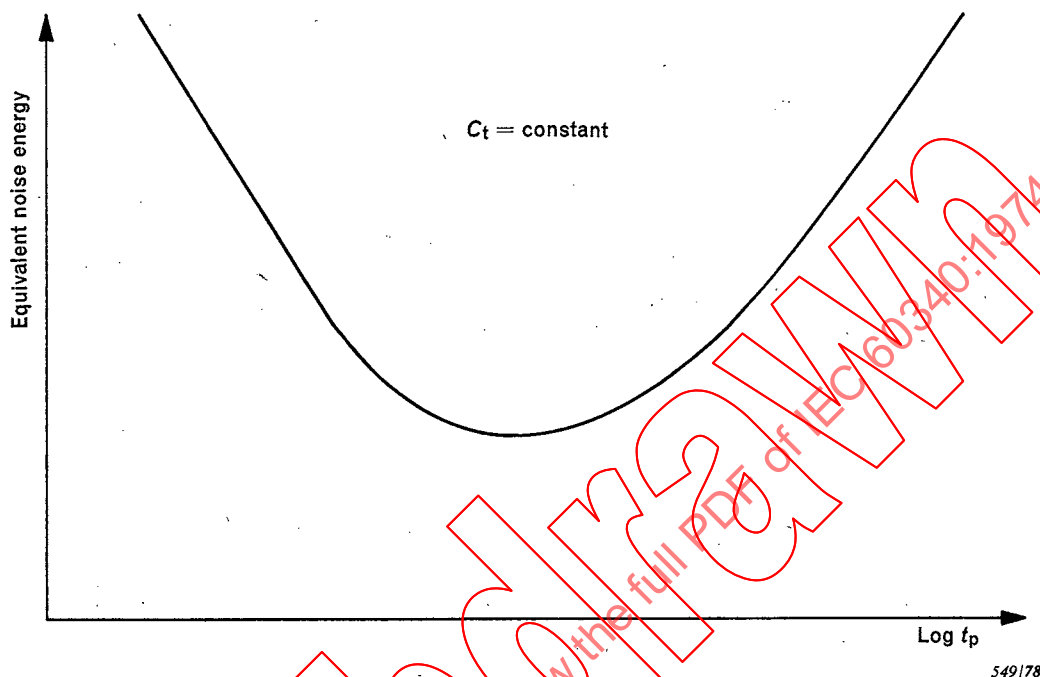


FIG. 10. — Noise versus amplifier peaking time t_p (or time constants) for fixed external capacitive loading at preamplifier input.

When measuring preamplifier noise, it is necessary to verify that noise from the main amplifier does not substantially contribute to the results. For any given set of amplifier settings, the main amplifier contribution can be determined by measuring e_{no} with and without the preamplifier connected to the main amplifier. In the latter case, the main amplifier input is shunted to ground through an impedance equal to the output impedance of the preamplifier.

17. Noise as a function of external capacitive loading at preamplifier input

Measurement and specification of noise by the techniques described in Clauses 14 and 15 may be stated as a function of external capacitive loading at the input of the preamplifier, if the amplifier pulse parameters are given as stated in Clause 10. Alternatively, the pulse shaping may be fixed and the equivalent noise energy may be plotted as a function of external capacitive loading. A typical plot is shown in Figure 11, page 31.

18. Microphonics

Mechanical vibration and shock can add noise to a spectrometer system, with the detector-preamplifier combination typically being more sensitive to microphonics than the other parts of the system. Noise of microphonic origin can be measured by mechanically shocking or vibrating

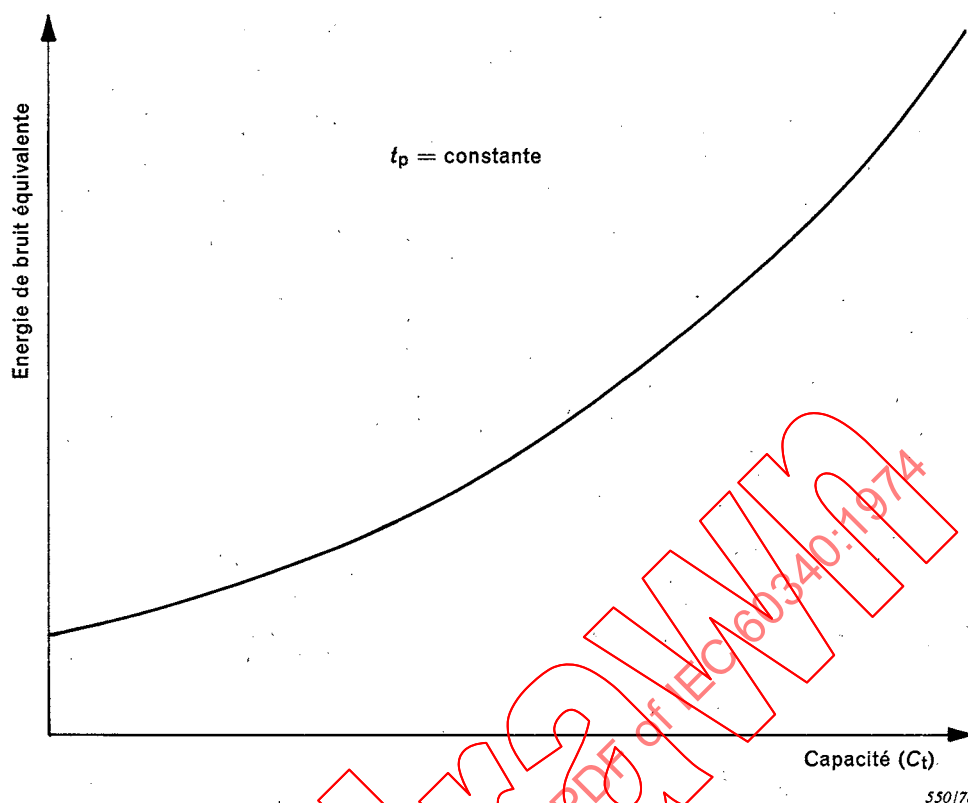


FIG. 11. — Bruit équivalent en fonction de la capacité parallèle C_t extérieure à l'entrée du préamplificateur pour une valeur fixe du temps de passage au pic (ou de la constante de temps).

vibrations au système selon les nécessités de l'application particulière. Pour les essais d'effet microphonique, connecter le préamplificateur pour un fonctionnement normal. Appliquer au semicteur la tension de polarisation maximale permise. Le bruit de sortie du préamplificateur ou du système peut être mesuré comme indiqué dans la section deux.

19. Tension de polarisation maximale du semicteur

Les semicteurs au germanium (lithium) de grande dimension demandent des tensions de polarisation allant jusqu'à plusieurs milliers de volts. Le connecteur d'entrée du préamplificateur et la capacité de couplage (le couplage du semicteur en courant continu n'étant pas pris en considération) ne devraient pas ajouter de bruit au système à la tension de polarisation maximale permise du semicteur pour le préamplificateur considéré. Quand on effectue les mesures de bruit de la section deux, on doit appliquer la tension de polarisation maximale permise du semicteur. Tout délai nécessaire pour établir l'équilibre des charges dans le réseau de polarisation du semicteur doit être indiqué.

SECTION QUATRE — BRUIT DE L'AMPLIFICATEUR PRINCIPAL

20. Bruit équivalent ramené à l'entrée

La contribution du bruit de l'amplificateur principal aux caractéristiques de bruit de l'ensemble peut être évaluée en mesurant la tension de bruit équivalente, e_{be} ramenée à l'entrée de l'amplificateur principal. Appliquer une impulsion de tension V_g provenant du générateur de précision directe-

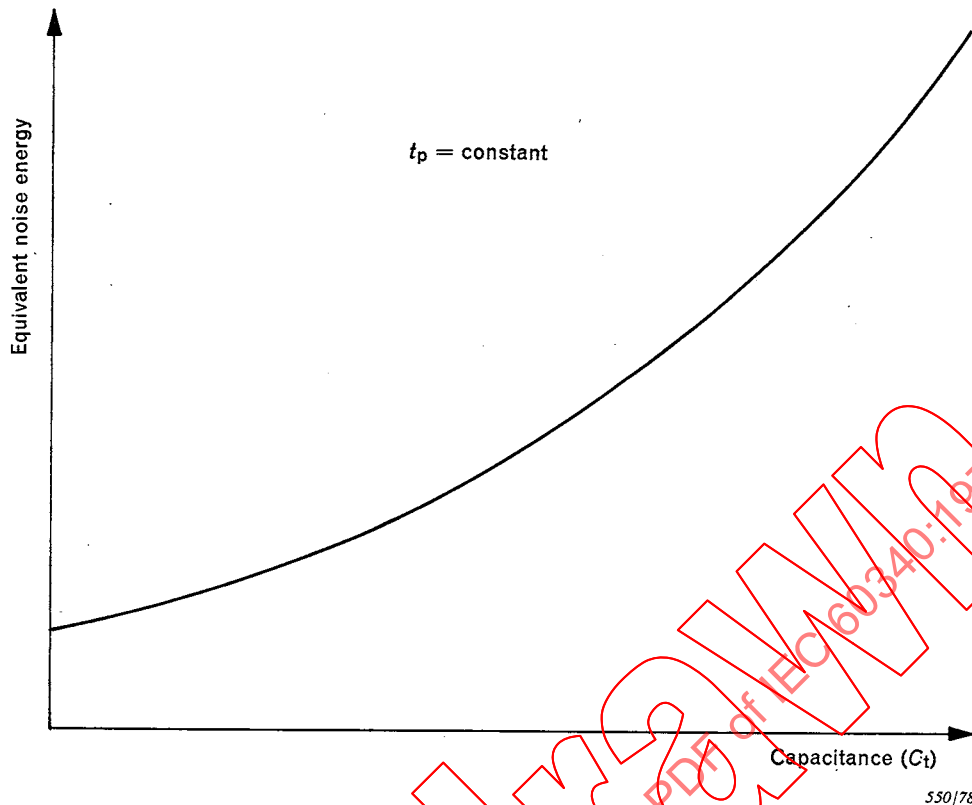


FIG. 11. — Equivalent noise versus external shunt capacitance C_t at preamplifier input for fixed amplifier peaking time (time constant).

the system as needed for a particular application. To test for microphonics, the preamplifier must be connected for normal operation, and the maximum rated detector bias voltage must be applied to the detector. The preamplifier, or system, output noise can be measured as described in Section Two.

19. Maximum detector bias voltage

Large volume Ge(Li) detectors require bias voltages up to several thousand volts. The preamplifier input connector and the coupling capacitor (d.c. detector coupling left out of consideration) should not add noise to the system at the maximum rated detector bias voltage for the preamplifier under consideration. When performing the noise measurements described in Section Two the maximum rated detector bias network voltage must be applied. Any time period necessary for establishing charge equilibrium in the detector bias network must be stated.

SECTION FOUR — MAIN AMPLIFIER NOISE

20. Equivalent noise referred to input

The noise contribution of the main amplifier to the system noise can be assessed by determining the equivalent noise voltage e_{ni} referred to the input of the main amplifier. A voltage pulse V_p from a precision pulse generator is applied directly to the input of the amplifier under test, and the peak

ment à l'entrée de l'amplificateur en essai. Mesurer la valeur de crête V_a de l'impulsion de sortie sur l'oscilloscope. Après avoir retiré le générateur, relier la borne d'entrée de l'amplificateur à la terre à travers une impédance égale à l'impédance de sortie du préamplificateur. Indiquer cette valeur. Si l'impédance de sortie du préamplificateur utilisé n'est pas connue, connecter une impédance de $100\ \Omega$ entre l'entrée de l'amplificateur principal et la terre. La tension de bruit à la sortie e_{bs} de l'amplificateur est mesurée au moyen du voltmètre de valeur efficace vraie. Le bruit équivalent ramené à l'entrée e_{be} est défini par la relation:

$$e_{be} = e_{bs} \frac{V_g}{V_a}$$

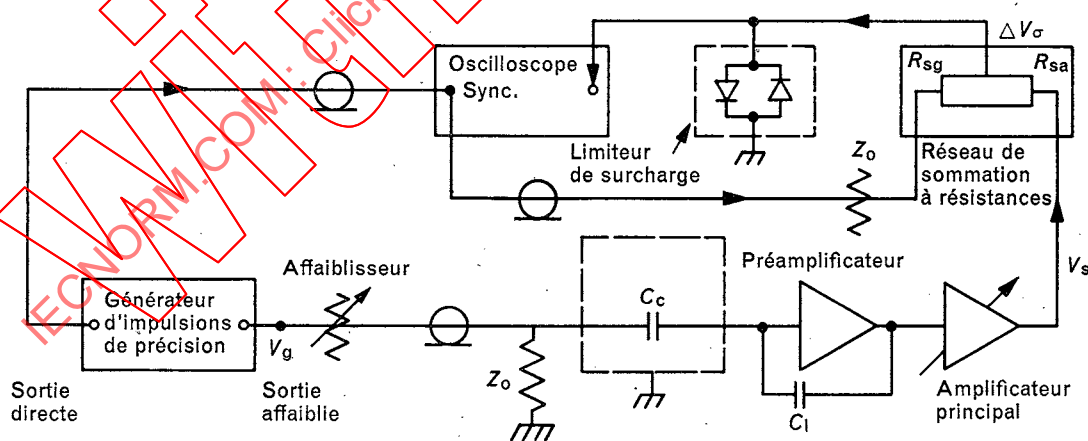
Indiquer les caractéristiques du signal de l'article 10 et les plages des réglages du gain pour lesquelles la tension de bruit spécifiée est obtenue.

SÉCTION CINQ — LINÉARITÉ EN AMPLITUDE

21. Mesure de la non-linéarité intégrale par la méthode du pont

Un système d'amplification d'impulsions idéal fournit une impulsion de sortie dont l'amplitude est proportionnelle à celle de l'impulsion d'entrée. L'écart par rapport à une proportionnalité rigoureuse constitue la non-linéarité. La non-linéarité intégrale (NLI) est l'écart maximal de linéarité exprimé en pourcentage de la sortie linéaire maximale en amplitude.

La non-linéarité intégrale peut être mesurée au moyen du montage représenté par la figure 12. L'impulsion du générateur d'impulsions de précision emprunte trois voies: une directe vers l'entrée « synchronisation » de l'oscilloscope, une vers le réseau de sommation à résistances, et une par l'intermédiaire des affaiblisseurs et du système d'amplification vers la seconde borne du réseau de sommation à résistances.



551/78

FIG. 12. — Mesure de la non-linéarité intégrale par la méthode du pont.
(L'affaiblisseur peut être incorporé au générateur d'impulsions.)

Des générateurs d'impulsions appropriés ont une sortie directe et une sortie affaiblie comme indiqué dans la figure 1, page 10, et la figure 12, qui viennent d'un point d'impédance nulle du circuit de façon à empêcher une interaction entre charges. Si le générateur d'impulsions a une sortie d'impédance nulle, les trois charges peuvent être reliées à cette sortie.

value of the output pulse from the amplifier V_a is measured on an oscilloscope. After the pulse generator is removed, the input terminal of the amplifier is shunted to ground through an impedance equal to the output impedance of the preamplifier and this value shall be stated. Where the output impedance of the preamplifier to be used is not known, the main amplifier shall be tested with $100\ \Omega$ from amplifier input to ground. The output noise voltage e_{no} of the amplifier is measured on a true r.m.s. voltmeter. The equivalent noise referred to the input e_{ni} is defined as:

$$e_{ni} = e_{no} \frac{V_p}{V_a}$$

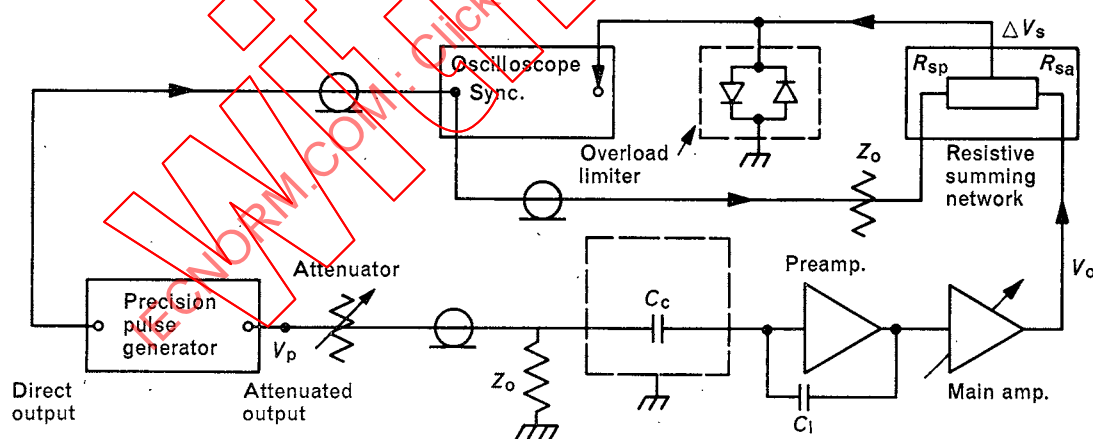
The signal parameters of Clause 10 and the range of gain settings over which the specified noise voltage applies shall be stated.

SECTION FIVE — PULSE HEIGHT LINEARITY

21. Integral nonlinearity measurement by the bridge method

An ideal pulse amplifier system produces an output pulse with an amplitude proportional to that of the input pulse. Deviation from exact proportionality is described as nonlinearity. Integral nonlinearity (INL) is the maximum deviation from linearity expressed as a percentage of the specified maximum linear output.

The measurement can be carried out with the test arrangement of Figure 12. The pulse from the precision pulse generator travels three paths: directly to the oscilloscope synchronizing input, to the resistive summing network, and through the attenuators and the amplifier system to the second terminal of the resistive summing network.



551/78

FIG. 12. — Measurement of integral nonlinearity by the bridge method.
(Attenuator may be within pulse generator.)

Suitable pulse generators have a direct output and an attenuated output as shown in Figure 1, page 11, and Figure 12 which are driven from a zero-impedance point in the circuit to prevent interaction from the loads. If the pulse generator has a zero impedance output, then all three loads can be driven from this output.

Prévoir une inversion de phase dans l'une des voies, de manière à faire apparaître la différence des deux signaux au point de sommation. Si l'amplificateur ou le préamplificateur n'apporte pas d'inversion de phase, insérer un inverseur de phase séparé (un transformateur d'impulsions convenable, par exemple) dans l'une des voies. Un affaiblisseur peut s'avérer nécessaire entre la sortie de l'amplificateur principal et le réseau de sommation à résistances pour réduire l'amplitude maximale de l'impulsion de l'amplificateur principal et l'amener au niveau de l'impulsion du générateur de précision. La figure 13 présente une forme d'onde caractéristique de V_{σ} . L'impédance vue du point de sommation vers le générateur d'impulsions doit être égale à l'impédance vue du point de sommation vers l'amplificateur.

La différence entre les formes d'ondes du générateur et de l'amplificateur produit une déviation initiale importante qui provoquera la sortie du spot en dehors de l'écran de l'oscilloscope si le gain est suffisamment élevé pour mesurer une non-linéarité intégrale nettement inférieure à 1% environ. Cet effet de surcharge de l'oscilloscope peut être minimisé en utilisant un limiteur de surcharge comme indiqué à la figure 12, page 32.

Le limiteur de surcharge peut par exemple consister en diodes semi-conductrices à basse capacité pour fréquences élevées (telles que des diodes de Schottky) connectées comme indiqué dans la figure 12.

La mesure est effectuée de la façon suivante. Régler le gain de l'amplificateur principal à sa valeur maximale. Régler l'amplitude du générateur d'impulsions et l'affaiblisseur jusqu'à ce que la tension de sortie de l'amplificateur atteigne la valeur V_s (max.), tension de sortie linéaire maximale spécifiée par le constructeur, et que $V_{\sigma} = 0$. Réduire alors l'amplitude de l'impulsion, en laissant toutes les autres conditions (y compris le réglage de l'atténuateur) inchangées. Tracer la courbe de V_{σ} en fonction de l'amplitude de sortie de l'amplificateur.

Note. — La non-linéarité intégrale dépendra du gain de l'amplificateur et des procédés de mise en forme.

Pour un choix donné de réglages de l'amplificateur et lorsque R_{sg} et R_{sa} de la figure 12 donnent un facteur d'atténuation de deux, la non-linéarité intégrale est donnée par l'équation:

$$NLI = \frac{200 |\Delta V_{\sigma}|_{\max.}}{(V_s)_{\max.}} \quad (\text{en pourcentage})$$

où $|\Delta V_{\sigma}|_{\max.}$ est l'écart maximal de V_{σ} au point de mesure (maximum de l'impulsion en général) quand V_s varie dans l'étendue de mesure comprise entre 0 et V_s (max.) pour les réglages particuliers de l'amplificateur.

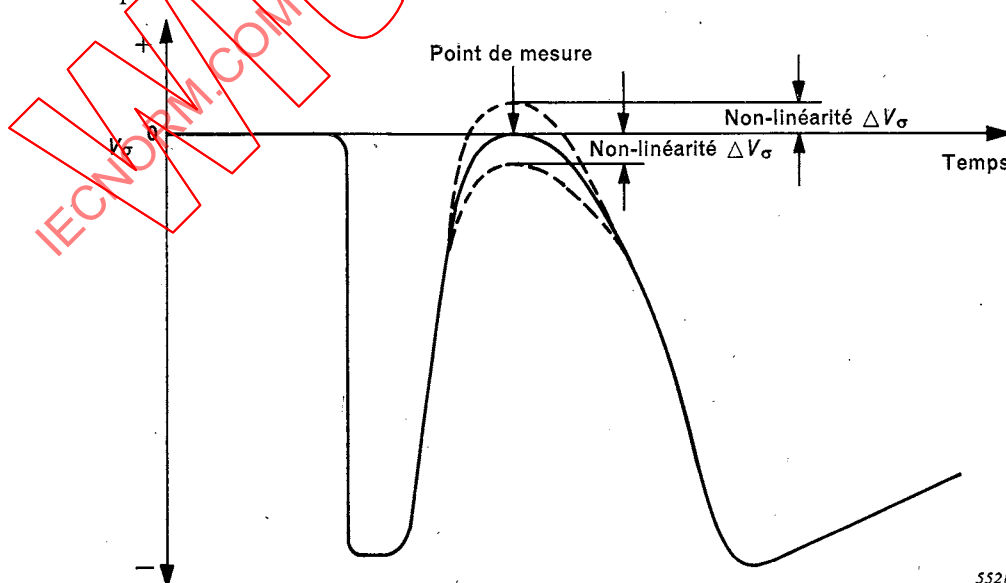


FIG. 13. — Forme d'onde caractéristique de V_{σ} apparaissant sur l'oscilloscope.

Polarity inversion must occur in one of the paths, so that the signals at the summing point subtract. If the amplifier or preamplifier does not provide phase inversion, a separate phase inverter (for example, a suitable pulse transformer) must be inserted in one path. An attenuator may be required between the main amplifier output and the resistive summing network to reduce the pulse amplitude of the main amplifier at maximum output level to that of the precision pulser. Figure 13 displays a typical waveform of V_s . *The impedance seen from the summing point to the pulse generator must be equal to the impedance seen from the summing point to the amplifier.*

The difference in the waveform of the pulser and the amplifier causes a large initial excursion that will overdrive the oscilloscope when the gain is high enough to measure INL in the fractional percentage range. This overload effect on the oscilloscope can be reduced by using an overload limiter as shown in Figure 12, page 33.

The overload limiter may, for example, consist of low-capacitance high-frequency semiconductor diodes (such as Schottky barrier diodes) connected as shown in Figure 12.

The measurement is carried out by setting the main amplifier gain to its maximum and adjusting the pulse generator amplitude and the attenuator setting until the amplifier output equals the maximum specified linear output V_o (max.) specified by the manufacturer and V_s equals zero. The pulse is then reduced, leaving all other conditions (including attenuator setting) fixed to allow plotting of V_s as a function of amplifier output amplitude.

Note. — INL will depend on amplifier gain and pulse shaping arrangements.

For a given choice of amplifier settings and where R_{sp} and R_{sa} of Figure 12 give an attenuation factor of two, INL is given by equation:

$$INL = \frac{200 |\Delta V_s|_{\max.}}{(V_o)_{\max.}} \quad (\text{in per cent})$$

where $|\Delta V_s|_{\max.}$ is the magnitude of the maximum deviation of V_s at the measurement point (usually the pulse peak), as V_o is varied over the entire range from zero to V_o (max.) for the particular amplifier settings.

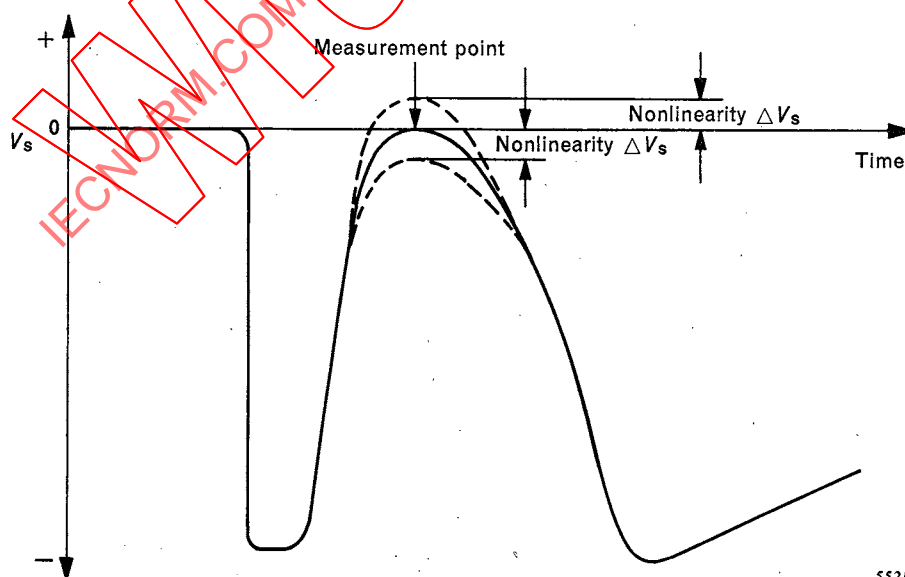


FIG. 13. — Typical waveform of V_s .

Lorsqu'elle est indiquée par un nombre unique sans qualificatif, la non-linéarité intégrale ne doit pas dépasser ce nombre, quel que soit le réglage de l'amplificateur. Dans le cas d'amplificateurs destinés à être utilisés avec l'une ou l'autre des polarités d'entrée, les mesures de linéarité seront faites à la fois pour les polarités d'entrées positive et négative. Les mesures doivent être faites avec et sans inversion (quand l'inversion est possible) et pour la ou les polarités de sortie qui contiennent une information d'amplitude.

22. Non-linéarité différentielle

La non-linéarité différentielle NLD, définie à la page 63, s'exprime par l'équation:

$$a) \quad NLD = 100 \left[1 - \frac{(\Delta V_s / \Delta V_g) \text{ (mesuré)}}{(\Delta V_s / \Delta V_g) \text{ (référence)}} \right] \text{ (en pourcentage)}$$

Cette définition donne l'écart en pourcentage de la pente de la courbe de l'amplitude des impulsions de sortie en fonction de l'amplitude des impulsions d'entrée, avec la pente d'une courbe de référence qui doit être indiquée (comme dans la figure 14). Le montage de la figure 3, page 12, peut être utilisé pour obtenir la courbe de l'amplitude de sortie en fonction de l'amplitude d'entrée.

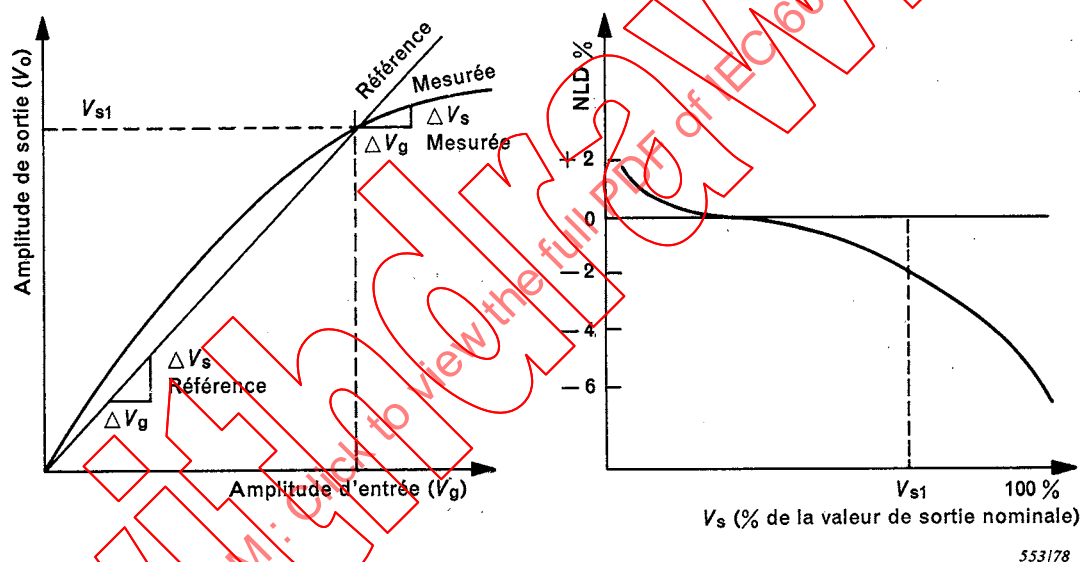


FIG. 14. — Mesure et représentation de la non-linéarité différentielle (NLD).

Une courbe caractéristique est représentée sur la figure 14. On peut aussi mesurer et représenter la non-linéarité différentielle en utilisant un générateur à glissement dont la sortie croît linéairement dans le temps, en partant de zéro. Le nombre de coups N_x dans chaque canal d'un analyseur multi-canal après correction de la non-linéarité de l'analyseur et du générateur fournit une mesure de la non-linéarité différentielle par l'équation:

$$NLD = 100 \left[1 - \frac{N_x}{N_m} \right] \text{ (en pourcentage)}$$

où:

N_x est le nombre d'impulsions dans le canal X

N_m est la moyenne du nombre d'impulsions par canal, établie en tenant compte de tous les canaux jusqu'à celui qui correspond à la sortie linéaire nominale maximale

Lorsqu'elle est indiquée par un nombre unique sans qualificatif, la non-linéarité différentielle ne devra pas dépasser ce nombre dans toute l'étendue indiquée, quel que soit le réglage de l'amplificateur. Dans le cas d'amplificateurs destinés à être utilisés avec l'une ou l'autre des polarités d'entrée, les mesures de linéarité seront faites à la fois pour les polarités d'entrée positive et négative.

When characterized by a single unqualified number the INL shall not exceed that number at any amplifier setting. In the case of amplifiers intended for use with input pulses of either polarity, the linearity measurements shall be made for both positive and negative inputs. The measurements shall be made with and without inversion (where inversion is provided) and for the output polarity (or polarities) that contain pulse amplitude information.

22. Differential nonlinearity

Differential nonlinearity DNL is defined on page 69 by:

$$a) \quad DNL = 100 \left[1 - \frac{(\Delta V_o / \Delta V_p) \text{ (meas.)}}{(\Delta V_o / \Delta V_p) \text{ (ref.)}} \right] \text{ (in per cent)}$$

This definition gives the percentage departure of the slope of the plot of output versus input from the slope of a reference line, which must be stated (as indicated in Figure 14). The set-up of Figure 3, page 13, may be used to obtain a plot of output pulse amplitude versus input pulse amplitude. A typical plot is shown in Figure 14. The quantity DNL can also be measured and displayed using a

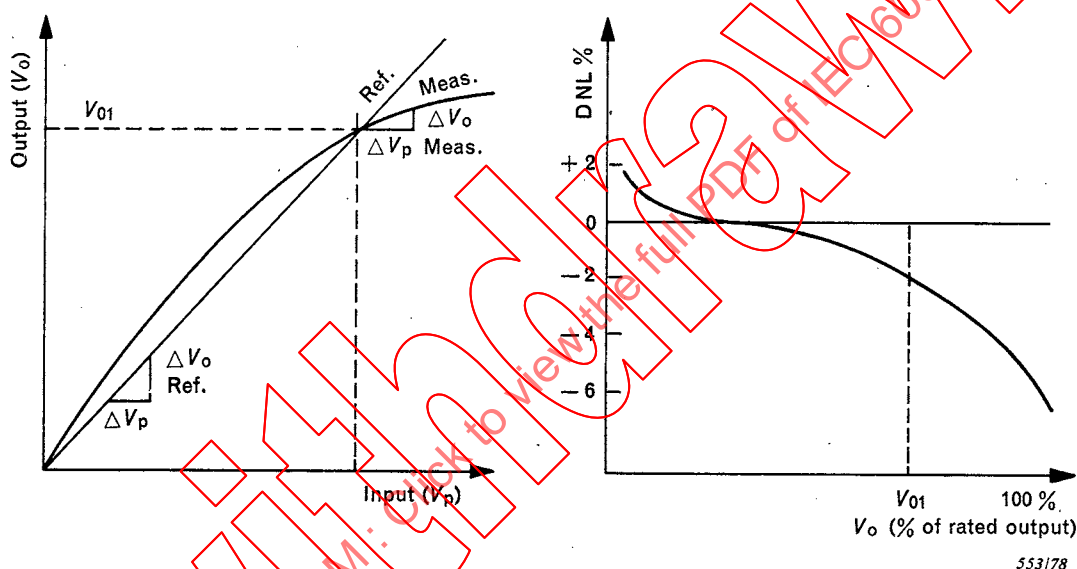


Fig. 14. — Measurement and display of differential nonlinearity (DNL).

sliding pulser whose output increases linearly with time, starting from zero. The number of counts N_x in each channel of a multichannel analyzer (MCA) after correction for nonlinearity of the analyzer and sliding pulser provides a measure of DNL as in equation:

$$DNL = 100 \left[1 - \frac{N_x}{N_{avg}} \right] \text{ (in per cent)}$$

where:

N_x is the number of counts in channel X

N_{avg} is the number of counts per channel averaged over all the channels up to the channel corresponding to the maximum rated linear output

When characterized by a single unqualified number, the DNL shall not exceed that number anywhere within the specified range. In the case of amplifiers intended for use with input pulses of either polarity, the linearity measurements shall be made for both positive and negative inputs.

Si la non-linéarité différentielle est nulle, le nombre de coups dans tous les canaux de l'analyseur sera égal, après correction de la non-linéarité de l'analyseur et du générateur.

23. Amplificateur à seuil

Un amplificateur à seuil amplifie seulement la partie du signal dépassant un seuil déterminé (V_p dans la figure 15). La non-linéarité intégrale peut être vérifiée à l'aide d'une source d'impulsions d'amplitudes variables et un analyseur multicanal connectés comme dans la figure 16. Le générateur d'impulsions doit en principe avoir une résolution de réglage en amplitude excellente (de préférence 10^5) et une linéarité supérieure aux autres composants du système.

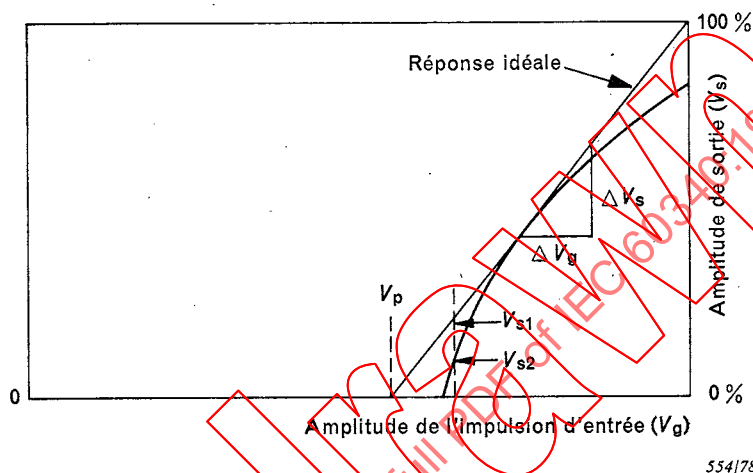


FIG. 15. — Mesure de la non-linéarité intégrale (NLI) d'amplificateur à seuil.

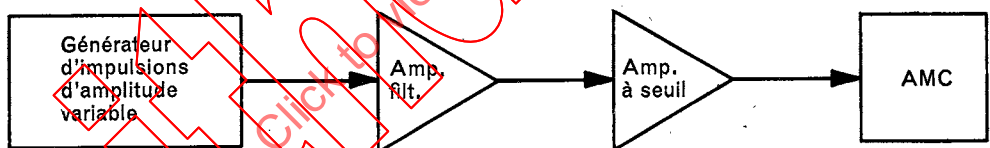


FIG. 16. — Schéma de mesure de la non-linéarité intégrale des amplificateurs à seuil.

Pour mesurer la non-linéarité intégrale, enregistrer un spectre dans l'analyseur pour chaque réglage du générateur en faisant varier la sortie de l'amplificateur à seuil de 0 à V_s max. par petites augmentations. Tracer la courbe de la tension de sortie du générateur en fonction du numéro de canal du centroïde pour chaque réglage du générateur. La figure 15 représente une courbe caractéristique de l'amplitude de l'impulsion de sortie en fonction de l'amplitude de l'impulsion d'entrée d'un amplificateur à seuil. La non-linéarité intégrale NLI d'un amplificateur à seuil est définie par l'équation :

$$NLI = 100 \left[\frac{V_{s2} - V_{s1}}{\left(\frac{V_p \cdot \Delta V_s}{\Delta V_g} \right) + V_s \text{ max.}} \right] \text{ (en pourcentage)}$$

où V_p est la tension de polarisation de seuil.

La non-linéarité intégrale NLI maximale d'un amplificateur à seuil se produit généralement au voisinage du seuil.

L'équation de la NLD (article 22, équation a)) est la même pour un amplificateur à seuil et pour un amplificateur normal.

If DNL is zero, the number of counts in all channels of the MCA will be equal, after correction for MCA and pulser nonlinearities.

23. Biased amplifier

A biased amplifier amplifies only that portion of a signal above a specified biased level (V_t of Figure 15). The integral nonlinearity can be checked using a variable amplitude pulse source and a multichannel analyzer connected as shown in Figure 16. The pulse generator should have excellent amplitude setting resolution (preferably 1 part in 10^5), and linearity better than the other system components.

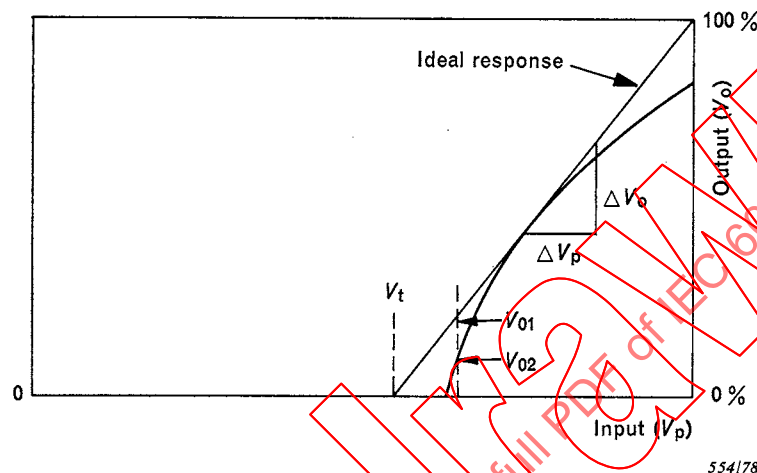


FIG. 15. — Measurement of integral nonlinearity (INL) for a biased amplifier.

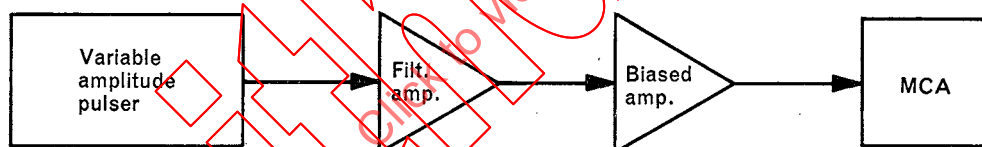


FIG. 16. — System for measuring integral nonlinearity of biased amplifiers.

To measure the integral nonlinearity, collect a spectrum in the MCA for each setting of the pulse generator as the output of the biased amplifier is varied from 0 to V_o max. in small increments. Plot the pulser output voltage versus centroid channel number for each pulser setting. Figure 15 is a typical plot of output-pulse amplitude versus input-pulse amplitude. The integral nonlinearity INL of a biased amplifier is defined by:

$$\text{INL} = 100 \left[\frac{V_{o2} - V_{o1}}{\left(\frac{V_t \cdot \Delta V_o}{\Delta V_p} \right) + V_o \text{ max.}} \right] \text{ (in per cent)}$$

where V_t is the threshold bias.

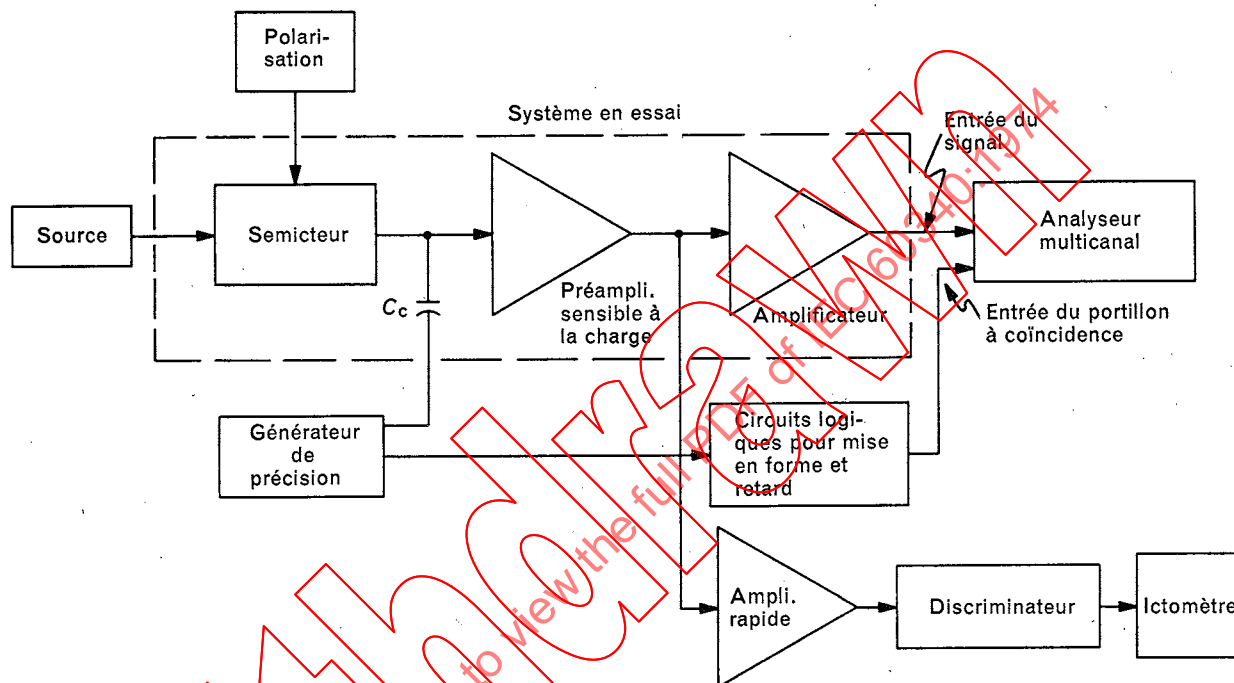
The maximum biased amplifier nonlinearity INL usually occurs near the bias threshold.

The equation for DNL (Clause 22, equation a) is the same for biased amplifiers as for unbiased amplifiers.

SECTION SIX — INFLUENCE DU TAUX DE COMPTAGE

24. Montage d'essai

Le montage d'essai pour la mesure des effets du taux de comptage ou de la distorsion spectrale est indiqué à la figure 17. Les effets du taux de comptage sur le spectre du générateur de précision sont mesurés en présence du taux de comptage aléatoire provenant du détecteur irradié.



556/78

FIG. 17. — Montage pour mesurer la distorsion du spectre due aux effets du taux de comptage.

Un élément logique de mise en forme et de retard est déclenché par le générateur. Il fournit un signal de commande de porte de durée appropriée pour mettre l'analyseur en coïncidence et mettre en mémoire le spectre du générateur d'impulsions. L'analyseur multicanal peut fonctionner en mode de coïncidence pour éviter les effets de dépendance du taux de comptage dans le convertisseur analogique-numérique. Il est essentiel que les étages d'entrée du convertisseur passent le courant continu.

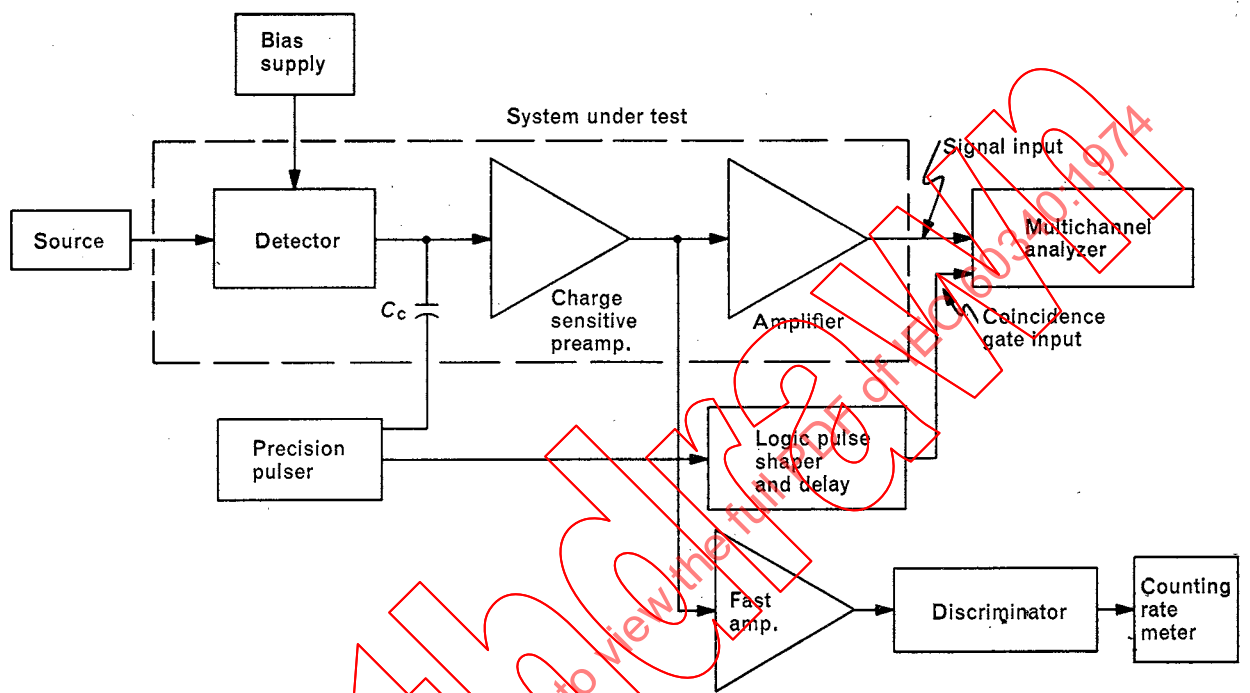
Le taux de comptage équivalent d'entrée est mesuré par l'amplificateur rapide, le discriminateur et l'ictomètre. Le temps de mise en forme de l'amplificateur rapide est choisi pour un temps de résolution optimal et le seuil de discrimination est réglé « juste au-dessus » du bruit (environ cinq fois la valeur efficace de bruit).

Les principaux problèmes relatifs à la mesure des effets du taux de comptage sont: *a*) la difficulté de séparer la contribution de chaque élément du système semcteur-préamplificateur-amplificateur; et *b*) le fait que les caractéristiques du taux de comptage dépendent de beaucoup de facteurs tels que l'énergie du signal, le bruit du préamplificateur et la mise en forme de l'amplificateur. C'est pourquoi il est nécessaire que lors des essais d'un des éléments du système, les deux autres possèdent des caractéristiques supérieures, et que les caractéristiques du système soient choisies de façon à correspondre aux conditions dans lesquelles l'amplificateur sera utilisé.

SECTION SIX — COUNTING RATE EFFECTS

24. Experimental arrangement

The experimental arrangement for the measurement of counting rate effects or spectral distortion is shown in Figure 17. The counting rate effects on the precision pulse generator spectrum are measured in the presence of random counting rate from the irradiated detector.



556/78

FIG. 17. — Experimental arrangement to measure spectral distortion resulting from counting rate effects.

A logic pulse shaper and delay is triggered by the pulser and generates an appropriately timed gate signal to coincidence gate the MCA and store the pulse generator spectrum. The multichannel analyzer may be operated in the coincidence mode to avoid counting rate dependent effects in the analog-to-digital converter (ADC). It is essential that the input stages of the ADC be d.c. coupled.

The equivalent input counting rate is measured by the fast amplifier, discriminator and counting rate meter. The fast amplifier shaping time is selected for optimum resolving time and the discriminator level is adjusted to "just above" noise ($\sim 5 \times$ noise r.m.s. value).

The main problems with the counting rate effect measurements are: *a)* the difficulty of isolating the contribution of any one component of the detector-preamplifier-amplifier system: and *b)* the dependence of counting rate performance on many factors, such as signal energy, preamplifier noise, and amplifier shaping. It is therefore necessary that in the testing of one system component the other two possess superior characteristics, and that the system parameters are selected so as to approximate the conditions under which the amplifier will be used.

25. Sources de signaux et caractéristiques du système

Quand on recherche les caractéristiques du taux de comptage, il est impératif que le circuit de compensation pôle-zéro du préamplificateur soit convenablement réglé. Les caractéristiques suivantes doivent être indiquées:

- constante de temps de décroissance du préamplificateur;
- mise en forme de l'amplificateur, y compris le réglage du RLB;
- résolution à faible taux de comptage (à un taux de comptage en dessous duquel la résolution ne change pas en fonction du taux de comptage);
- source et énergie du rayonnement utilisés comme source de signaux aléatoires;
- paramètres du semicteur: type, dimensions de la surface utile, capacité, rendement relatif, etc.;
- énergie correspondant à l'amplitude de la sortie du générateur d'impulsions.

Les sources de rayonnement suivantes sont recommandées pour les mesures de taux de comptage:

Isotope	Rayonnement X ou gamma
⁵⁵ Fe	5,894 keV, 6,490 keV
⁵⁷ Co	122 keV
¹³⁷ Cs	662 keV
⁶⁰ Co	1,17, 1,33 MeV

26. Déplacement du pic du spectre des amplitudes

L'emplacement du pic de la courbe de distribution des impulsions en fonction de leur amplitude peut dépendre du taux de comptage total. Le montage expérimental représenté sur la figure 17, page 40, permet de mesurer le déplacement du spectre en fonction du taux de comptage moyen, pour des impulsions aléatoires. Le générateur d'impulsions de précision fournit des impulsions de charge constante à l'entrée qui sont traitées par l'analyseur multicanal. L'analyseur est muni d'une porte à coïncidence pour le générateur d'impulsions uniquement. On modifie le taux de comptage en faisant varier la distance entre la source de rayonnement et le semicteur et on le mesure avec l'ictomètre, le discriminateur limitant le taux de comptage de bruit, à moins de 0,5% du taux de comptage maximal spécifié de l'amplificateur. A faible taux de comptage, on pourra régler le pic du rayonnement à 70% de la valeur de la sortie linéaire maximale prévue pour l'amplificateur et l'impulsion fournie par le générateur à 90%. Augmenter alors le taux de comptage et relever le déplacement du pic des impulsions du générateur en fonction du taux de comptage total.

27. Résolution spectrale en fonction du taux de comptage

Utiliser le montage de la figure 17 pour cette mesure. On mesure la largeur à mi-hauteur ou au dixième de hauteur de la distribution en amplitude du pic du générateur. Régler les pics de la source et du générateur respectivement à 70% et 90% du maximum du domaine de sortie spécifié comme à l'article 26. Pour les amplificateurs ayant d'autres fonctions, telles que le rejet de l'empilement, qui réduisent la distorsion spectrale en limitant le taux de comptage de sortie, les caractéristiques seront indiquées en fonction à la fois des taux de comptage d'entrée et de sortie. Le déplacement du pic et la résolution seront déterminés pour un taux de comptage faible (environ 1 000 coups par seconde) et pour un taux de comptage élevé (maximum) spécifié par le constructeur. De plus le déplacement du pic et la résolution seront déterminés pour d'autres taux de comptage en fonction des spécifications. Le discriminateur doit être réglé comme à l'article 26.

25. Signal sources and system parameters

When investigating counting rate performance, it is imperative that the preamplifier pole-zero network be properly adjusted. Also, the following parameters must be stated;

- a) preamplifier decay-time constant;
- b) amplifier shaping, including BLR setting;
- c) low counting rate resolution (at a counting rate below which resolution does not change with counting rate);
- d) radiation source and energy used for random signal source;
- e) detector parameters: type, sensitive area dimensions, capacitance, relative efficiency, etc;
- f) energy corresponding to pulse amplitude of the pulse generator output.

The following radiation sources are recommended for use in counting rate measurements:

Isotope	X- or gamma-ray energy
⁵⁵ Fe	5.894 keV, 6.490 keV
⁵⁷ Co	122 keV
¹³⁷ Cs	662 keV
⁶⁰ Co	1.17, 1.33 MeV

26. Pulse height distribution peak shift

The peak location of a pulse height distribution may exhibit dependence on total counting rate. The experimental set-up shown in Figure 17, page 41, provides a means to measure pulse height shift as a function of average counting rate for random pulse spacing in time. The precision pulse generator provides pulses of fixed input charge, which are examined by the multichannel analyzer. The analyzer is coincidence-gated for the generator pulses only. The counting rate is varied by adjusting the spacing between the radiation source and the detector and is measured with a count rate meter with the discriminator set to limit the noise count rate to less than 0.5% of the maximum specified count rate of the amplifier. At low counting rates, the radiation peak should be set at 70% of the maximum specified linear output of the amplifier, and the pulse generator pulse at 90%. The counting rate should then be increased and the shift of the pulse generator peak plotted as a function of total counting rate.

27. Spectral resolution versus counting rate

The set-up shown in Figure 17 is used for this measurement. The FWHM and/or FWTM of the pulse height distribution of the pulse generator peak is measured. The source and pulse generator peaks should be set at 70% and 90%, respectively, of the maximum specified output range as in Clause 26. For amplifiers containing other functions, such as pile up rejection, that reduce spectral distortion by limiting the output counting rate, the performance must be specified as a function of both input and output counting rates. Peak shift and resolution shall be determined for a low counting rate (about 1 000 counts per second) and a high (maximum) counting rate specified by the manufacturer. In addition, peak shift and resolution shall be determined for other counting rates as specified. The discriminator should be set as in Clause 26.

SECTION SEPT — INFLUENCE DE LA SURCHARGE

28. Généralités

Le comportement d'un amplificateur lorsqu'une impulsion d'entrée l'amène loin dans la région de surcharge dépend de nombreux facteurs. L'ordre dans lequel les différentes parties de l'amplificateur se surchargent peut dépendre des réglages du gain et des constantes de temps. Tous les réglages de gain et de forme des impulsions doivent être spécifiés quand on donne le temps de restitution après surcharge; autrement dit, on suppose que les spécifications s'appliquent à toutes les combinaisons de gain et de réseau de mise en forme disponibles dans l'appareil. Pour les amplificateurs ayant des circuits de compensation pôle-zéro réglables, ajuster les circuits avec précision avant d'effectuer les essais de surcharge.

29. Temps de restitution du gain de l'amplificateur

On estime qu'un amplificateur est réutilisable après surcharge lorsque le signal de sortie revient à la ligne de base et reste entre des limites, autour de la ligne de base, de $\pm 1\%$ de la tension de sortie maximale spécifiée, et que le gain est redevenu normal. Après une impulsion ayant provoqué la satu-

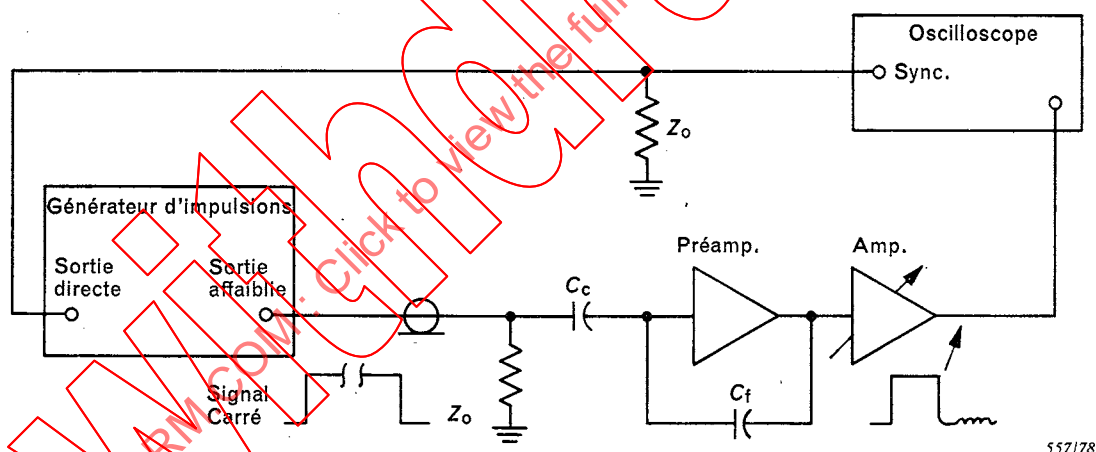


FIG 18. — Mesure du temps de restitution du gain du préamplificateur.

ration, l'impulsion de sortie de certains amplificateurs retourne à la ligne de base avant que le gain ne soit redevenu normal. Le retour au gain normal peut être généralement signalé par la réapparition du bruit sur l'écran de l'oscilloscope. Le montage représenté sur les figures 18 et 19, page 46, permet une mesure rapide du temps de restitution du préamplificateur et de l'amplificateur après une impulsion provoquant la saturation. On peut introduire un « bruit artificiel » à l'entrée avec l'impulsion de surcharge de façon à être certain de l'instant de retour du gain normal de l'amplificateur. Le signal de sortie du générateur de signaux sinusoïdaux est mélangé avec l'impulsion de tension du générateur d'impulsions de précision par l'intermédiaire d'un amplificateur à sommation passant le courant continu.

SECTION SEVEN — OVERLOAD EFFECTS

28. General

The behaviour of an amplifier to an input pulse that drives the amplifier far into the overload region depends on many factors. The order in which different sections of the amplifier overload may depend on the gain control and time constant settings. All of the gain control settings and pulse shape parameters shall be stated when the overload recovery time is specified; otherwise, it is assumed that the specification applies for all gain and filter networks combinations available in the unit. Amplifiers having adjustable pole-zero networks must have the networks adjusted precisely before overload tests are performed.

29. Amplifier gain recovery time

An amplifier is judged to be recovered from overload when the output waveform returns to the baseline and remains within a band about the baseline of $\pm 1\%$ of the maximum specified output voltage and the gain for small signals has returned to normal. After an overload pulse, the output

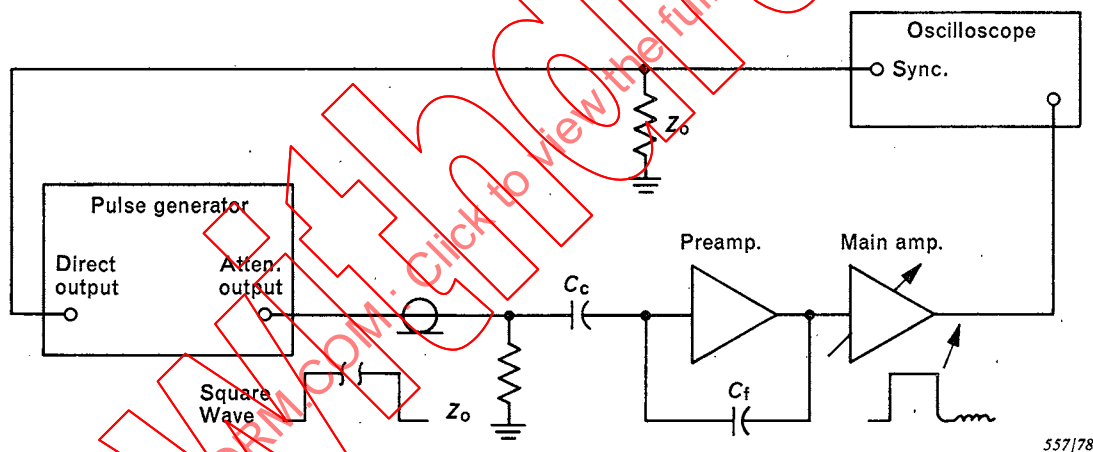


FIG. 18. — Measurement of preamplifier gain recovery time.

waveform of some amplifiers returns to the baseline sooner than the gain returns to normal. Return to normal gain may usually be judged by the reappearance of full noise on the oscilloscope trace. The test arrangement shown in Figures 18 and 19, page 47, permits a quick measurement of preamplifier and amplifier recovery time after an overloading pulse. One may insert "artificial noise" at the input along with the overloading pulse in order to be certain when the amplifier gain has returned to normal. The output of the sine wave generator is mixed with the voltage pulse from the precision pulse generator through a d.c. coupled summing amplifier.

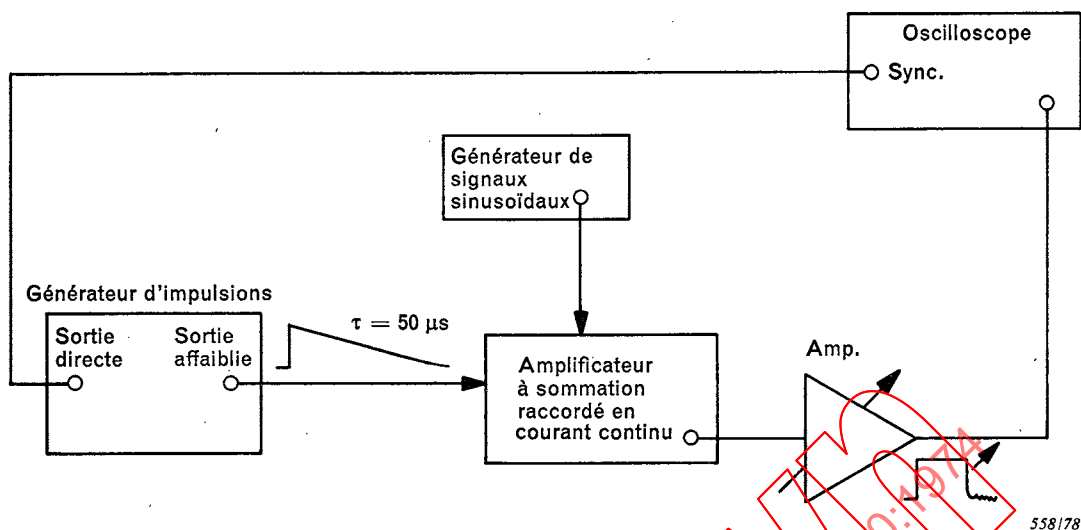


FIG. 19. — Mesure du temps de restitution du gain de l'amplificateur

Un exemple d'un tel comportement en surcharge est montré sur la figure 20. Noter que la réapparition du signal sinusoïdal sur la trace indique clairement le moment où le gain de l'amplificateur redevient normal. Le signal retourne à la ligne de base très rapidement après l'impulsion provoquant la saturation, mais le gain n'est restitué que beaucoup plus tard. Les essais doivent être effectués avec des facteurs de surcharge de 100 et de 1 000 pour différents réglages des constantes de temps.

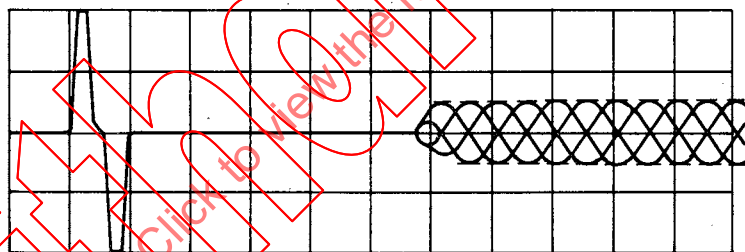


FIG. 20. — Exemple de courbe représentative de la restitution du gain d'un amplificateur après une impulsion provoquant la saturation; le montage de la figure 18, page 44, a été employé. (Mise en forme par double ligne à retard.)

SECTION HUIT — INFLUENCE DU TEMPS DE MONTÉE SUR L'AMPLITUDE DES IMPULSIONS DE SORTIE

30. Généralités

L'amplitude des impulsions de sortie de l'amplificateur principal (pour une charge constante à l'entrée) sera influencée par des modifications de la charge capacitive à l'entrée du préamplificateur de deux manières. Premièrement, le temps de montée dans un préamplificateur sensible à la charge est augmenté par la présence d'une capacité à l'entrée, car le taux de contre-réaction est diminué. L'augmentation du temps de montée produira une diminution de l'amplitude des impulsions de sortie de l'amplificateur principal, à cause des circuits de mise en forme de celui-ci. Deuxièmement, l'amplitude de l'impulsion de sortie du préamplificateur est aussi réduite par une charge capacitive, car la capacité dynamique d'entrée a une valeur finie.

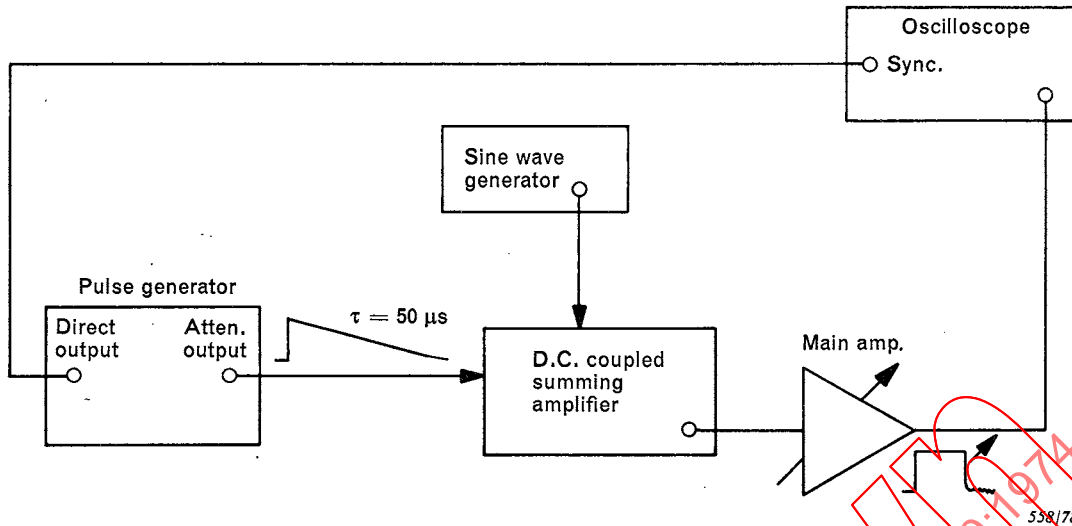


FIG. 19. — Measurement of main amplifier gain recovery time.

An example of such overload behaviour is illustrated in Figure 20. Note that the reappearance of the noise signal on the trace clearly shows when the amplifier gain has returned to normal. The waveform returns to the baseline very quickly after the overload pulse, but the gain does not recover until much later. Tests shall be made with overload factors of 100 and 1 000 at several time constant settings.

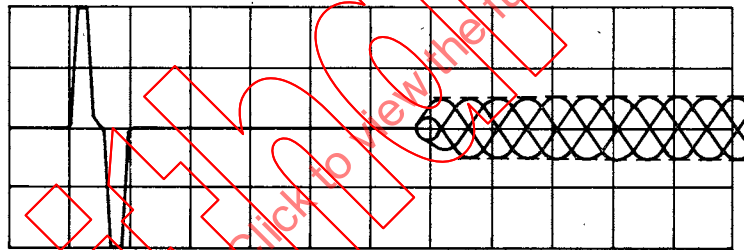


FIG. 20. — Typical display of amplifier gain recovery after an overloading pulse, using the technique of Figure 18, page 45. (Double delay line shaping amplifier.)

SECTION EIGHT — PULSE HEIGHT DEPENDENCE ON RISE TIME

30. General

The height of pulses from the main amplifier (for constant input charge) will be affected in two ways by changes in capacitive loading on the input of the preamplifier. Firstly, the rise time in a charge sensitive preamplifier is increased by capacitive loading of the input, because the feedback factor is reduced. This increase in rise time will result in a decrease in output-pulse amplitude from the main amplifier because of the main amplifier pulse-shaping networks. Secondly, the preamplifier output-pulse amplitude is also reduced by capacitive loading, since the dynamic input capacitance is finite.

31. Influence d'une charge capacitive à l'entrée sur l'impulsion de sortie du préamplificateur

Les effets d'une charge capacitive à l'entrée du préamplificateur sur l'amplitude de l'impulsion de sortie et sur le temps de montée peuvent être évalués à l'aide d'un montage d'essai semblable à celui de la figure 21. L'amplitude de l'impulsion de sortie est mesurée pour plusieurs valeurs de C_t et exprimée en pourcentage de l'impulsion de sortie pour C_t égale à zéro.

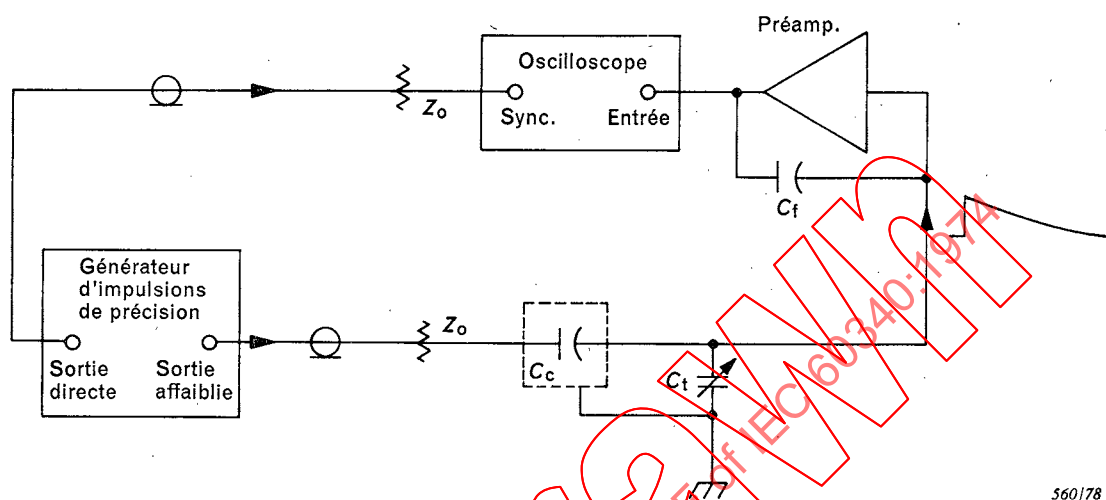


FIG. 21. — Mesure de l'influence d'une charge capacitive sur le préamplificateur.

Le temps de montée t_m de l'impulsion de sortie du préamplificateur, avec un générateur d'impulsions de précision à l'entrée, est défini comme le temps nécessaire à l'impulsion pour passer de 10% à 90% de sa valeur maximale et est mesuré en fonction de C_t .

32. Influence de la durée d'une impulsion de charge sur son amplitude

Certains types de semicteurs présentent des temps de collection des charges importants. Cela peut réduire l'amplitude de l'impulsion de sortie de l'amplificateur si le temps de collection des charges est comparable aux constantes de temps du circuit de mise en forme ou au temps d'intégra-

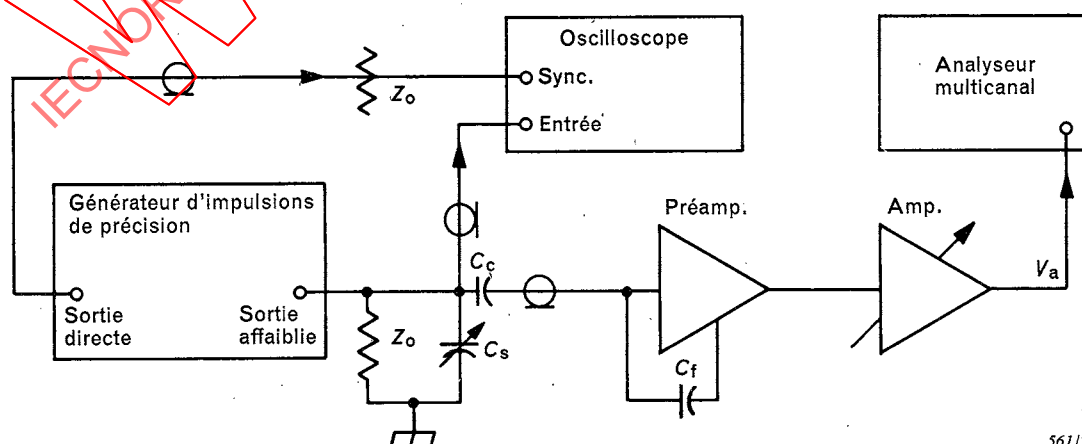
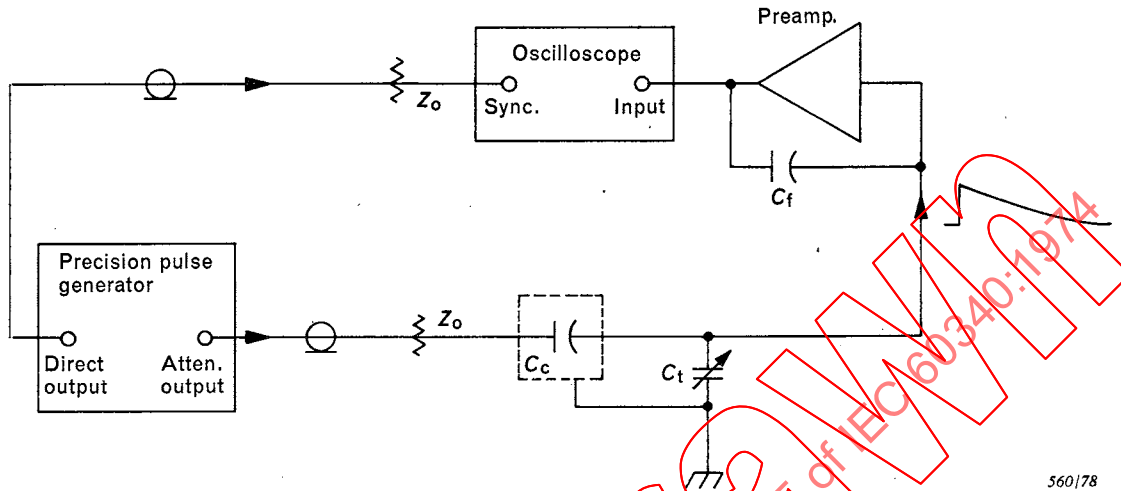


FIG. 22. — Simulation du cas d'une impulsion de charge à temps de montée non négligeable.

31. Input capacitive loading effects on the preamplifier output pulse

The effects of capacitive loading at the preamplifier input on the output-pulse amplitude and rise time can be evaluated by a test arrangement similar to that of Figure 21. The output-pulse amplitude is measured for several values of C_t and expressed as a percentage of the pulse amplitude for C_t equal to zero.



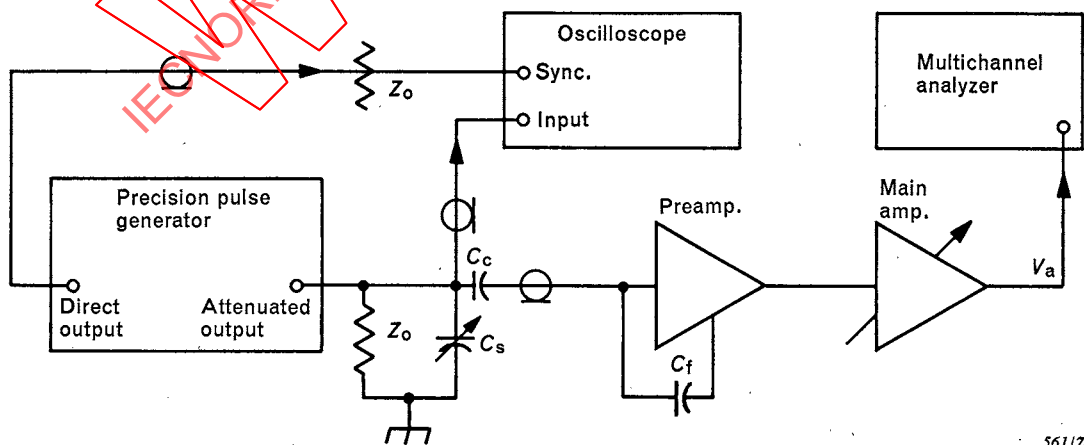
560/78

FIG. 21. — Measurement of capacitive loading effects on the preamplifier.

The rise time, t_{ri} , of the preamplifier output pulse for the precision pulse generator at the input is defined as the time required for the pulse to rise from 10% to 90% of its peak value and is measured as a function of C_t .

32. Influence of charge-pulse duration on pulse height

Some types of semiconductor detectors exhibit long charge collection times. This may reduce the amplifier output pulse height if the charge collection time is comparable to the shaping network time constants or integrating time for a gated integrating amplifier. The charge collection time t_c of



561/78

FIG. 22. — Simulation of non-zero charge-pulse rise time.

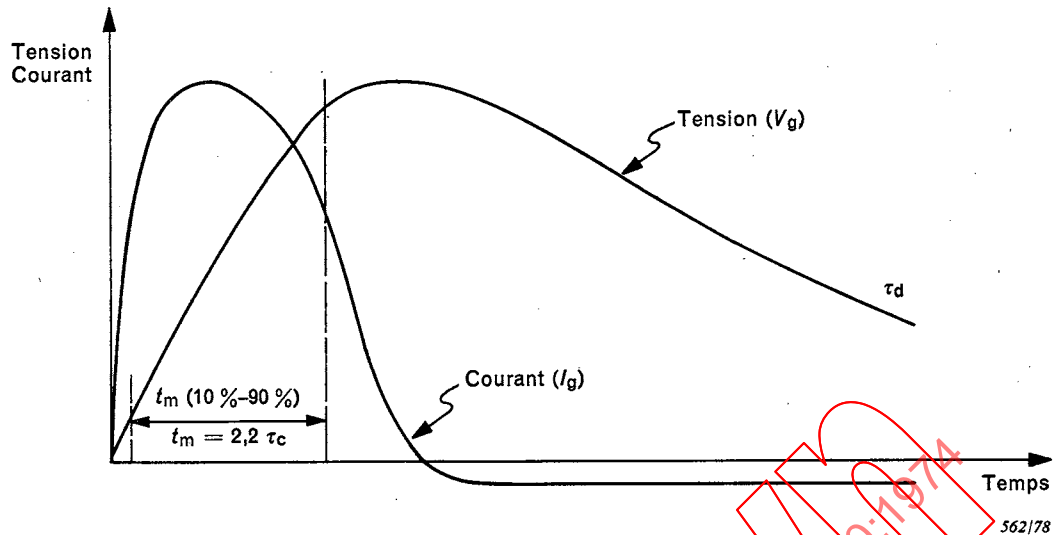


FIG. 23. — Formes d'onde de tension et de courant du circuit de la figure 22.

tion pour un amplificateur intégrateur à porte. Le temps de collection des charges t_c d'un semicteur peut être simulé par un circuit RC de constante de temps τ_c . Le montage représenté par la figure 22, page 48, fournit une impulsion de sortie simulant l'impulsion de courant issue d'un semicteur, en augmentant le temps de montée de l'impulsion d'un générateur de précision. Le signal résultant est représenté sur la figure 23. Si une valeur particulière de t_c est désirée, C_s est donnée par l'équation:

$$C_s = \frac{\tau_c}{Z_o/2}$$

SECTION NEUF — STABILITÉ EN AMPLITUDE

33. Influence des variations de la tension du réseau d'alimentation

Le montage d'essai est identique à celui de la figure 12, page 32, mais la tension qui alimente l'amplificateur est variable. Régler la tension d'alimentation à sa valeur nominale et ajuster la sortie de l'amplificateur de façon que V_o soit nulle au point de mesure. Observer la variation maximale de V_o lorsque la tension d'alimentation de l'amplificateur varie de 88% à 110% de la tension de fonctionnement nominale lorsque toutes les autres conditions sont maintenues constantes. Cette variation est souvent exprimée en pourcentage pour une variation d'alimentation donnée et est obtenue en multipliant la variation de V_o par 2 et en divisant cette quantité par la tension de sortie de l'amplificateur pour la tension d'alimentation nominale. Un essai analogue peut être effectué avec un amplificateur à seuil dans le système comme dans la figure 16, page 38. Dans ce cas, régler le générateur d'impulsions de manière à obtenir la tension de sortie maximale permise de l'amplificateur à seuil pour le gain désiré et pour le réglage du seuil. Etablir des spectres à 88% et 110% de la tension nominale de la source d'alimentation. La stabilité de la tension de sortie S_L (variation d'amplitude) pour une plage de variation de tension d'alimentation de +10% à -12% est donnée par:

$$S_L = 100 \frac{S \cdot \Delta_{CA}}{A \cdot V_{en}} \text{ (en pourcentage)}$$

où Δ_{CA} est le nombre de canaux entre les deux pics de l'analyseur, S l'étalonnage de l'analyseur en volts par canal, A le gain de l'amplificateur à seuil et V_{en} la tension d'entrée de l'amplificateur à seuil. Il est important dans cet essai de séparer l'alimentation du générateur de celle de l'amplificateur en essai.

Note. — Dans le cas des systèmes modulaires où l'alimentation est séparée, cela revient essentiellement à un essai de caractéristiques de la source d'alimentation.

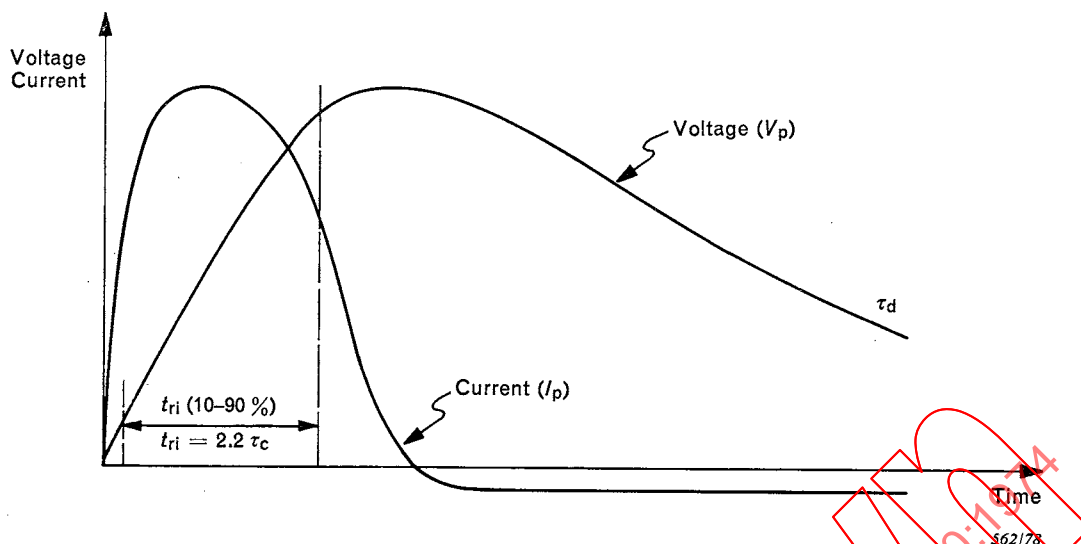


FIG. 23. — Voltage and current waveforms present in the circuit of Figure 22.

a detector can be simulated by an RC network of time constant τ_c . The circuit arrangement of Figure 22, page 49, gives an output pulse that approximates the current pulse from a detector by increasing the rise time of the pulse from a precision pulse generator. The resulting waveforms are shown in Figure 23. If a particular value of τ_c is desired, then C_s is given by:

$$C_s = \frac{\tau_c}{Z_o/2}$$

SECTION NINE — PULSE HEIGHT STABILITY

33. Line voltage variations

The test set-up is identical with that shown in Figure 12, page 33, except that the line voltage is variable. Set the line voltage at its nominal value and adjust the amplifier output so that V_s equals zero at the measurement point. Observe the maximum deviation of V_s as the line voltage to the power supply for the amplifier is varied over a range of 88% to 110% of the nominal operating voltage while all other conditions are maintained constant. This variation is often expressed in percentage for a given line voltage change and is obtained by multiplying the change in V_s by 2 and dividing that quantity by the amplifier output voltage at nominal line voltage. A similar test may be performed with a biased amplifier in the system as in Figure 16, page 39. In this case, the pulse generator should be adjusted to give maximum rated output voltage from the biased amplifier at the desired gain and bias level setting. Spectra should be obtained at 88% and 110% of nominal line voltage to the power supply. Output voltage stability S_L (pulse height variation) over a +10%, -12% line voltage range is given by:

$$S_L = 100 \frac{S \cdot \Delta_{CH}}{A \cdot V_{in}} \text{ (in per cent)}$$

where Δ_{CH} is the number of channels between the two MCA peaks, S the calibration of the MCA in volts per channel, A the gain of the biased amplifier and V_{in} the input voltage to the biased amplifier. It is important in this test to have the pulse generator power supply separate from that of the amplifier under test.

Note. — In the case of modular systems where the power supply is separate, this becomes principally a test of the power supply performance.

34. Influence de la température

Pour cet essai, l'amplificateur est placé dans une chambre d'essais climatiques. Les variations d'amplitude produites par les variations de la température de l'air ambiant, les autres conditions étant maintenues constantes, peuvent être exprimées sous forme d'un coefficient de température de l'amplitude, par exemple 0,01% par degré Celsius.

De nombreux amplificateurs ont les bornes de sortie raccordées en courant continu et des variations d'amplitude peuvent être provoquées par des changements de gain ou des variations de la composante continue. Si possible ces deux paramètres seront mesurés et spécifiés. Ces mesures seront faites dans une gamme de températures déterminée, mesurées par intervalles ne dépassant pas 10 °C. Les spécifications données devront être valables pour tous les accroissements de 10 °C à l'intérieur de la gamme de températures spécifiée.

35. Stabilité du gain

Le montage d'essai est celui de la figure 12, page 32. La sortie du générateur d'impulsions de précision est maintenue constante au lieu d'être modifiée comme à l'article 21. Des diodes à recouvrement rapide doivent être utilisées comme limiteurs à l'entrée de l'oscilloscope relié au réseau de sommation à résistances pour minimiser les effets de surcharge de l'oscilloscope. La stabilité des amplificateurs à seuil peut être contrôlée par le montage de la figure 16, page 38. La variation du gain peut être déterminée en observant la dérive du centroïde dans l'analyseur. Les conditions d'essai doivent être maintenues constantes et les variations maximales du gain sont notées pendant une période prolongée qui devra être indiquée.

SECTION DIX — DÉPLACEMENT DE L'INSTANT DE PASSAGE *

36. Déplacement en fonction de l'amplitude de sortie

Une information relative au temps peut être obtenue en observant l'instant du passage à zéro d'une impulsion. La valeur dont cet instant varie, ou « se déplace », en fonction des changements de certains paramètres, constitue une mesure de la qualité de l'amplificateur pour certaines applications relatives au temps. Le montage représenté sur la figure 24, page 54, permet la mesure de déplacement de l'instant du passage à zéro en fonction de l'amplitude de sortie. Le gain du système amplificateur constituant la voie A est maintenu constant. L'affaiblisseur de précision de la voie B est réglé de façon à obtenir l'amplitude maximale nominale de sortie dans le domaine de linéarité de l'amplificateur essayé.

Le retard variable sur la voie A est réglé de façon que le point de passage à zéro du signal sur la voie B se trouve au centre de l'oscillogramme. On fait varier le réglage de l'atténuateur de la voie B dans tout le domaine de linéarité de l'impulsion de sortie de l'amplificateur et on observe sur l'oscilloscope le déplacement maximal de l'instant de passage à zéro.

L'atténuateur de la voie B peut être à l'intérieur du générateur et l'élément retard de la voie A peut être à l'intérieur de l'oscilloscope si celui-ci a une double base de temps. Quand on indique le déplacement de l'instant de passage à zéro, le domaine couvert par cette spécification doit également être indiqué.

* Voir définition page 61.

34. Temperature effects

For this test, the amplifier is placed in an environmental test chamber. The changes in pulse height produced by changes of the ambient air temperature, with other conditions maintained constant, can be expressed as a temperature coefficient of pulse height; for example 0.01% per degree Celsius.

Many amplifiers have d.c. coupled output terminals and pulse height shifts can be caused by gain changes or d.c. level shifts. When applicable, both of these parameters shall be measured and specified. These measurements will be made over a specified temperature range measured at no greater than 10 °C increments. The specification given must be valid for all 10 °C increments within the specified temperature range.

35. Gain stability

The test set-up is identical with that shown in Figure 12, page 33. The precision pulse generator output is kept constant instead of being varied as in Clause 21. Fast-recovery diodes may be used as limiters at the oscilloscope input from the resistive summing network in order to minimize the effects of overdriving the oscilloscope. Biased amplifiers may be evaluated for stability by the system shown in Figure 16, page 39. Gain variations can be determined by observing the peak centroid shift in the MCA. Test conditions should be maintained constant and the maximum gain variations noted over an extended period of time which shall be stated.

SECTION TEN — CROSSOVER WALK *

36. Crossover walk versus output amplitude

Timing information can be obtained from the crossover time of a bipolar pulse. The amount that the crossover time varies, or "walks", with changes of some parameters is a measure of the usefulness of the amplifier for certain timing applications. The apparatus shown in Figure 24, page 55, permits measurement of crossover walk versus output amplitude. The channel A amplifier system gain is held constant. The precision attenuator in channel B is adjusted to obtain maximum rated linear output amplitude from the amplifier under test.

The variable delay in channel A is adjusted so that the zero crossover point of the signal in channel B occurs at the centre of the oscilloscope display. The attenuator of channel B is varied throughout the linear dynamic range of the amplifier output and the maximum crossover time shift is observed on the oscilloscope.

The attenuator in channel B may be within the pulse generator and the delay in channel A may be in the oscilloscope if it has a dual time base. When crossover walk is specified, the dynamic range associated with that specification will also be stated.

* See definition, page 69.

37. Déplacement en fonction du réglage du gain

Le montage représenté sur la figure 24 est également utilisé pour cet essai. L'instant de passage à zéro est mesuré à l'aide des techniques décrites à l'article 36. L'instant de passage à zéro est noté et son déplacement relevé pour plusieurs réglages gros et fin du gain de l'amplificateur. Ajuster le réglage de l'affaiblisseur et celui du gain de l'amplificateur de la voie B de façon à maintenir une amplitude suffisamment constante à l'entrée de la voie B de l'oscilloscope. Préciser le déplacement total dans toute la plage des réglages gros et fin.

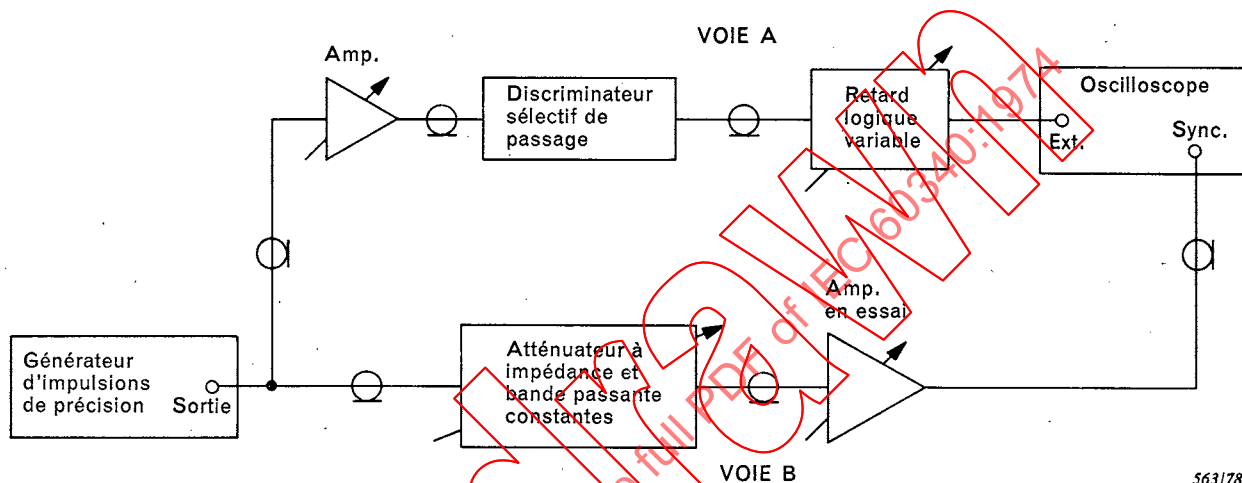


FIG. 24. — Mesure du déplacement de l'instant de passage.

38. Domaine d'action du circuit de compensation pôle-zéro de l'amplificateur principal

La plupart des amplificateurs principaux ont un circuit de compensation pôle-zéro ajustable et incorporé afin d'éliminer le sous-dépassement indésirable provoqué par la décroissance de l'impulsion de sortie du préamplificateur et par la différentiation dans l'amplificateur principal. Les constantes de temps de décroissance de l'impulsion de sortie des préamplificateurs peuvent être différentes, dans de grandes limites, d'un type à l'autre. Le circuit de compensation de l'amplificateur principal devrait pouvoir annuler l'effet de la constante de temps de décroissance du préamplificateur utilisé. Il est donc souhaitable de connaître le domaine d'action de la constante de temps de la compensation pôle-zéro de l'amplificateur principal que l'on peut mesurer comme suit: appliquer à l'entrée de l'amplificateur principal un générateur d'impulsion à constante de temps de décroissance réglable et observer l'impulsion de sortie de l'amplificateur principal à l'oscilloscope. Déterminer, en faisant varier le temps de décroissance du générateur d'impulsion, les temps de décroissance minimal et maximal de l'impulsion d'entrée dont l'effet peut être annulé en réglant le circuit de compensation de l'amplificateur principal. L'annulation complète est obtenue lorsque le sous-dépassement de l'impulsion de sortie est complètement compensé. Le fabricant doit indiquer le domaine d'action de la constante de temps du circuit de compensation pôle-zéro de l'amplificateur principal.

Une autre méthode consiste à appliquer une onde carrée aux circuits de différentiation ayant une compensation pôle-zéro dans l'amplificateur principal. On suppose que les circuits de différentiation et de compensation pôle-zéro sont tels que représentés à la figure 25, page 56.

37. Crossover walk versus gain control setting

The apparatus of Figure 24 is also used for this test. The crossover time is measured by the techniques described in Clause 36. The crossover time is noted, and the walk is noted over the entire range of the fine- and coarse-gain controls on the amplifier. The channel B attenuator and amplifier gain controls are varied to maintain a substantially constant amplitude at the channel B oscilloscope input. The total crossover walk over the entire range of fine- and coarse-gain control settings shall be stated.

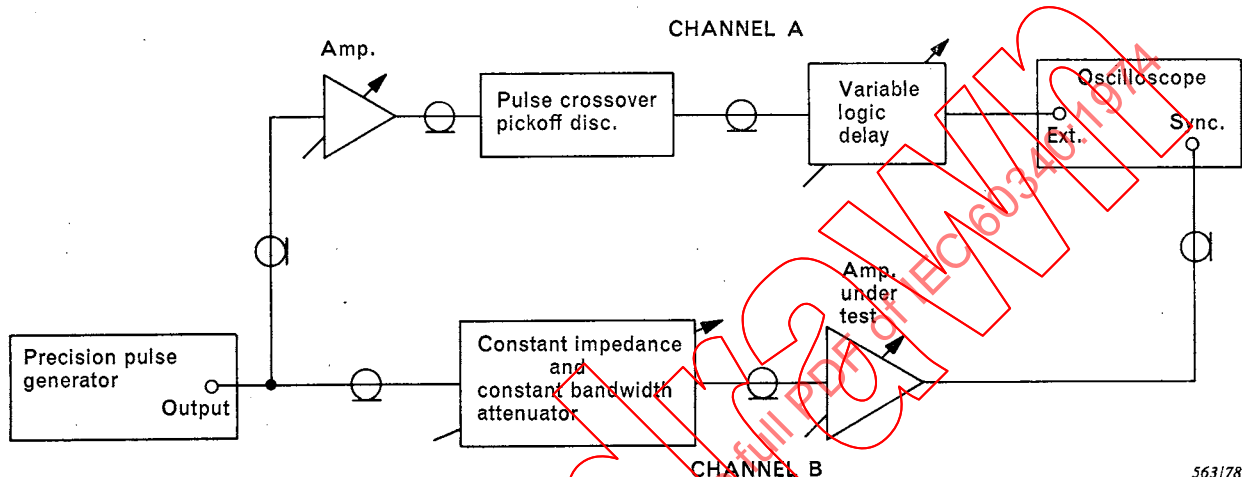
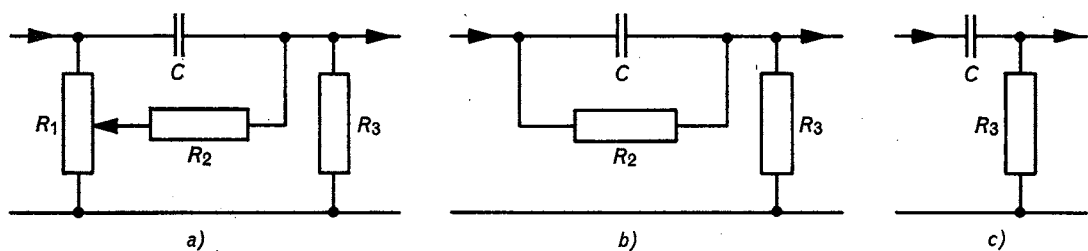


FIG. 24. — Measurement of crossover time walk.

38. Range of pole-zero cancellation network in main amplifier

Most main amplifiers have a built-in and adjustable pole-zero cancellation network to eliminate undesirable undershoot which is caused by the decay of the preamplifier output pulse and the differentiation in the main amplifier. The preamplifier output pulse decay time constant may differ over a wide range from type to type. The main amplifier pole-zero network should be able to cancel the decay time constant of the preamplifier in use. It is therefore desirable to know the pole-zero cancellation time constant range of the main amplifier, which can be measured as follows. Drive the main amplifier with a pulse generator having an adjustable decay time constant and observe the main amplifier output pulse with an oscilloscope. Find, by varying the decay time of the pulse generator, the minimum and maximum decay time of the input pulse which can be cancelled by adjusting the pole-zero network of the main amplifier. Complete cancellation is obtained when the undershoot of the output pulse is completely compensated. The manufacturer shall state the time constant range of the pole-zero network of the main amplifier.

An alternative method is to drive the differentiator network having pole-zero cancellation in the main amplifier with a square wave. The differentiator and pole-zero cancellation network is assumed to be as depicted in Figure 25, page 57.



564/78

FIG. 25. — a) Circuit de différentiation et de compensation pôle-zéro ($R_1 \ll R_2$).

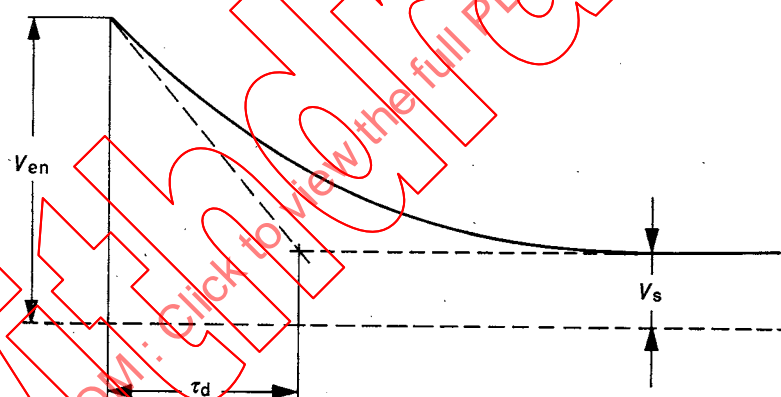
b) Circuit équivalent pour la compensation de la plus faible constante de temps de décroissance de l'impulsion d'entrée.

c) Circuit équivalent pour la compensation de la plus grande constante de temps de décroissance de l'impulsion d'entrée.

Pour un signal échelon à l'entrée, le signal de sortie du circuit de la figure 25 s'exprime par la formule suivante:

$$V_s = V_{en} \frac{R_3}{R_2 + R_3} + V_{en} \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot e^{-\frac{t}{C \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right)}}$$

La forme du signal de sortie est représentée par la figure 26:



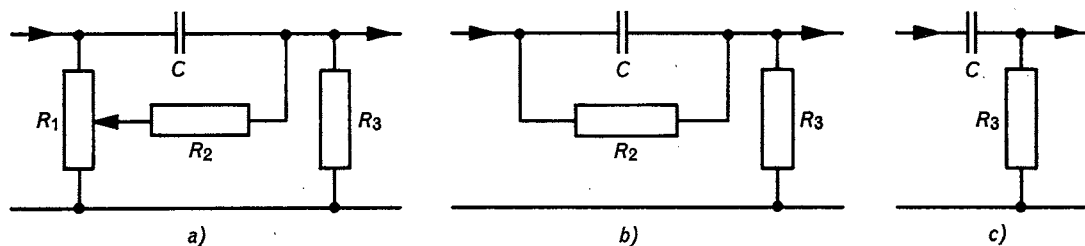
565/78

FIG. 26. — Impulsion de sortie du circuit de la figure 25 b) lorsqu'un signal échelon est appliqué à l'entrée.

La constante de temps de décroissance minimale pouvant être compensée est déterminée par la valeur de la constante de temps CR_2 . On peut lire, sur un oscillogramme, la constante de temps

$$\tau_d = C \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}, \text{ de même que le rapport } \frac{R_3}{R_2 + R_3} \text{ égal à } \frac{V_s}{V_{en}}.$$

A partir des valeurs obtenues ainsi, on peut calculer CR_2 . Dans la plupart des cas, on peut utiliser la valeur de τ_d donnée par le fabricant de l'amplificateur principal. La constante de temps de décroissance maximale qui peut être compensée pour le circuit de la figure 25 a) a une valeur infinie.



564/78

FIG. 25. — a) Differentiator and pole-zero cancellation network ($R_1 \ll R_2$).

b) Equivalent circuit for compensation of shortest decay time constant of input pulse.

c) Equivalent circuit for compensation of longest decay time constant of input pulse.

For a unit step input signal, the output signal for the circuit of Figure 25 is expressed by the following formula:

$$V_o = V_{in} \frac{R_3}{R_2 + R_3} + V_{in} \frac{R_2}{R_2 + R_3} \cdot e^{-\left[\frac{t}{C \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right)} \right]}$$

The output waveform is shown in Figure 26:



565/78

FIG. 26. — Output pulse of the circuit shown in Figure 25 b) when driven by a unit step input pulse.

The minimum compensative decay time constant is determined by time constant CR_2 . From an oscillogram, the time constant

$$\tau_d = C \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \text{ as well as the ratio } \frac{R_3}{R_2 + R_3}, \text{ being } \frac{V_o}{V_{in}} \text{ can be read.}$$

From the values thus obtained, the value of CR_2 can be calculated. In most cases, the value of τ_d , stated by the main amplifier manufacturer, can be used. The maximum compensative decay time constant for the network of Figure 25 a) is infinitely long.

ANNEXE

SYMBOLES ET TERMINOLOGIE

1. Symboles

A	= gain de l'amplificateur
A_c	= gain de conversion du préamplificateur
AMC	= analyseur multicanal
A_o	= gain en boucle ouverte du préamplificateur
B_x	= nombre de coups dans le canal X dûs au fond continu
C	= capacité électrique
C_c	= capacité calibrée utilisée pour coupler le générateur au circuit en essai
C_f	= capacité de contre-réaction pour préamplificateur sensible à la charge
$^{\circ}\text{C}$	= degré Celsius
C_s	= capacité de shunt utilisée pour simuler divers temps de collection des charges
C_t	= capacité extérieure de shunt utilisée pour déterminer les effets de charge capacitive du pré-amplificateur
Δ	= LMH d'un pic spectral monoénergétique
Δ_{CA}	= nombre de canaux entre les centroïdes de deux pics
Δ_E	= LMH en unités d'énergie
Δ_N	= LMH en nombre de canaux
Δ_Q	= LMH en unités de charge
Δ_V	= LMH en volts
ΔV_a	= changement de tension de sortie de l'amplificateur
ΔV_g	= changement de tension de sortie du générateur
E	= énergie d'une particule
e	= base des logarithmes népériens
ε	= énergie moyenne pour former une paire électron-trou
e_b	= valeur efficace d'une tension de bruit
e_{be}	= valeur efficace équivalente d'une tension de bruit rapportée à l'entrée de l'amplificateur en essai
e_{bs}	= valeur efficace de la tension de bruit à la sortie du système
K	= Kelvin, unité de température thermodynamique (degré)
LDH	= largeur au dixième de la hauteur
LMH	= largeur à mi-hauteur
NLD	= non-linéarité différentielle d'un amplificateur
NLI	= non-linéarité intégrale d'un amplificateur

N_m	= nombre moyen de coups de tous les canaux d'un spectre d'analyseur d'amplitude multicanal
N_x	= nombre de coups dans le canal X d'un spectre d'un analyseur d'amplitude multicanal
Q	= charge électrique
q	= charge de l'électron
R	= résistance électrique
R_f	= résistance en parallèle avec C_f
RLB	= rétablisseur de ligne de base
R_{sa}	= résistance placée dans le réseau de sommation entre le point de sommation et l'amplificateur
R_{sg}	= résistance placée dans le réseau de sommation entre le point de sommation et le générateur
S	= étalonnage de l'analyseur multicanal en volts par canal
S_L	= stabilité du système d'amplification (variation d'amplitude) dans un domaine de tension d'alimentation spécifiée
t_c	= temps de collection des charges dans un semicteur
t_{dr}	= retard entre le départ de l'impulsion d'entrée de l'amplificateur et le départ de l'impulsion de sortie (départ du zéro défini)
t_{ds}	= temps de descente d'une impulsion. Temps nécessaire à l'impulsion pour diminuer de 90% à 10% de sa valeur
t_l	= largeur d'impulsion définie. Temps entre le premier et le second passage à la définition du zéro
t_m	= temps de montée d'une impulsion. Temps nécessaire à l'impulsion pour monter de 10% à 90% de sa valeur
t_p	= temps de passage au pic
τ	= constante de temps
τ_c	= constante de temps d'un réseau CR utilisé pour simuler la montée d'une impulsion venant du semicteur
τ_d	= constante de temps d'une décroissance d'une impulsion
τ_r	= constante de temps pour le réseau de contre-réaction du préamplificateur
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_g	= amplitude de l'impulsion de tension provenant d'un générateur d'impulsion de précision
V_p	= tension du seuil de polarisation d'un amplificateur à seuil
V_σ	= tension de l'erreur au point de sommation pendant l'essai de linéarité
V_s	= amplitude du signal de sortie en tension d'un amplificateur pendant la mesure de linéarité
X	= numéro de canal
$\hat{x}$	= canal du centre du pic (centroïde de la portion symétrique du pic)
Z_o	= impédance caractéristique

2. Terminologie

Bruit équivalent ramené à l'entrée

Valeur du bruit à l'entrée qui produirait le même bruit à la sortie que la source réelle de bruit.

Capacité (d'un semicteur)

Capacité entre les bornes du semicteur mesurée avec des signaux faibles dans des conditions de polarisation et de fréquence spécifiées.

Capacité effective de contre-réaction

Capacité combinée du condensateur de contre-réaction et des capacités parasites, déterminant le gain de conversion d'un préamplificateur sensible à la charge.

Capacité effective d'essai

Capacité combinée du condensateur d'essai et des capacités parasites déterminant la sensibilité de l'entrée essai du préamplificateur sensible à la charge.

Charge équivalente de bruit

Contribution au bruit d'un préamplificateur sensible à la charge, ramenée à son entrée et exprimée en valeur efficace de la charge due au bruit.

Compensation pôle-zéro

Méthode de mise en forme utilisant habituellement un différentiateur pour éliminer les sous-dépassements de longue durée.

Constante de temps de décroissance

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

Constantes de mise en forme

Constantes de temps relatives à la largeur de bande définissant les différentiateurs CR et les intégrateurs RC utilisés dans les amplificateurs d'impulsions.

Contact ohmique (d'un semicteur)

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

Contact sans injection (d'un semicteur)

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

Couche d'inversion

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

Courant de fuite

Courant que le détecteur débite pour la tension de polarisation de fonctionnement en l'absence du rayonnement (V.E.I. 391-10-14).

Création de charge d'espace (dans un semicteur)

Création thermique de porteurs de charge libres dans la zone de charge d'espace.