

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

(affiliée à l'Organisation Internationale de Normalisation — ISO)

RECOMMANDATION DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

(affiliated to the International Organization for Standardization — ISO)

IEC RECOMMENDATION

Publication 340

Première édition — First edition

1970

**Méthodes d'essais des amplificateurs et préamplificateurs pour
détecteurs semiconducteurs 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

[IECNORM.COM](#): Click to view the full PDF of IEC 60340-1:1970

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

(affiliée à l'Organisation Internationale de Normalisation — ISO)

RECOMMANDATION DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

(affiliated to the International Organization for Standardization — ISO)

IEC RECOMMENDATION

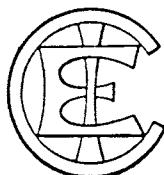
Publication 340

Première édition — First edition

1970

Méthodes d'essais des amplificateurs et préamplificateurs pour détecteurs semiconducteurs pour rayonnements ionisants

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



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 Varembé

Genève, Suisse

SOMMAIRE

| | Pages |
|--|-------|
| PRÉAMBULE | 4 |
| PRÉFACE | 4 |
| Articles | |
| 1. Domaine d'application | 6 |
| 2. Objet | 6 |
| 3. Prescriptions générales | 6 |
| 3.1 Généralités | 6 |
| 3.2 Simulation de l'impulsion fournie par un détecteur | 8 |
| 3.3 Bruit d'un amplificateur | 10 |
| 3.4 Non-linéarité de l'amplificateur | 10 |
| 4. Bruit total | 10 |
| 4.1 Mesure du bruit par analyse de la distribution en amplitude des impulsions (méthode recommandée) | 10 |
| 4.2 Mesure du bruit au moyen d'un oscilloscope et d'un voltmètre de valeur efficace vraie | 12 |
| 5. Bruit du préamplificateur | 14 |
| 5.1 Influence du circuit de mise en forme | 14 |
| 5.2 Mesure de la résistance équivalente au bruit | 16 |
| 5.3 Bruit exprimé en fonction de la charge capacitive extérieure et des constantes de temps de mise en forme | 18 |
| 6. Bruit de l'amplificateur principal | 20 |
| 6.1 Bruit équivalent ramené à l'entrée | 20 |
| 6.2 Influence des circuits de mise en forme de l'amplificateur principal sur le bruit total | 24 |
| 7. Linéarité en amplitude | 24 |
| 7.1 Mesure de la non-linéarité intégrale par la méthode du pont | 24 |
| 7.2 Non-linéarité différentielle | 26 |
| 7.3 Amplificateurs à seuil | 30 |
| 8. Influence du taux de comptage | 30 |
| 8.1 Déplacement du pic du spectre des amplitudes | 30 |
| 8.2 Modification de la forme du spectre | 34 |
| 9. Influence de la surcharge | 34 |
| 9.1 Généralités | 34 |
| 9.2 Temps de restitution du gain de l'amplificateur | 34 |
| 10. Influence du temps de montée sur l'amplitude des impulsions de sortie | 36 |
| 10.1 Généralités | 36 |
| 10.2 Influence d'une charge capacitive sur l'impulsion de sortie du préamplificateur | 38 |
| 10.3 Influence d'une charge capacitive sur l'amplitude de l'impulsion de sortie de l'ensemble | 40 |
| 10.4 Influence de la durée d'une impulsion de charge à l'entrée sur l'amplitude de l'impulsion de sortie | 40 |
| 11. Stabilité en amplitude | 42 |
| 11.1 Influence des variations de la tension du réseau | 42 |
| 11.2 Influence de la température | 42 |
| 11.3 Stabilité du gain | 42 |
| 12. Déplacement de l'instant du passage à zéro | 44 |
| 12.1 Déplacement en fonction de l'amplitude de sortie | 44 |
| 12.2 Déplacement en fonction du réglage du gain | 44 |

CONTENTS

| | Page |
|--|------|
| FOREWORD | 5 |
| PREFACE | 5 |
| Clause | |
| 1. Scope | 7 |
| 2. Object | 7 |
| 3. General requirements | 7 |
| 3.1 General | 7 |
| 3.2 Simulating the charge pulse of a detector | 9 |
| 3.3 Amplifier noise | 11 |
| 3.4 Amplifier non-linearity | 11 |
| 4. Total noise | 11 |
| 4.1 Noise measurement by pulse-height distribution (preferred method) | 11 |
| 4.2 Noise measurement by oscilloscope and true root mean square voltmeter | 13 |
| 5. Preamplifier noise | 15 |
| 5.1 Pulse-shaping effects | 15 |
| 5.2 Measurement of equivalent noise resistance | 17 |
| 5.3 Noise expressed as a function of external capacitive loading and pulse-shaping time constant | 19 |
| 6. Main amplifier noise | 21 |
| 6.1 Equivalent noise referred to input | 21 |
| 6.2 Effects of main amplifier pulse shaping on total noise | 25 |
| 7. Pulse-height linearity | 25 |
| 7.1 Integral non-linearity measurement by the bridge method | 25 |
| 7.2 Differential non-linearity | 27 |
| 7.3 Biased amplifiers | 31 |
| 8. Count-rate effects | 31 |
| 8.1 Pulse-height distribution peak shift | 31 |
| 8.2 Spectral line-shape change | 35 |
| 9. Overload effects | 35 |
| 9.1 General | 35 |
| 9.2 Amplifier gain recovery time | 35 |
| 10. Rise time effects on output pulse amplitude | 37 |
| 10.1 General | 37 |
| 10.2 Capacitive loading effects on the preamplifier output pulse | 39 |
| 10.3 Capacitive loading effects on system output-pulse height | 41 |
| 10.4 Charge-pulse duration effects on pulse-height | 41 |
| 11. Pulse-height stability | 43 |
| 11.1 Mains voltage variations effects | 43 |
| 11.2 Temperature effects | 43 |
| 11.3 Gain stability | 43 |
| 12. Crossover walk | 45 |
| 12.1 Crossover walk as a function of output amplitude | 45 |
| 12.2 Crossover walk as a function of gain control setting | 45 |

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

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

PRÉAMBULE

- 1) Les décisions ou accords officiels de la C E I 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 cette unification internationale, la C E I exprime le vœu que tous les Comités nationaux ne possédant pas encore de règles nationales, lorsqu'ils préparent ces règles, prennent comme base fondamentale de ces règles les recommandations de la C E I dans la mesure où les conditions nationales le permettent.
- 4) On reconnaît qu'il est désirable que l'accord international sur ces questions soit suivi d'un effort pour harmoniser les règles nationales de normalisation avec ces recommandations dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Les Comités nationaux s'engagent à user de leur influence dans ce but.

PRÉFACE

La présente recommandation a été établie par le Comité d'Etudes N° 45 de la C E I: Instrumentation nucléaire.

Un premier projet fut discuté lors de la réunion tenue à New York en 1965, puis révisé lors des réunions tenues à Tel-Aviv en 1966, à Stockholm en 1967 et à Vienne en 1968. A la suite de cette dernière réunion, un projet définitif fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en octobre 1968.

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

| | |
|-----------------------|---|
| Afrique du Sud | Pays-Bas |
| Allemagne | Pologne |
| Australie | Royaume-Uni |
| Belgique | Suède |
| Danemark | Suisse |
| Etats-Unis d'Amérique | Tchécoslovaquie |
| France | Turquie |
| Israël | Union des Républiques Socialistes Soviétiques |
| Italie | Yugoslavie |
| Japon | |

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 this international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees having as yet no national rules, when preparing such rules, should use the IEC recommendations as the fundamental basis for these rules in so far as national conditions will permit.
- 4) The desirability is recognized of extending international agreement on these matters through an endeavour to harmonize national standardization rules with these recommendations in so far as national conditions will permit. The National Committees pledge their influence towards that end.

PREFACE

This Recommendation has been prepared by IEC Technical Committee No. 45, Nuclear Instrumentation.

A draft was discussed at the meeting held in New York in 1965, and was revised during meetings held in Tel-Aviv in 1966, in Stockholm in 1967 and in Vienna in 1968. As a result of this latter meeting, a final draft was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in October 1968.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

| | |
|----------------|-------------------------------------|
| Australia | Poland |
| Belgium | South Africa |
| Czechoslovakia | Sweden |
| Denmark | Switzerland |
| France | Turkey |
| Germany | Union of Soviet Socialist Republics |
| Israel | United Kingdom |
| Italy | United States of America |
| Japan | Yugoslavia |
| Netherlands | |

MÉTHODES D'ESSAIS DES AMPLIFICATEURS ET PRÉAMPLIFICATEURS POUR DÉTECTEURS SEMICONDUCTEURS POUR RAYONNEMENTS IONISANTS

1. Domaine d'application

La présente recommandation s'applique aux amplificateurs et préamplificateurs utilisés avec les détecteurs semiconducteurs (pour rayonnements ionisants), notamment aux amplificateurs de charge, aux amplificateurs linéaires d'impulsions et aux amplificateurs linéaires à seuil définis dans les Publications 181: Inventaire d'appareils électriques de mesure utilisés en relation avec les rayonnements ionisants, et 181B, Deuxième complément à la Publication 181 (1964), de la C E I. Il faut noter que les préamplificateurs sont des amplificateurs, bien que la réciproque ne soit pas vraie.

La rapidité de l'évolution dans ce domaine, par exemple l'utilisation récente de détecteurs liés au préamplificateur de façon non séparative, peut dans certains cas rendre nécessaire la modification des méthodes d'essais indiquées.

Les méthodes d'essais pour les détecteurs associés sont décrites dans la Publication 333 de la C E I: Méthodes d'essais des détecteurs semiconducteurs pour rayonnements ionisants.

2. Objet

Etablir des méthodes d'essais pour les amplificateurs et les préamplificateurs utilisés avec les détecteurs semiconducteurs.

L'emploi de ces détecteurs s'est largement répandu ces dernières années dans la détection des rayonnements ionisants et la spectroscopie à haute résolution. Les détecteurs au silicium ont trouvé leur principale application dans la détection et l'analyse des particules lourdes chargées. Les détecteurs 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 détecteurs. 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 recommandation 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.

3. Prescriptions générales

3.1 Généralités

Les sous-ensembles électroniques utilisés avec les détecteurs de rayonnement à semiconducteurs sont généralement choisis pour compléter certaines (ou la totalité) des caractéristiques utiles de ces détecteurs: bonne résolution, temps de montée rapide, excellente linéarité en énergie et faible mouvement propre.

Etant donné que les informations recherchées par l'utilisateur du détecteur concernent l'amplitude des impulsions et le temps, il est raisonnable de caractériser les performances d'un amplificateur par la distorsion spectrale des impulsions en amplitude et la distorsion en temps.

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

1. Scope

This Recommendation applies to amplifiers and preamplifiers for semiconductor detectors (for ionizing radiation), particularly to the charge pulse amplifiers, linear pulse amplifiers and biased linear pulse amplifiers defined in IEC Publications 181, Index of Electrical Measuring Apparatus Used in Connection with Ionizing Radiation, and 181B, Second Supplement to Publication 181 (1964). It should be noted that all preamplifiers are amplifiers though the converse is not true.

Rapid advances in this field, for example the introduction of integral assemblies of detectors and preamplifiers, may make modification of the test procedures necessary in some cases.

Test procedures for the associated detectors are described in IEC Publication 333, Test Procedures for Semiconductor Detectors for Ionizing Radiation.

2. Object

To establish test procedures for amplifiers and preamplifiers used with semiconductor detectors.

These 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. 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 Recommendation 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.

3. General requirements

3.1 General

The electronics for semiconductor radiation detectors are usually selected to complement some or all of the useful characteristics of these detectors: good resolution, fast pulse rise time, excellent energy linearity, and low inherent noise.

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.

Il est essentiel que le ronflement et l'ondulation résiduels n'influencent pas les mesures de manière significative.

3.2 Simulation de l'impulsion fournie par un détecteur

Le signal de sortie d'un détecteur semiconducteur est constitué par une charge électrique. Cette charge correspond à une impulsion de courant dont le temps de montée peut être compris entre 10^{-9} s et 10^{-6} s environ, suivant la résistivité du matériau, la tension de polarisation, le type et l'orientation 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 convenable peut être produit, par exemple par un générateur d'impulsions utilisant un relais à contacts mouillés au mercure. Le schéma de montage d'un tel générateur et la forme de son impulsion de sortie sont représentés sur les figures 1 et 2. Si la capacité en série C_c de la figure 3, page 10, est très faible vis-à-vis de la capacité dynamique d'entrée du préamplificateur essayé, la charge Q fournie à l'amplificateur est donnée par la relation:

$$Q = C_c \cdot V_g$$

où:

C_c est la capacité en série

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

Une résistance R_c en parallèle avec C_c est nécessaire pour les essais relatifs à l'influence du taux de comptage et de la surcharge des articles 8 et 9.

Dans les cas où l'adjonction de R_c perturberait la polarisation à l'entrée du préamplificateur, une forte capacité peut être utilisée en série avec R_c .

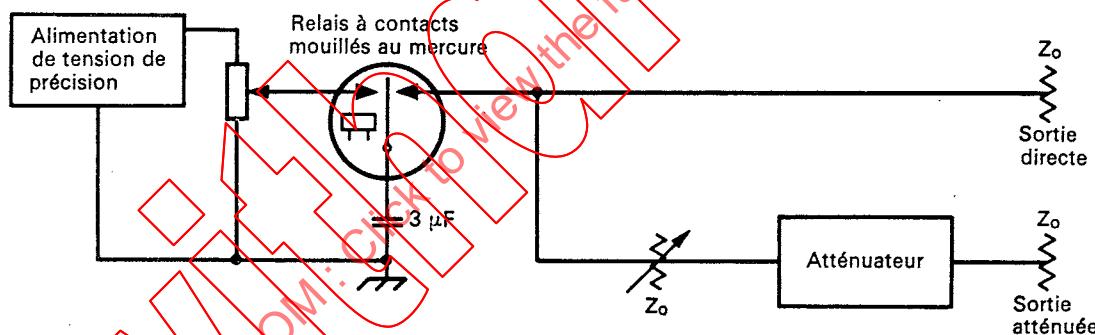


FIG. 1. — Générateur d'impulsions de précision.

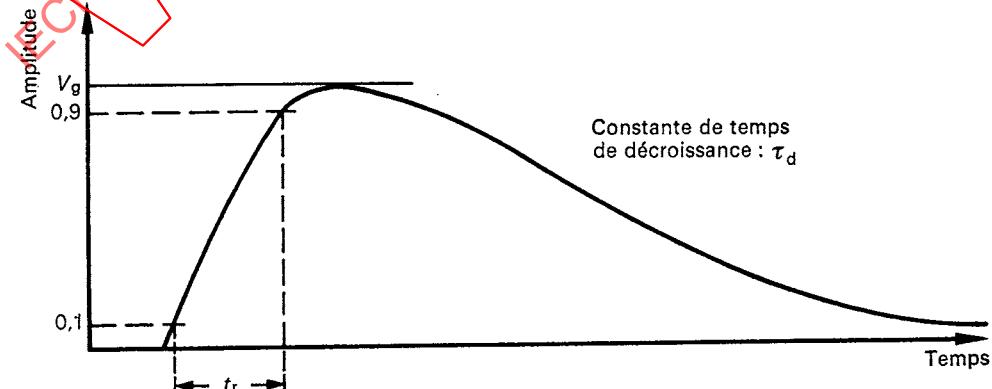


FIG. 2. — Forme du signal fourni par le générateur d'impulsions de précision.

It is essential that the hum and ripple do not significantly influence the measurements.

3.2 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 which has a rise time from about 10^{-9} s to 10^{-6} s, depending upon bulk resistivity, 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, for example, by a mercury-wetted-contact relay type of pulse generator. The circuit diagram of a typical pulse generator and its output pulse waveform are shown in Figures 1 and 2. If the series capacitor C_e of Figure 3, page 11, is very small compared with the dynamic input capacitance of the preamplifier under test, the charge Q delivered to the amplifier is:

$$Q = C_e \cdot V_g$$

where:

C_e is the value of the series capacitor

V_g is the height of the voltage step from the pulse generator

A resistor R_e in parallel with C_e is required for the overload and counting rate tests of Clauses 8 and 9.

Where incorporating R_e would upset the bias condition at the preamplifier input, a large capacitor may be used in series with R_e .

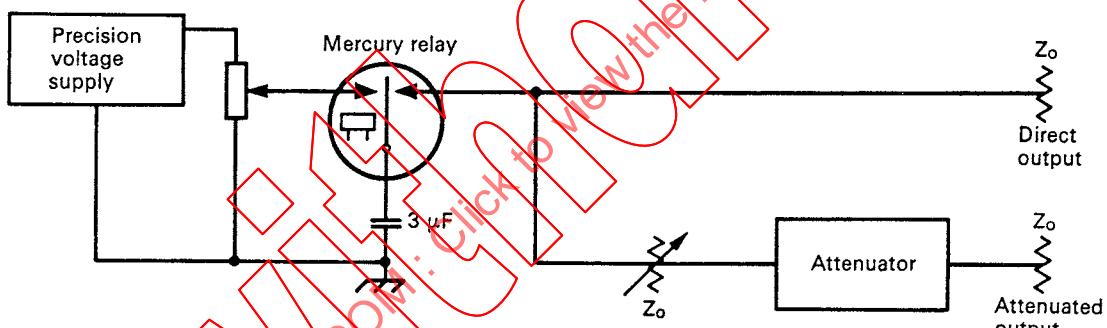


FIG. 1. — Precision pulse generator.

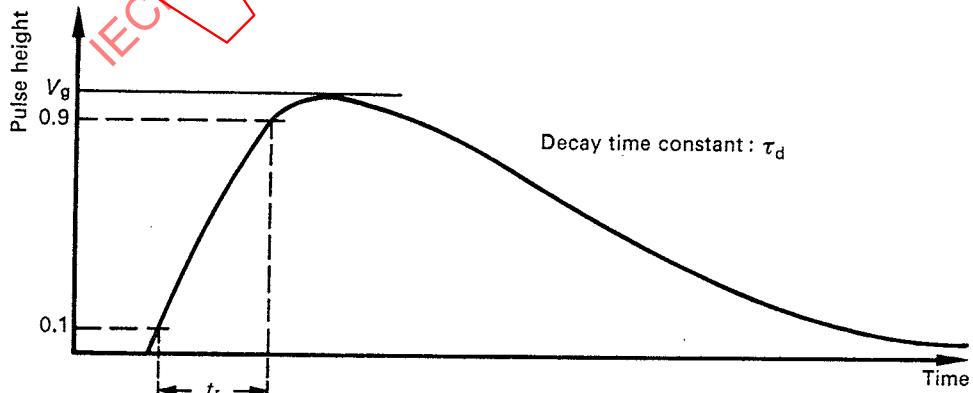


FIG. 2. — Precision pulse generator waveform.

3.3 Bruit d'un amplificateur

Les caractéristiques de bruit d'un amplificateur peuvent être exprimées sans ambiguïté, en unités de charge. Le bruit de l'amplificateur peut être exprimé en nombre de charges électroniques efficaces ΔN_e , puisque la charge de l'électron est de grandeur convenable ($1,602 \times 10^{-19}$ C). L'utilisateur peut exprimer cette caractéristique, pour son application particulière, en unités d'énergie (eV), à l'aide de la relation entre la largeur à mi-hauteur (LMH) et ΔN_e :

$$LMH = 2(2 \log_e 2)^{1/2} \cdot \varepsilon \cdot \Delta N_e = 2,355 \cdot \varepsilon \cdot \Delta N_e$$

où:

ε = énergie moyenne de création d'une paire électron-trou en électronvolts (3,60 pour le silicium à température ambiante, 2,97 pour le germanium à la température de l'azote liquide)

Si le bruit de l'amplificateur est exprimé en unités d'énergie, le matériau semiconducteur auquel il se rapporte doit être précisé. Il faut s'assurer, pour toutes les mesures de résolution, que l'amplitude de l'impulsion de sortie reste à l'intérieur de la région de linéarité de l'amplificateur.

3.4 Non-linéarité de l'amplificateur

La distorsion en amplitude d'un amplificateur d'impulsions due à la non-linéarité en amplitude est donnée en pourcentage de non-linéarité intégrale (NLI) ou de 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 en un point par rapport à un point de référence. (Voir paragraphe 7.2)

4. Bruit total

4.1 Mesure du bruit par analyse de la distribution en amplitude des impulsions (méthode recommandée)

Le préamplificateur et l'amplificateur sont connectés suivant le montage représenté par la figure 3.

Un condensateur étalonné C_e est relié à l'entrée du préamplificateur et placé en série avec un générateur d'impulsions de précision. Ce condensateur C_e sera de préférence du type à trois bornes, la capacité étant mesurée entre les deux bornes isolées, et la troisième borne étant reliée à la terre. Une mesure extrêmement précise de la capacité entre les deux bornes isolées peut être réalisée avec un pont de capacités, et cette capacité est indépendante des connexions aux circuits extérieurs.

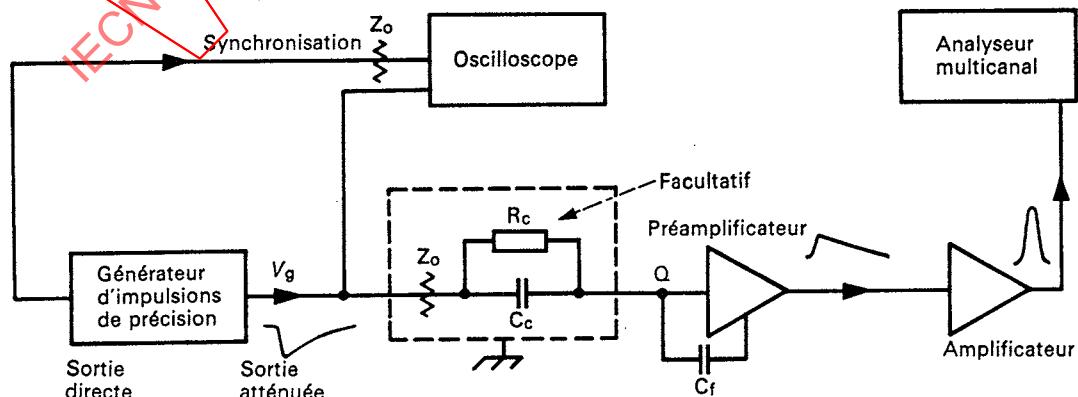


FIG. 3. — Mesure du bruit par analyse de la distribution en amplitude des impulsions.

3.3 Amplifier noise

The noise performance of an amplifier may be given unambiguously in units of charge. The amplifier noise may be given in number of r.m.s. electronic charges ΔN_e , since the electronic charge is of a convenient size (1.602×10^{-19} C). The user may interpret this specification to his particular application in units of energy (eV) by the relationship between the full width at half maximum (FWHM) and ΔN_e :

$$\text{FWHM} = 2(2 \log_2)^{1/2} \cdot \varepsilon \cdot \Delta N_e = 2.355 \cdot \varepsilon \cdot \Delta N_e$$

where:

ε = average energy absorbed in electronvolts per hole-electron pair formed (3.60 for silicon at room temperature, 2.97 for germanium at liquid nitrogen temperature)

If amplifier noise is specified in units of energy, the semiconductor material to which it refers must also be specified. Care must be taken that, for all measurements of resolution, the output pulse amplitude is within the linear region of the amplifier.

3.4 Amplifier non-linearity

The pulse-height distortion of a pulse amplifier caused by amplitude non-linearity is given as a percentage of integral non-linearity (INL) or of differential non-linearity (DNL).

Integral non-linearity is the departure from linear response expressed as a percentage of the maximum rated output pulse.

Differential non-linearity is the percentage deviation in incremental gain of the amplifier amplitude transfer function referenced to some standard point. (See Sub-clause 7.2.)

4. Total noise

4.1 Noise measurement by pulse-height distribution (preferred method)

The preamplifier and amplifier are connected into a test set up as shown in Figure 3.

A calibrated capacitor C_c is connected to the preamplifier input in series with a precision pulse generator. The capacitor C_c should preferably be of the three terminal type, i.e. the capacitance is measured between two insulated terminals, and the third terminal is earthed. A highly accurate measurement of the capacitance between the two insulated terminals can be obtained with a capacitance bridge, and this capacitance is invariant with external circuit connections. Any built-in

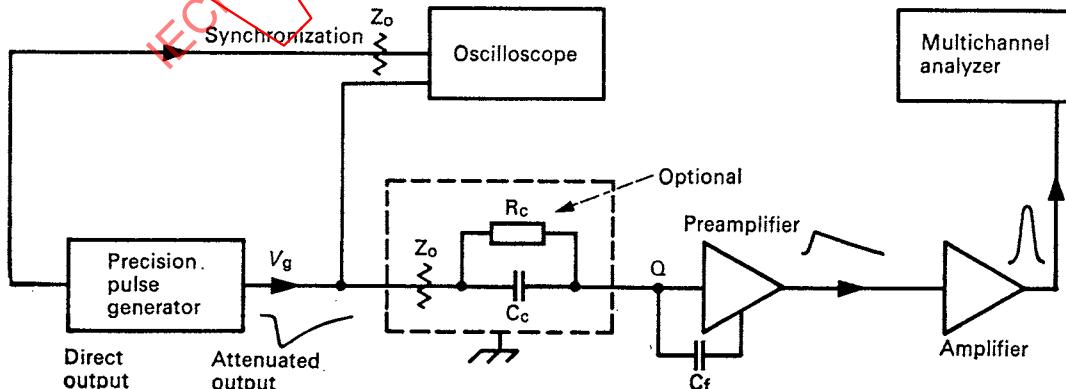


FIG. 3. — Noise measurement by pulse height distribution.

N'importe quelle capacité étalon incorporée au préamplificateur peut être comparée avec ce condensateur de précision à trois bornes. De plus, la capacité dynamique d'entrée du préamplificateur ne devrait pas être inférieure à 100 fois C_e . Une valeur proposée pour C_e est 1 pF.

Le générateur d'impulsions fournit des signaux dont la forme est indiquée par la figure 2, page 8. Le temps de montée t_r est inférieur à 20% de la valeur de la plus faible constante de temps de différentiation de l'amplificateur principal, et la constante de temps de décroissance τ_d est telle que le signal fourni par le générateur 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: $t_r < 20$ ns et $\tau_d > 100$ μ s.

Dans ces conditions, la charge injectée à chaque impulsion par le générateur est $V_g C_e$ coulombs, à environ 1% près. (Si ces conditions ne sont pas satisfaites, un calcul peut être effectué pour déterminer la charge réellement injectée par impulsion.) Tous les éléments de la chaîne de mesure fonctionnant dans leur domaine linéaire, deux réglages du générateur d'impulsions, correspondant aux tensions V_{g1} et V_{g2} doivent faire apparaître à la sortie de l'analyseur multicanal un spectre formé de deux pics séparés, centrés sur les canaux N_1 et N_2 (figure 4). Le gain de l'ensemble et l'amplitude des impulsions doivent être réglés de manière que la largeur à mi-hauteur (LMH) ΔN_E de chaque pic soit au moins égale à cinq canaux. Le bruit total des sous-ensembles électroniques en coulombs est alors défini par la relation:

$$\Delta Q_E = \frac{V_{g1} - V_{g2}}{N_1 - N_2} \cdot C_e \cdot \Delta N_E$$

ΔN_E étant déterminé sur le plus large des deux pics.

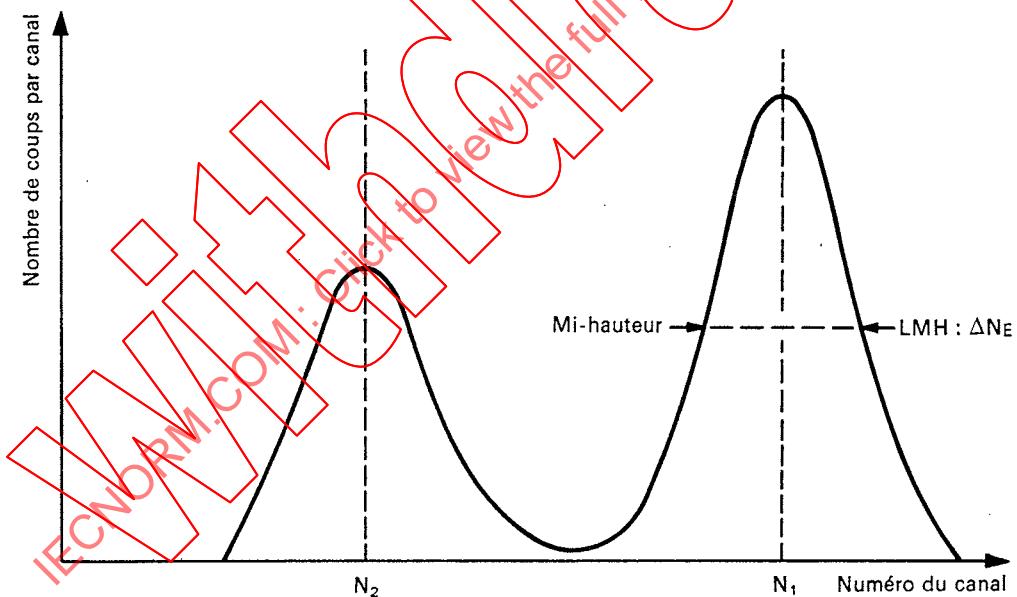


FIG. 4. — Spectre d'amplitude type pour une mesure de bruit.

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

Une autre méthode de mesure du bruit utilise le schéma de la figure 5, page 14. Il ne diffère de celui de la figure 3, page 10, que par le remplacement de l'analyseur multicanal par un voltmètre de valeur efficace vraie et les mêmes restrictions s'appliquent aux conditions de mesure.

Une impulsion de charge est appliquée à l'entrée du préamplificateur et l'amplitude V_a de l'impulsion de sortie résultante est mesurée sur l'oscilloscope. La tension efficace du bruit e_{no} est indiquée par un voltmètre possédant une courbe de réponse plate s'étendant au moins jusqu'à dix fois la

calibrating capacitor in the preamplifier may be compared with this precision three-terminal type capacitor. In addition, the dynamic input capacitance of the preamplifier should be not less than 100 times C_c . A suggested value of C_c is 1 pF.

The pulse generator should provide signals of the form shown in Figure 2, page 9, where the rise time t_r is not more than 20% of the shortest differentiating time constant in the main amplifier, and the decay time constant τ_d is such that the pulse does not droop more than 2% in the time required for the output pulse of the main amplifier to reach its peak. A suggested specification is that $t_r < 20$ ns and $\tau_d > 100 \mu\text{s}$.

Under these conditions, the charge injected per pulse from the pulse generator is $V_g C_c$ coulombs to within about 1%. (If the stated conditions are not satisfied, a calculation can be made to determine the quantity of charge actually injected by each pulse.) With all elements of the system operating within their linear range, two settings of the pulse generator, corresponding to voltages V_{g1} and V_{g2} , should result in a spectrum consisting of two separated peaks centred at channels N_1 and N_2 as shown in Figure 4. The system gain and pulse amplitudes must be such that the full width at half maximum (FWHM) of each peak ΔN_E is at least five channels. The electronic noise linewidth (FWHM) in coulombs is then:

$$\Delta Q_E = \frac{V_{g1} - V_{g2}}{N_1 - N_2} \cdot C_c \cdot \Delta N_E$$

ΔN_E is determined from the widest of the two peaks.

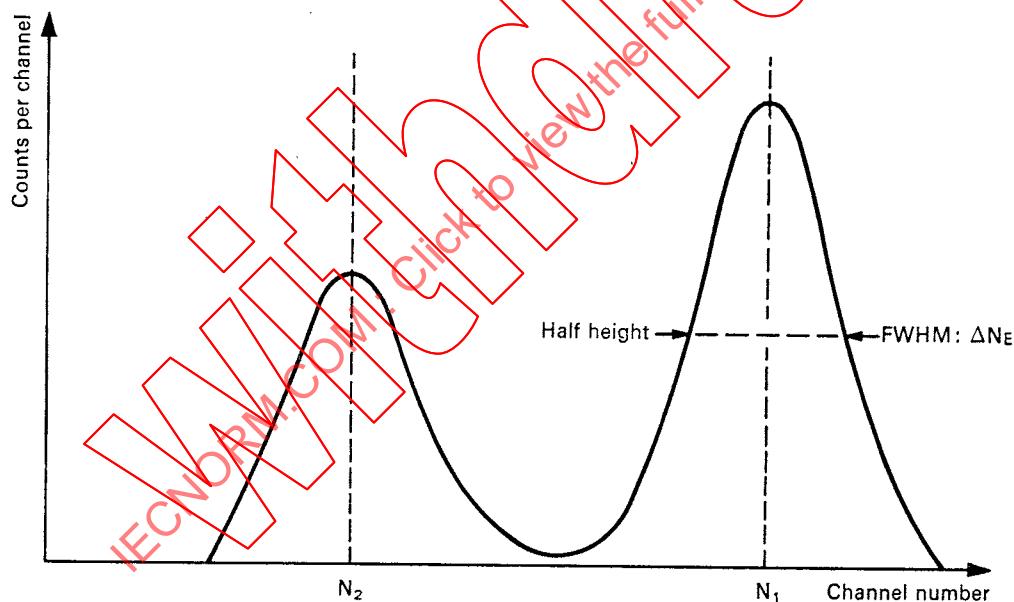


FIG. 4. — Typical noise measurement pulse-height distribution.

4.2 Noise measurement by oscilloscope and true root mean square voltmeter

An alternative method of measuring noise employs the system shown in Figure 5, page 15. This system is similar to the configuration of Figure 3, page 11, and the same constraints regarding operating conditions apply, but it differs in that a true r.m.s. voltmeter replaces the multichannel analyser.

A charge pulse is applied to the input of the preamplifier system and the peak amplitude V_a of the resulting output pulse is measured on the oscilloscope. 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 band-centre

fréquence du milieu de bande des circuits de mise en forme de l'amplificateur, et permettant une lecture de la valeur efficace vraie. Si l'utilisation d'un instrument de mesure de tension moyenne s'impose, son indication doit être multipliée par 1,11 pour obtenir la valeur efficace vraie du bruit « blanc ». On suggère, pour le voltmètre efficace, une largeur de bande d'au moins 10 MHz à 3 dB. En outre, le gain différentiel de l'amplificateur doit être constant jusqu'à des niveaux bien inférieurs à celui du bruit, c'est-à-dire qu'un amplificateur à seuil ne peut pas être utilisé.

La présence d'impulsions de grande amplitude entraînera des lectures de tension erronées lorsque le facteur de crête du voltmètre sera dépassé. C'est pourquoi, le générateur d'impulsions doit être arrêté, lorsqu'une mesure de bruit est effectuée. Le bruit des sous-ensembles électroniques (en coulombs LMH) est donné par la relation:

$$\Delta Q_E = 2,355 V_g C_c \frac{e_{no}}{V_a}$$

Note. — Dans cette mesure, la largeur de bande finie du voltmètre peut constituer une source d'erreur. Si les constantes de temps de l'amplificateur en essai sont égales à T et si la fréquence limite supérieure de la bande passante du voltmètre de valeur efficace vraie est T_1 , la lecture du bruit sera trop faible d'un facteur $\frac{T}{T_1 + T}$.

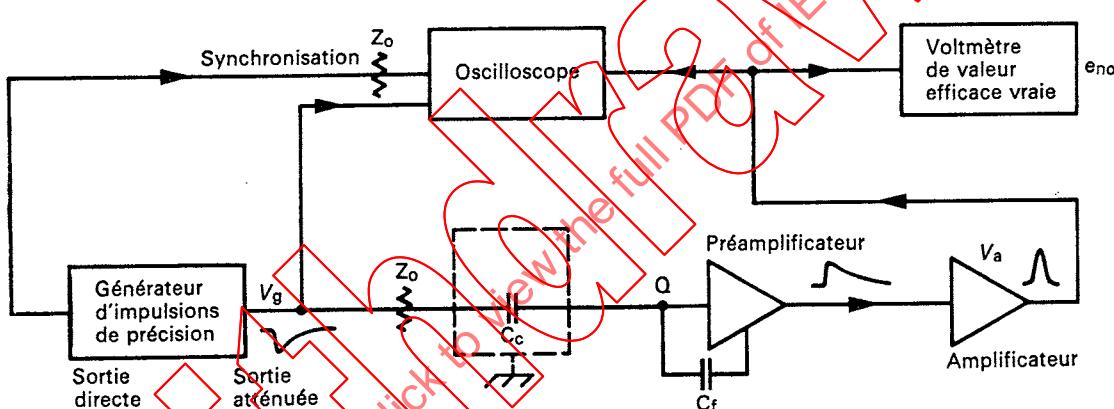


FIG. 5. — Mesure du bruit au moyen d'un oscilloscope et d'un voltmètre de valeur efficace vraie.

5. Bruit du préamplificateur

5.1 Influence du circuit de mise en forme

Les caractéristiques de bruit d'un préamplificateur peuvent être mesurées par les techniques décrites à l'article 4, si le préamplificateur est suivi d'un dispositif ayant une fonction de transfert bien définie, telle qu'un filtre passe-bas RC (intégrateur) et un filtre passe-haut CR (différentiateur) possédant des constantes de temps identiques et précisées. Les caractéristiques de ce préamplificateur, s'il est utilisé avec une autre technique de mise en forme, peuvent être calculées à partir des résultats obtenus avec une simple mise en forme RC-CR.

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 du réglage de l'amplificateur, la contribution de l'amplificateur principal peut être déterminée en mesurant e_{no} (figure 5) avec et sans le préamplificateur raccordé à l'amplificateur principal. Dans ce dernier cas, l'entrée de l'amplificateur principal est mise à la terre à l'aide d'une impédance égale à l'impédance de sortie du préamplificateur.

frequency of the amplifier pulse-shaping networks and having true r.m.s. readout. If an average reading voltmeter must be used, the scale reading is multiplied by 1.11 to obtain the true r.m.s. value for "white" noise. A suggested minimum 3 dB bandwidth for the true r.m.s. voltmeter is 10 MHz. In addition, the amplifier incremental gain must be constant down to below the noise level, i.e. a biased amplifier must not be used.

The presence of large-amplitude pulses will cause erroneous voltmeter readings when the crest factor of the voltmeter is exceeded. Therefore, the charge pulser must be turned off while noise voltage readings are taken. The electronic noise linewidth (FWHM) in coulombs is then:

$$\Delta Q_E = 2.355 V_g C_e \frac{e_{no}}{V_a}$$

Note. — A possible source of error in this measurement may be the finite bandwidth of the r.m.s. voltmeter. If the amplifier under test has equal time constants of T and if the r.m.s. voltmeter has a high frequency roll off time constant of T_1 , then the noise reading will be low by a factor $\frac{T}{T_1 + T}$.

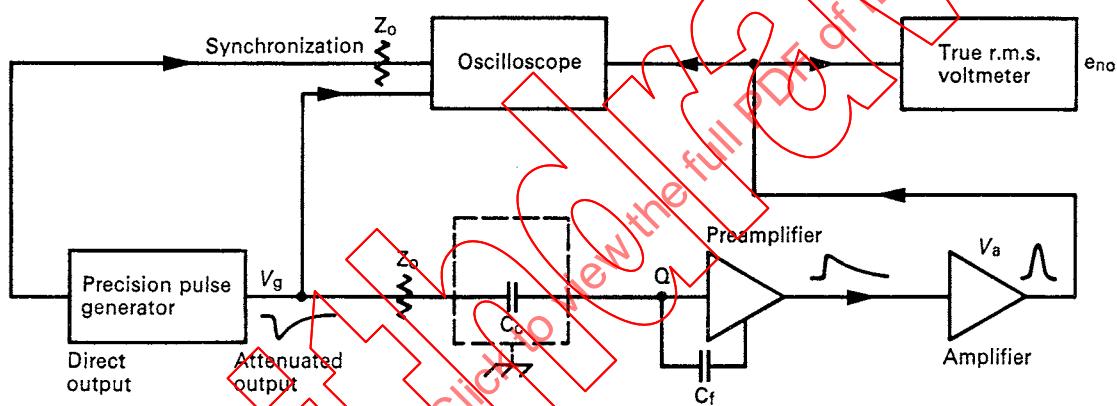


FIG. 5. — Noise measurement by oscilloscope and true r.m.s. voltmeter.

5. Preamplifier noise

5.1 Pulse-shaping effects

The noise performance of a preamplifier can be measured by the techniques outlined in Clause 4 if the preamplifier output is operated on by a completely specified transfer function such as one low-pass RC filter (integrator) and one high-pass CR filter (differentiator) of equal and stated time constants. The performance of this preamplifier, when used with any other pulse-shaping technique, can be calculated from data obtained with simple RC-CR pulse shaping.

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} (Figure 5) with and without the preamplifier connected to the main amplifier. In the latter case, the main amplifier input is shunted to earth through an impedance equal to the output impedance of the preamplifier.

5.2 Mesure de la résistance équivalente au bruit

Si la densité spectrale énergétique du bruit Φ peut être correctement représentée¹ par une relation de la forme:

$$\Phi = a + \frac{b}{\omega^2} \quad (1)$$

les caractéristiques de bruit du préamplificateur peuvent être complètement définies par les valeurs R_s , R_p et C_t ; R_s étant la résistance série équivalente au bruit, R_p la résistance parallèle équivalente au bruit, et C_t la capacité totale d'entrée du préamplificateur dont le condensateur de contre-réaction a été débranché et connecté aux bornes d'entrée (C_t comprend la totalité des capacités à l'entrée du préamplificateur: connecteurs, câblage, détecteur, etc.).

Tous les paramètres sont mesurés avec les tensions de fonctionnement normales. La figure 6 représente les résistances équivalentes au bruit et la capacité d'entrée du préamplificateur (sans contre-réaction). Le bruit de l'ensemble peut être calculé à partir de C_t et de la fonction de transfert de l'amplificateur principal à mise en forme. La figure 7, page 18, représente un montage d'essais utilisé pour les mesures de la résistance équivalente au bruit. La capacité d'entrée C_t peut être mesurée avec un capacimètre.

La résistance parallèle équivalente au bruit, R_p , (correspondant au terme $\frac{b}{\omega^2}$ dans l'équation (1)), est déterminée en comparant le bruit à la sortie de l'amplificateur avec le bruit obtenu avec des résistances de différentes valeurs. Pour cette mesure, le condensateur de contre-réaction n'est pas débranché. Ces comparaisons sont effectuées avec des constantes de temps de mise en forme telles que la contribution de ce bruit domine toutes les autres sources de bruit. Ceci est généralement le cas avec une mise en forme RC-CR de $\tau > 10 \mu s$ et une charge capacitive minimale à l'entrée. La valeur de la résistance qui provoque une augmentation du bruit à la sortie de 3 dB (41 %) par rapport à la mesure en circuit ouvert est la résistance parallèle équivalente au bruit R_p .

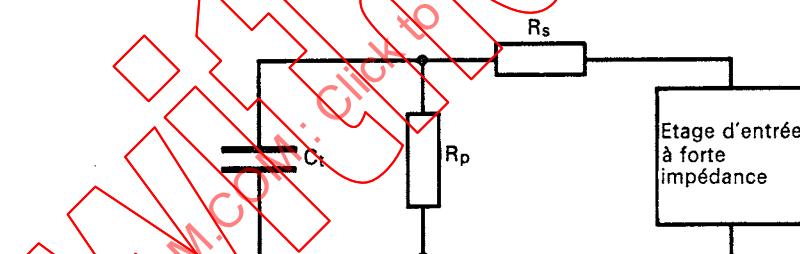


FIG. 6. — Circuit équivalent d'entrée du préamplificateur (sans contre-réaction).

La résistance série équivalente au bruit, R_s , (correspondant au terme « a » dans l'équation (1)), est déterminée en comparant le bruit à la sortie de l'amplificateur, entrée du préamplificateur en court-circuit, au bruit obtenu avec des résistances de différentes valeurs en parallèle sur l'entrée. Pour cette mesure, le condensateur à contre-réaction doit être débranché et la constante de temps de mise en forme doit être suffisamment courte pour que le bruit « blanc » soit dominant. Normalement une constante de temps de $1 \mu s$ est suffisamment courte. La valeur de la résistance pour laquelle le bruit à la sortie de l'amplificateur augmente de 3 dB (41 %) par rapport au fonctionnement d'entrée en court-circuit est la résistance série équivalente au bruit R_s .

¹ La densité spectrale énergétique du bruit des transistors à effet de champ n'est pas encore bien définie à ce jour (1969) et ne peut pas être représentée correctement par l'équation (1).

5.2 Measurement of equivalent noise resistance

If the noise power spectral density Φ is adequately described¹ by:

$$\Phi = a + \frac{b}{\omega^2} \quad (1)$$

then the preamplifier noise performance may be completely described by values R_s , R_p and C_t , where R_s is the series equivalent noise resistance, R_p is the parallel equivalent noise resistance, and C_t is the total input capacitance of the preamplifier with capacitive feedback disconnected and with the feedback capacitor connected across the input (including all capacitance across the preamplifier input: connectors, cable, detectors, etc.).

All parameters are measured with normal operating voltages present. Figure 6 illustrates the equivalent noise resistances and the preamplifier input capacitance (without feedback). The system noise can be calculated from knowledge of C_t and the transfer function of the pulse-shaping main amplifier. Figure 7, page 19, is a test set-up for making the noise resistance measurements. The input capacitance C_t can be measured with a capacitance meter.

The parallel equivalent noise resistance R_p (corresponding to $\frac{b}{\omega^2}$ in equation (1)) is determined by comparing the amplifier output noise with the noise generated by various values of resistors. For this measurement, the capacitive feedback is not disabled. These comparisons are made with pulse-shaping time constants selected so that this noise contribution dominates all other noise sources. This is usually the case for $\tau > 10 \mu s$ RC-CR shaping and a minimum of capacitive loading on the input. The resistor value that causes the output noise to increase 3 dB (41%) over the open-circuit measurement is the parallel equivalent noise resistance R_p .

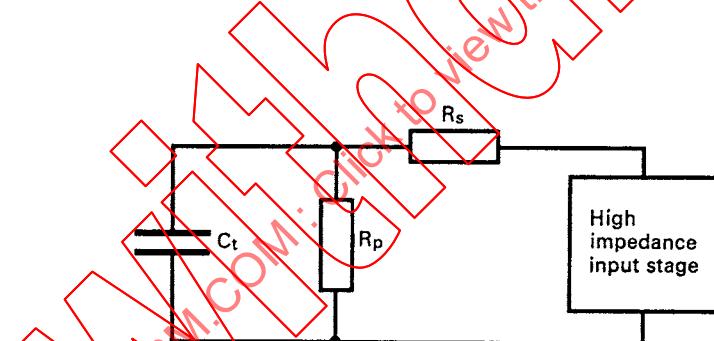


FIG. 6.— Equivalent input circuit of preamplifier (without feedback).

The series equivalent noise resistance R_s (corresponding to "a" in equation (1)) is determined by comparison of the amplifier output noise for the shorted-input condition with that obtained for various values of resistors in shunt across the input. For this measurement, the capacitive feedback must be disabled and the pulse-shaping time constant must be short enough that "white" noise is dominant. Usually 1 μs is sufficiently short. The resistor value for which the amplifier output noise increases 3 dB (41%) over the shorted-input condition is the equivalent series noise resistance R_s .

¹ Field effect transistor noise power spectral density is not well characterized at this time (1969) and may not be adequately represented by equation (1).

Lorsque R_s n'est pas négligeable devant R_p , R_s sera mesuré en premier lieu et, dans les lectures concernant R_p , sa contribution sera soustraite.

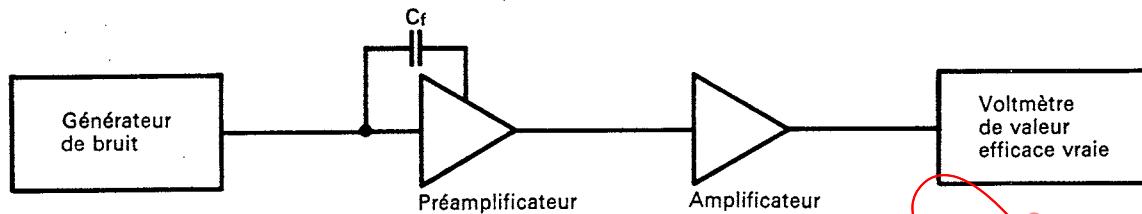


FIG. 7a. — Schéma.

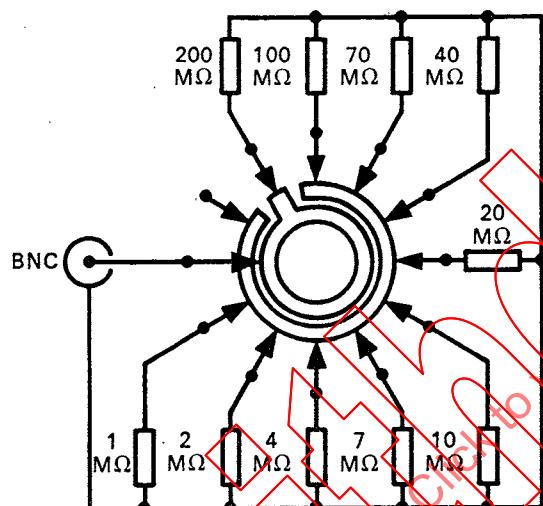


FIG. 7b. — Dispositif simulateur de R_p .

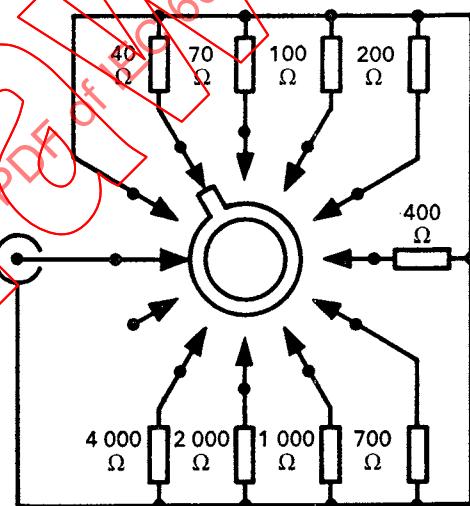


FIG. 7c. — Dispositif simulateur de R_s .

FIG. 7. — Mesure des résistances équivalentes au bruit.

5.3 Bruit exprimé en fonction de la charge capacitive extérieure et des constantes de temps de mise en forme

Les mesures et les spécifications du bruit à l'aide des techniques décrites dans les paragraphes 4.1 et 4.2 peuvent être exprimées en fonction de la charge capacitive extérieure, si les constantes de temps de mise en forme RC-CR sont aussi précisées. On peut également représenter la charge équivalente au bruit en fonction des constantes de temps de mise en forme pour une charge capacitive extérieure donnée, ou en fonction de la charge capacitive extérieure pour une constante de temps de mise en forme donnée. Des courbes types sont représentées par les figures 8, 9 et 10, pages 20 et 22 (les figures 9 et 10 représentent des sections à travers la surface définie par la figure 8). En général, cette caractéristique sera représentée comme sur la figure 10 pour différentes valeurs de la constante de temps.

In cases where R_s is not negligible compared to R_p , R_s should be measured first and then its contribution subtracted from the readings in determining R_p .

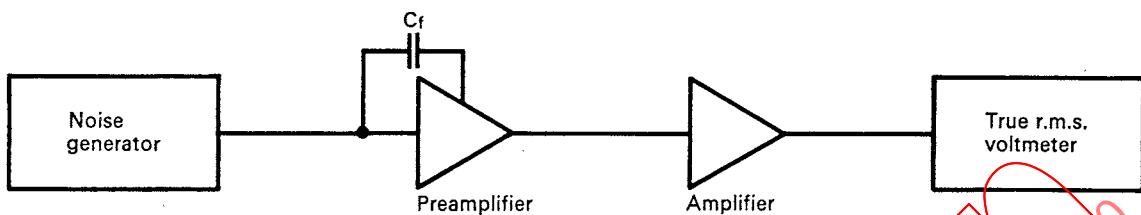


FIG. 7a. — Block diagram.

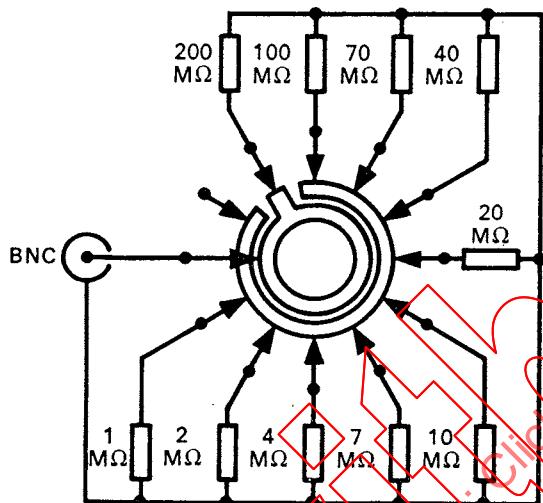


FIG. 7b. — Components to simulate R_p .

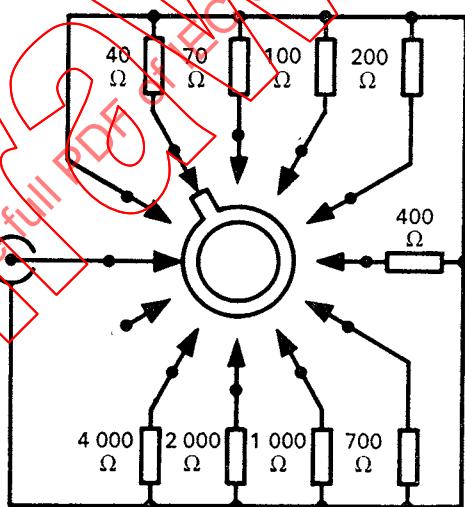


FIG. 7c. — Components to simulate R_s .

FIG. 7. — Measurement of equivalent noise resistances.

5.3 Noise expressed as a function of external capacitive loading and pulse-shaping time constant

Measurement and specification of noise by the techniques described in Sub-clauses 4.1 and 4.2, may be stated as a function of external capacitive loading, if the RC-CR pulse-shaping time constant is also specified. Alternatively, the equivalent noise charge may be plotted as a function of the pulse-shaping time constant for a fixed external capacitive loading, or as a function of the external capacitive loading for a fixed pulse-shaping time constant. Typical plots are shown in Figures 8, 9 and 10, pages 21 and 23 (note that Figures 9 and 10 are sections through the surface displayed in Figure 8). In general, the data should be plotted as in Figure 10 for various time constants.

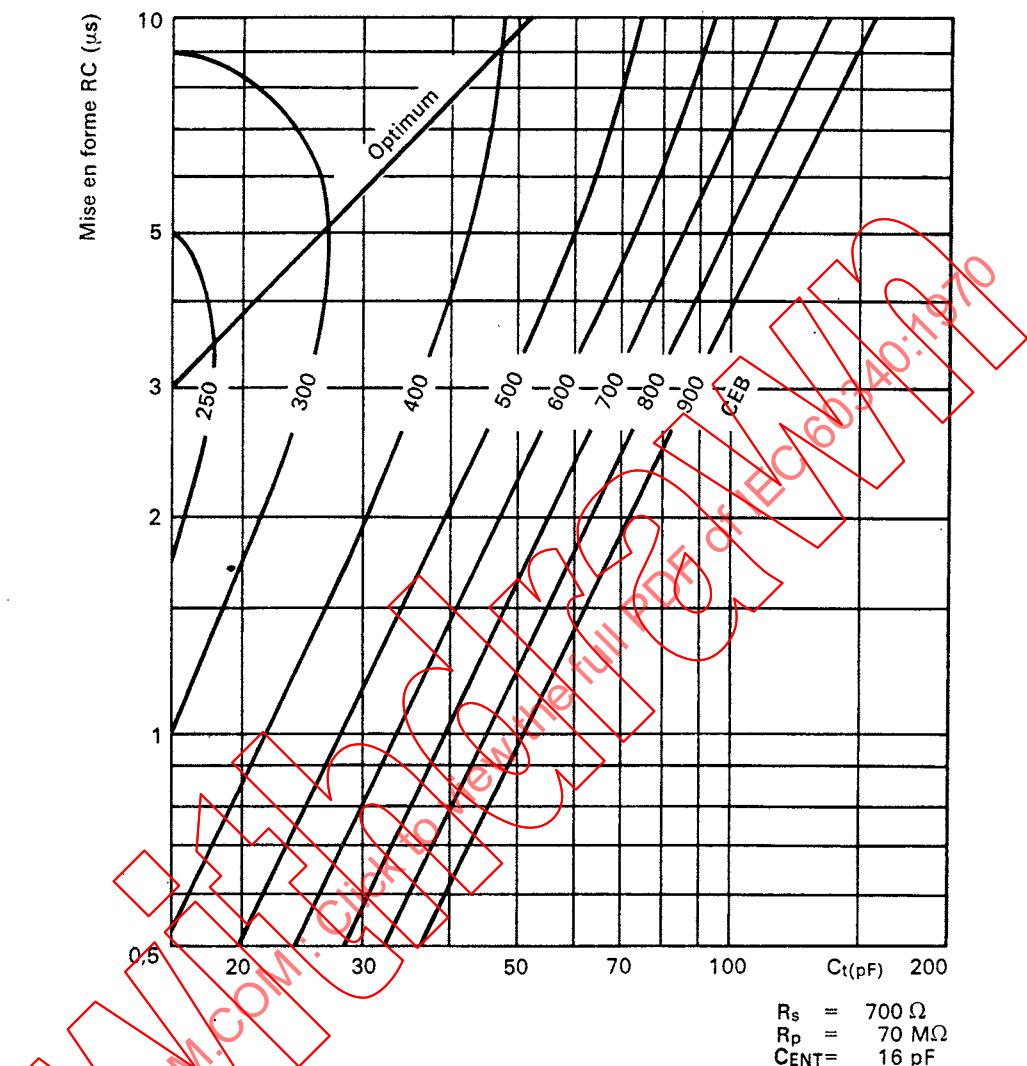


FIG. 8. — Courbes représentatives du bruit du préamplificateur en unités de charge équivalente au bruit (CEB), en fonction de la capacité et des constantes de temps de mise en forme.

6. Bruit de l'amplificateur principal

6.1 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_{ni} ramenée à l'entrée de l'amplificateur principal.

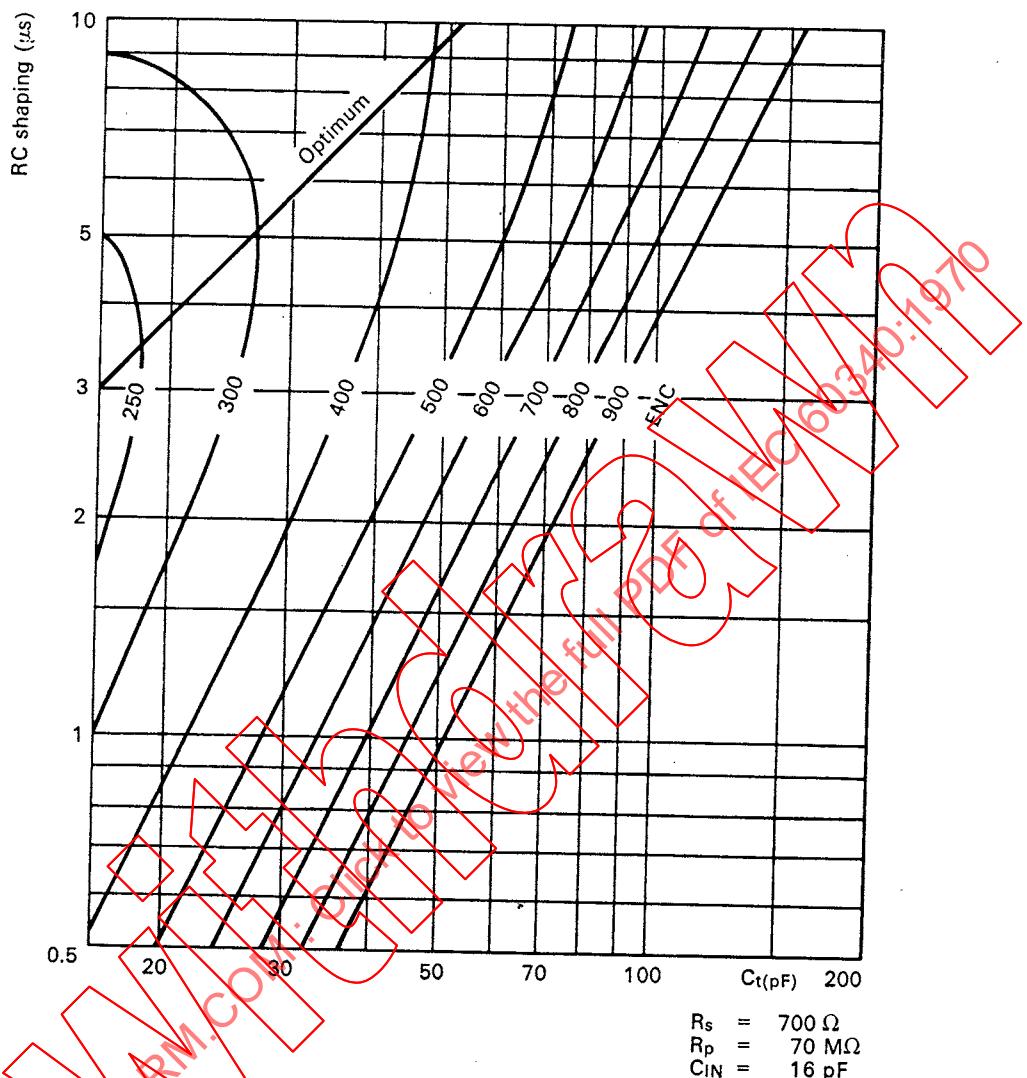


FIG. 8. — Typical displays of preamplifier noise in units of equivalent noise charge (ENC) against capacitance and pulse-shaping time constants.

6. Main amplifier noise

6.1 Equivalent noise referred to input

The noise contribution from the main amplifier to the system noise performance can be assessed by measuring the equivalent noise voltage e_{ni} referred to the input of the main amplifier.

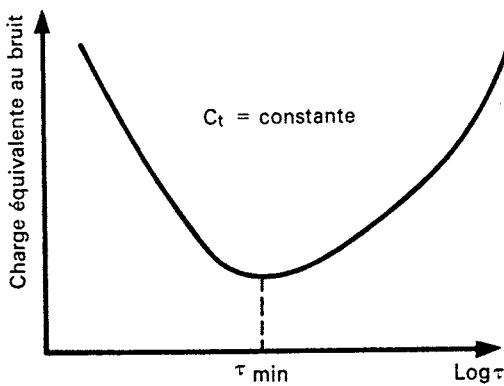


FIG. 9. — Bruit en fonction de la constante de temps pour une charge capacitive donnée.

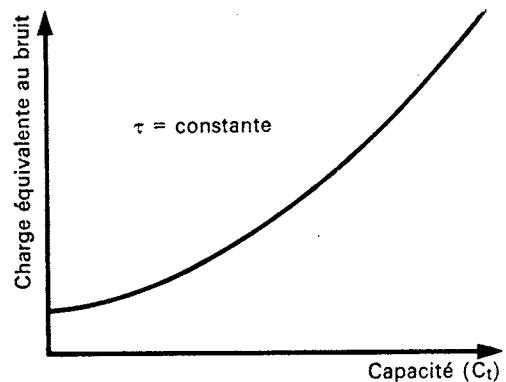


FIG. 10. — Bruit en fonction de la capacité pour une constante de temps de mise en forme donnée.

Ce bruit est mesuré à l'aide du montage représenté sur la figure 11. Une impulsion de tension V_g produite par un générateur de précision (voir le paragraphe 3.2) est appliquée à l'entrée de l'amplificateur, et la valeur de crête de l'impulsion de sortie V_a est mesurée sur l'oscilloscope. L'entrée de l'amplificateur est alors mise à la terre à travers une impédance égale à l'impédance de sortie du préamplificateur dont la valeur doit être indiquée. Si on ne connaît pas le préamplificateur qui sera utilisé, les amplificateurs principaux de faible impédance d'entrée ($< 200\Omega$) devront être essayés avec l'entrée directement reliée à la terre. Les amplificateurs de grande impédance d'entrée devront être essayés avec l'entrée reliée à la terre par l'intermédiaire d'une impédance convenable dont la valeur sera notée. La tension de bruit à la sortie e_{no} de l'amplificateur est mesurée au moyen du voltmètre de valeur efficace vraie. Le bruit équivalent ramené à l'entrée e_{ni} est défini par la relation:

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

Le type du circuit de mise en forme doit être précisé, si ce n'est pas le filtre simple RC-CR qui est utilisé, et la constante de temps des filtres ($\tau = RC$) doit être indiquée. Si le bruit est « blanc », e_{ni} sera inversement proportionnel à la racine carrée de la constante de temps du filtre. La caractéristique de bruit de l'amplificateur principal peut aussi être exprimée sous forme d'une résistance équivalente au bruit à l'entrée.

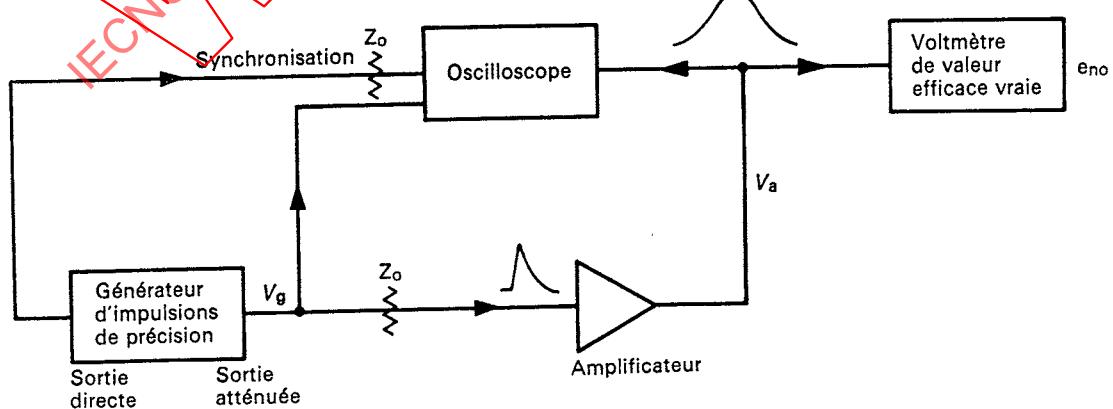


FIG. 11. — Mesure du bruit de l'amplificateur principal.

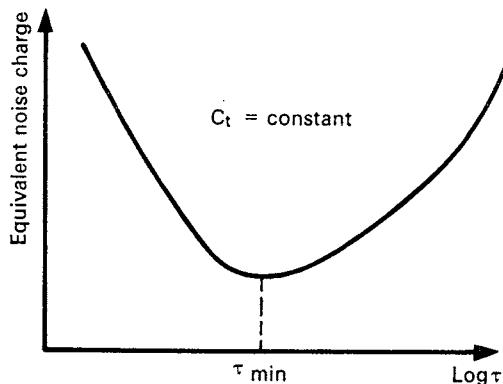


FIG. 9. — Noise versus time constant for fixed capacitive loading.

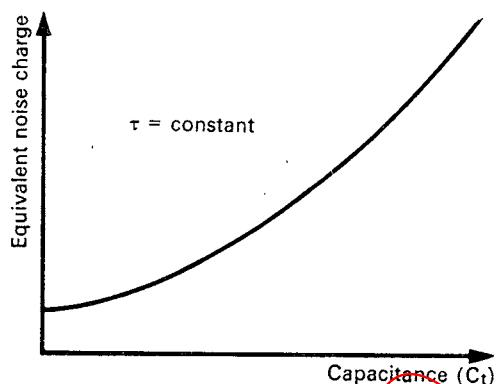


FIG. 10. — Noise versus capacitance for fixed pulse-shaping time constant.

This noise is measured by the circuit arrangement of Figure 11. A voltage pulse V_g from a precision-pulse generator (see Sub-clause 3.2) is applied to the amplifier input, and the peak value of the output pulse V_a is measured on the oscilloscope. The input terminal of the amplifier is then shunted to earth through an impedance equal to the output impedance of the preamplifier and this value shall be stated. Where the preamplifier to be used is not known, main amplifiers of low input impedance ($< 200\Omega$) should be tested with the input shorted to earth. Amplifiers of high input impedance should be tested with appropriate impedance to earth, the value of which shall be stated. The output noise voltage e_{no} of the amplifier is measured on the true r.m.s. voltmeter. The equivalent noise referred to the input e_{ni} is defined as:

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

The type of pulse shaping must be specified if the simple RC-CR filter is not used, and the time constant of the filters ($\tau = RC$) must be stated. If the noise is "white", the e_{ni} will have an inverse square-root dependence on the filter time constant. The noise performance of the main amplifier can also be stated in terms of an equivalent input noise resistance.

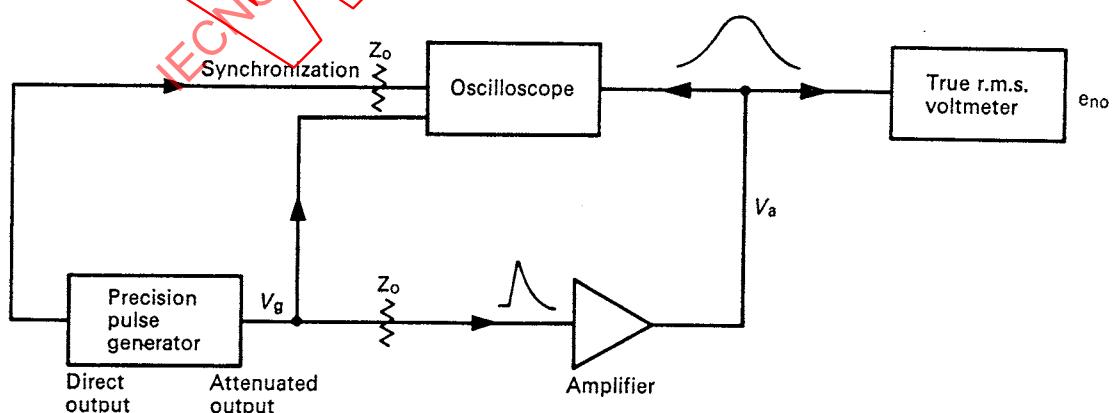


FIG. 11. — Measurement of main amplifier noise.

6.2 Influence des circuits de mise en forme de l'amplificateur principal sur le bruit total

Si la mise en forme utilisée dans l'amplificateur principal est différente d'un simple filtre RC-CR, l'influence de l'amplificateur principal sur le bruit de l'ensemble peut être exprimée de l'une des trois façons suivantes:

- par le rapport du bruit total de l'ensemble, utilisant sa mise en forme, au bruit obtenu avec un simple filtre RC-CR;
- par les caractéristiques du gain de l'amplificateur et sa réponse en fréquence pour une onde sinusoïdale;
- par la fonction de transfert de l'amplificateur.

7. Linéarité en amplitude

7.1 Mesure de la non-linéarité intégrale par la méthode du pont

Un ensemble d'amplification d'impulsions idéal fournit une impulsion de sortie dont l'amplitude est exactement 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 définie au paragraphe 3.4.

Elle peut être mesurée au moyen du montage représenté par la figure 12. L'impulsion du générateur d'impulsions de précision emprunte trois voies: une voie vers l'entrée « synchronisation » de l'oscilloscope, et deux voies vers le réseau de sommation à résistances, l'une directe et l'autre par l'intermédiaire des atténuateurs et de l'ensemble d'amplification.

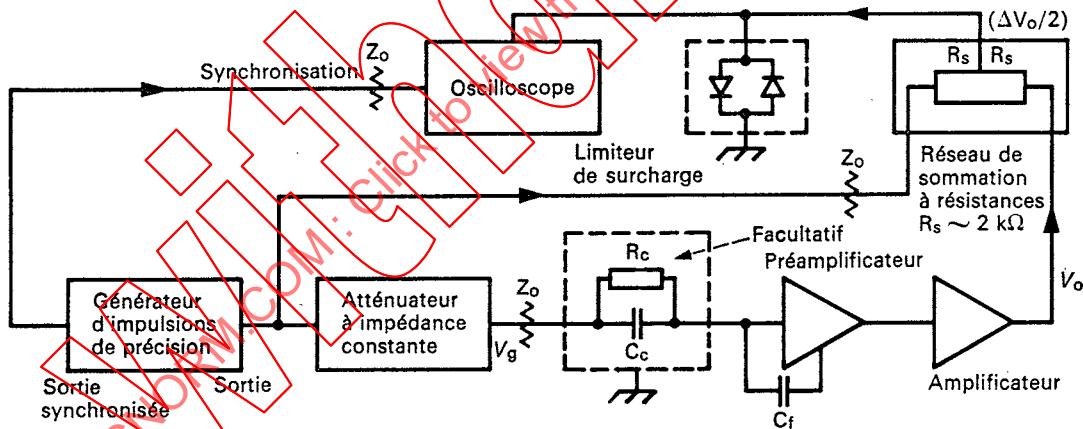


FIG. 12. — Mesure de la non-linéarité intégrale par la méthode du pont. (L'atténuateur peut être incorporé au générateur d'impulsions.)

Une inversion de phase doit se produire dans l'une des voies, de sorte qu'une différence de deux signaux apparaisse au point de sommation. Si l'amplificateur ou le préamplificateur n'amène pas d'inversion de phase, un inverseur de phase séparé doit être inséré dans l'une des voies. Un atténuateur 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, page 26, présente une forme d'onde caractéristique de la non-linéarité ΔV_o . 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

6.2 Effects of main amplifier pulse shaping on total noise

If the pulse shaping used in the main amplifier is other than a simple RC-CR filter, the main amplifier effect on system noise can be expressed in any of three ways:

- a ratio of total system noise using the actual pulse shaping compared to the noise performance obtained with the simple RC-CR filter;
- the amplifier pulse gain and the sine-wave frequency response characteristics;
- the amplifier transfer function.

7. Pulse-height linearity

7.1 Integral non-linearity measurement by the bridge method

An ideal pulse amplifier system produces an output pulse with an amplitude exactly proportional to that of the input pulse. Deviation from exact proportionality is described as non-linearity. Integral non-linearity, INL, is defined in Sub-clause 3.4.

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

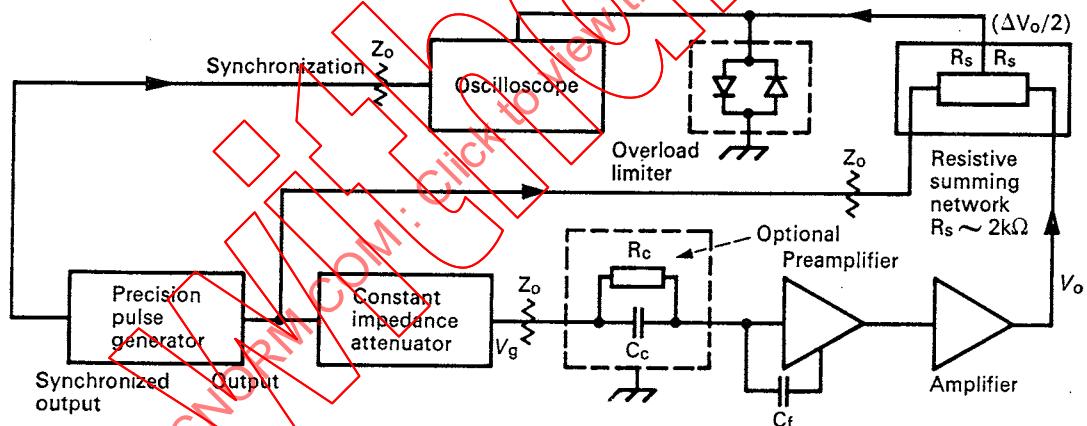


FIG. 12. — Measurement of integral non-linearity by the bridge method. (Attenuator may be within pulse generator.)

Phase 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 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 pulse generator. Figure 13, page 27, displays a typical waveform of ΔV_o . The difference in the waveforms of the pulse generator and the amplifier causes a large initial excursion which 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 roughly matching

l'écran de l'oscilloscope si le gain est suffisamment élevé pour mesurer une NLI de quelques pourcent. Cet effet de surcharge de l'oscilloscope peut être minimisé en égalisant approximativement le temps de montée des impulsions de sortie du générateur et de l'amplificateur, et en utilisant un limiteur de surcharge comme indiqué à la figure 12, page 24. Le limiteur de surcharge peut par exemple consister en diodes semiconductrices à basse capacité en H.F. (telles que des diodes Schottky) connectées tête-bêche. L'égalisation approximative des temps de montée peut être réalisée en insérant un filtre passe-bas avant le réseau de sommation à résistances.

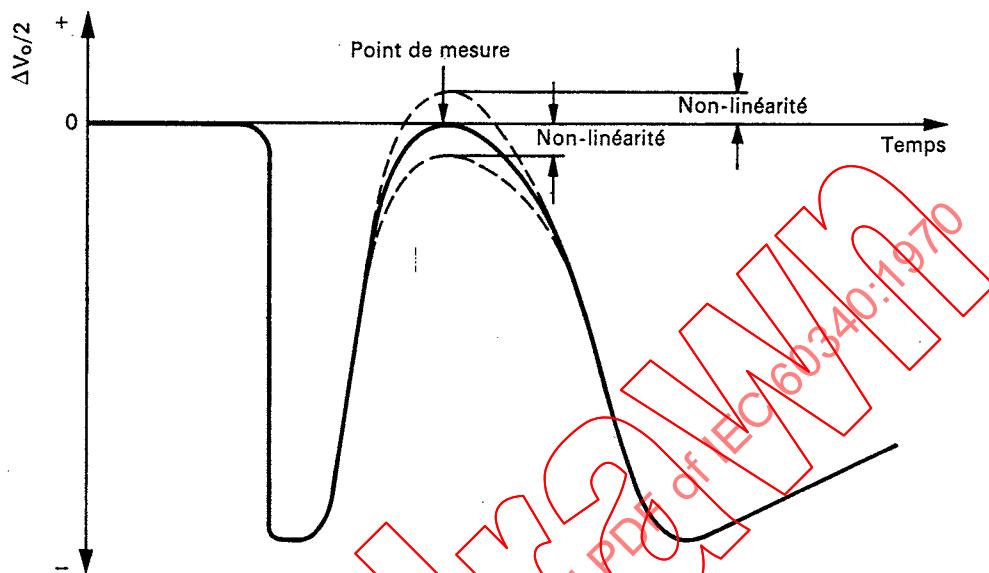


FIG. 13. — Mesure de la non-linéarité intégrale par la méthode du pont. Forme d'onde caractéristique apparaissant sur l'oscilloscope.

La mesure est effectuée de la façon suivante. On règle le gain de l'amplificateur principal à sa valeur maximale, puis on ajuste l'amplitude du générateur d'impulsions et le réglage de l'atténuateur jusqu'à ce que la tension de sortie de l'amplificateur atteigne la valeur $V_o(\text{max.})$, tension de sortie linéaire maximale spécifiée par le constructeur, et que $\Delta V_o = 0$. L'amplitude de l'impulsion est alors réduite, en laissant toutes les autres conditions (y compris le réglage de l'atténuateur) inchangées, et on trace la courbe de ΔV_o en fonction de l'amplitude de sortie de l'amplificateur.

Note. — La NLI dépendra du gain de l'amplificateur et des conditions de mise en forme.

Pour un certain choix de réglages de l'amplificateur, la NLI est donnée par l'équation:

$$\text{NLI} = \frac{100 |\Delta V_o|_{\text{max.}}}{V_o(\text{max.})} \%$$

$|\Delta V_o|_{\text{max.}}$ est la valeur maximale de ΔV_o obtenue pour un signal de sortie compris entre zéro et $V_o(\text{max.})$ et pour les réglages donnés de l'amplificateur.

Lorsqu'elle est indiquée par un simple nombre sans qualificatif, la NLI ne devra pas dépasser ce nombre pour n'importe quel 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.

7.2 Non-linéarité différentielle

La non-linéarité différentielle NLD, définie au paragraphe 3.4, s'exprime par l'équation:

$$\text{NLD} = 100 \left[1 - \frac{\frac{\Delta V_g}{\Delta V_o} (\text{mesuré})}{\frac{\Delta V_g}{\Delta V_o} (\text{référence})} \right] \%$$

the pulse generator output rise time to the amplifier rise time and using an overload limiter as shown in Figure 12, page 25. The overload limiter may, for example, consist of low-capacitance high-frequency semiconductor diodes (such as Schottky barrier diodes) connected back-to-back. The rise time match may be accomplished by inserting a low-pass filter preceding the resistive summing network.

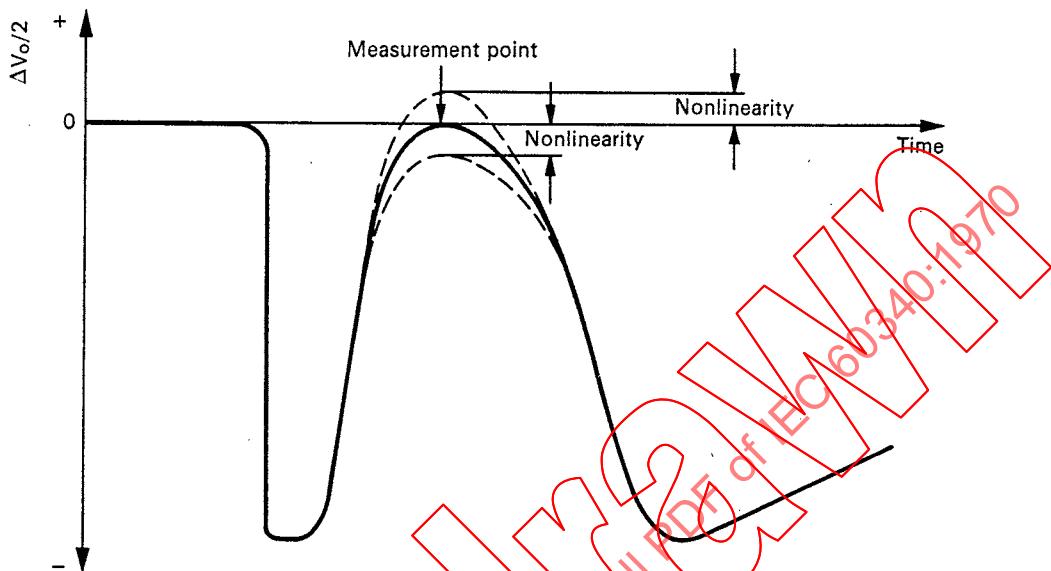


FIG. 13. — Measurement of integral non-linearity by the bridge method. Typical waveform as viewed on oscilloscope.

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 linear output, V_o (max.) specified by the manufacturer and $\Delta V_o = 0$. The pulse is then reduced, leaving all other conditions (including attenuator setting) fixed to allow plotting of ΔV_o 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, INL is given by equation:

$$\text{INL} = \frac{100 |\Delta V_o|_{\text{max.}}}{V_o(\text{max.})} \%$$

$|\Delta V_o|_{\text{max.}}$ is the maximum value of ΔV_o obtained over the range from zero to V_o (max.) for the particular amplifier settings.

When characterized by a single unqualified number, the INL shall not exceed that number at any amplifier settings. 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.

7.2 Differential non-linearity

Differential non-linearity DNL, defined in Sub-clause 3.4, is expressed by the equation:

$$\text{DNL} = 100 \left[1 - \frac{\frac{\Delta V_g}{\Delta V_o} (\text{measured})}{\frac{\Delta V_g}{\Delta V_o} (\text{reference})} \right] \%$$

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. Il est recommandé que cette courbe de référence soit une ligne droite passant par l'origine et par le point correspondant à la tension de sortie nominale maximale V_o (max.). Le montage de la figure 3, page 10, peut être utilisé pour obtenir la courbe de l'amplitude de sortie en fonction de l'amplitude d'entrée. Une courbe caractéristique est représentée sur la figure 14.

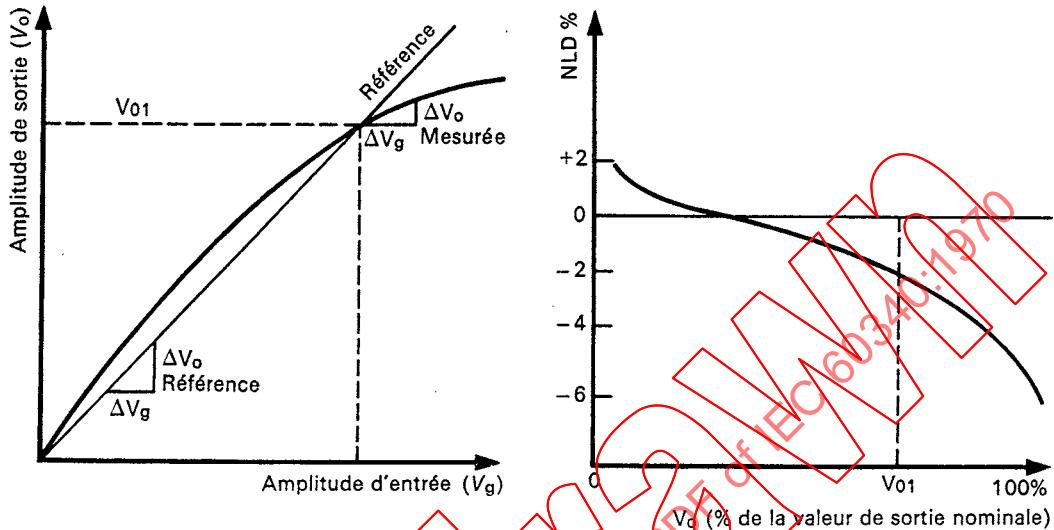


FIG. 14. — Mesure et représentation de la non-linéarité différentielle (NLD).

On peut aussi mesurer et représenter la NLD en remplaçant le générateur d'impulsions de précision de la figure 3 par un générateur d'impulsions à densité d'amplitude constante. L'enveloppe des impulsions fournies par ce générateur étant triangulaire, comme le représente la figure 15, il fournit un nombre égal d'impulsions d'amplitudes différentes dans un intervalle de temps très supérieur à la période de l'enveloppe. Le nombre d'impulsions dans chaque canal d'un analyseur multicanal, après corrections dues aux non-linéarités de l'analyseur et du générateur d'impulsions à densité d'amplitude constante, sera constant si la NLD est nulle. La NLD mesurée ainsi est:

$$NLD = 100 \left[1 - \frac{N_x}{N_m} \right] \%$$

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

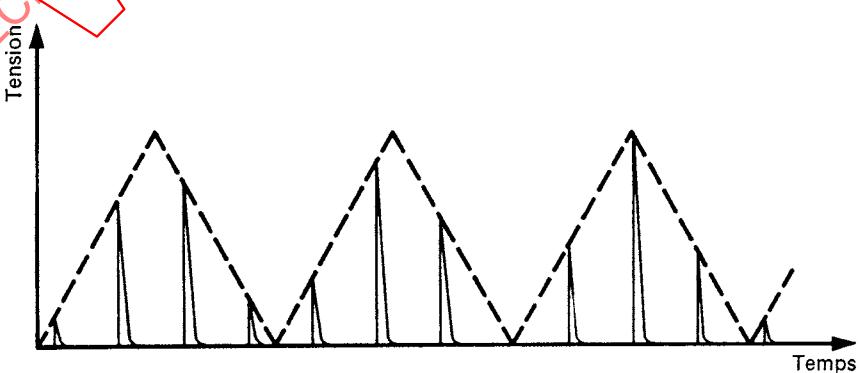


FIG. 15. — Forme du signal fourni par le générateur d'impulsions à densité d'amplitude constante.

This definition gives the percentage departure in slope of the plot of input versus output from the slope of a reference line which shall be stated. It is recommended that the reference line be a straight line drawn through the origin and the point corresponding to maximum rated linear output V_o (max.). The set-up of Figure 3, page 11, may be used to obtain a plot of output pulse amplitude versus input pulse amplitude. A typical plot is shown in Figure 14.

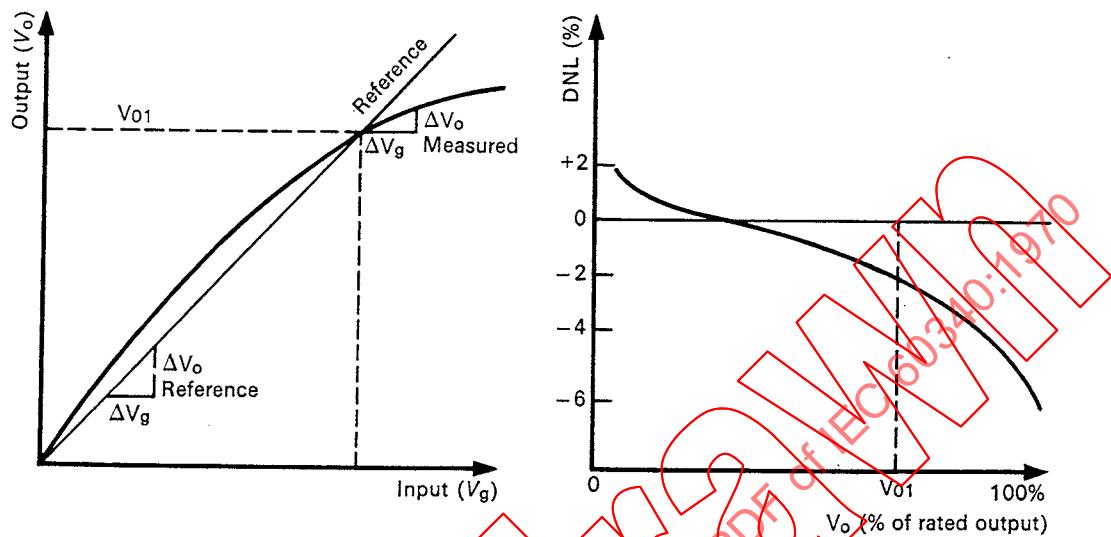


FIG. 14. — Measurement and display of differential non-linearity (DNL).

DNL can also be measured and displayed by the substitution of a sliding pulser for the precision-pulse generator of Figure 3. The output of a sliding pulser consists of pulses with an amplitude envelope of triangular form, as shown in Figure 15, thus giving an equal number of pulses of all heights in a time interval that is much longer than the envelope period. The number of counts in each channel of a multichannel analyser, after correction for non-linearity of the analyser and sliding pulser alone, will be the same if there is zero DNL. The DNL measured in this way is:

$$DNL = 100 \left[1 - \frac{N_x}{N_m} \right] \%$$

where:

N_x is the number of counts in channel x

N_m is the number of counts per channel averaged over all the channels up to that channel corresponding to maximum rated linear output

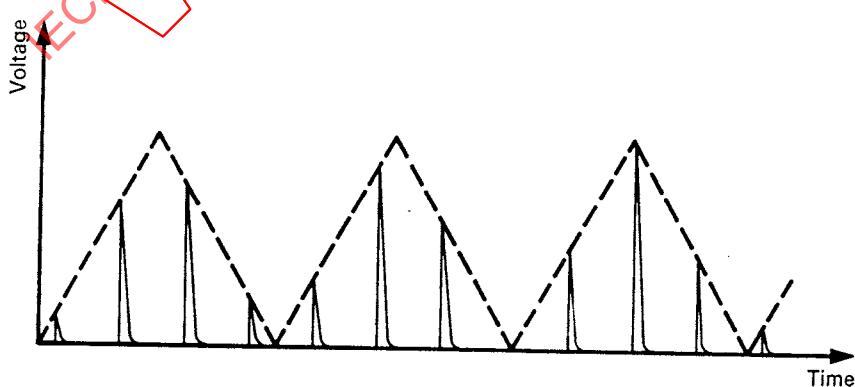


FIG. 15. — Sliding-pulser waveform.

Lorsqu'elle est indiquée par un simple nombre sans qualificatif, la NLD ne devra pas dépasser ce nombre dans toute l'étendue indiquée pour n'importe quel 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.

7.3 Amplificateurs à seuil

La figure 16 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 d'un amplificateur à seuil (NLI_{seuil}) est définie par l'équation:

$$NLI_{\text{seuil}} = 100 \frac{V_{o2} - V_{o1}}{\frac{V_{\text{seuil}} \cdot \Delta V_o}{\Delta V_a} + V_{o1}} \%$$

où:

V_{seuil} est la tension de polarisation de seuil

Contrairement à ce que l'on observe pour la NLI de l'amplificateur principal, la non-linéarité maximale dans un amplificateur à seuil se produit généralement au voisinage du seuil.

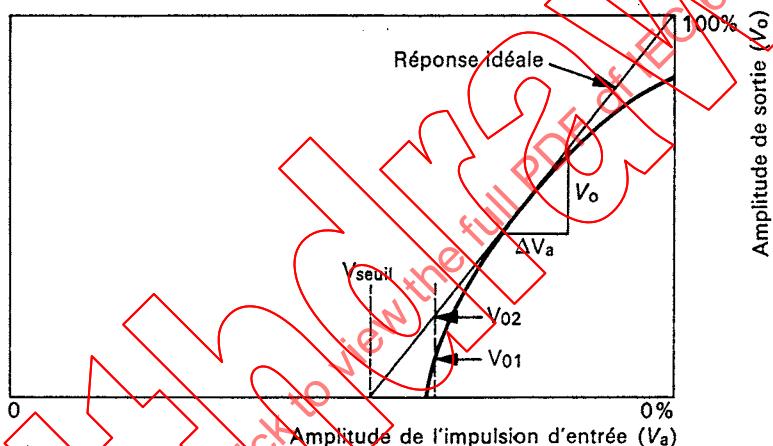


FIG. 16. — Mesure de la NLI d'un amplificateur à seuil.

La définition de la NLD, donnée au paragraphe 7.2, est la même pour un amplificateur à seuil que pour un amplificateur normal, mais l'origine de la courbe est reportée à la valeur du seuil.

Lorsqu'elle est indiquée par un simple nombre sans qualificatif, la NLD ne devra pas dépasser ce nombre pour n'importe quel 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.

8. Influence du taux de comptage

8.1 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 32, 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 une impulsion d'entrée de charge connue, qui est traitée par l'analyseur multicanal. L'analyseur est monté en coïncidence pour le générateur d'impulsions uniquement. Les impulsions aléatoires sont fournies par un détecteur

When characterized by a single unqualified number, the DNL shall not exceed that number anywhere within the specified range at any amplifier settings. 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.

7.3 Biased amplifiers

Figure 16, is a typical plot of output pulse amplitude versus input pulse amplitude of a biased amplifier. The integral non-linearity of a biased amplifier (INL_{bias}) is defined by the equation:

$$\text{INL}_{\text{bias}} = 100 \frac{\frac{V_{o2} - V_{o1}}{V_{\text{bias}} \cdot \Delta V_a} + V_{o1}}{\Delta V_a} \%$$

where:

V_{bias} is the threshold bias

In contrast to main amplifier INL, the maximum non-linearity in a biased amplifier usually occurs near the bias threshold.

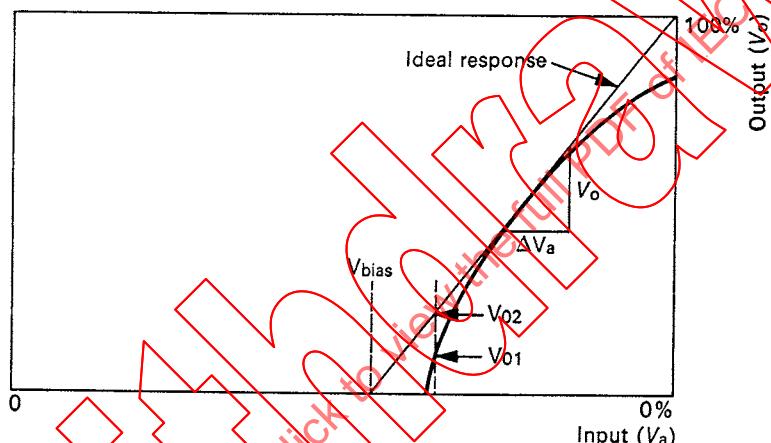


FIG. 16. — Measurement of INL for a biased amplifier.

The definition of DNL, given in Sub-clause 7.2, is the same for biased amplifiers as for normal amplifiers, except that the origin of the curve becomes the threshold.

When characterized by a single unqualified number, the DNL shall not exceed that number at any amplifier settings. 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.

8. Count-rate effects

8.1 Pulse-height distribution peak shift

The peak location of a pulse-height distribution, or mode, may exhibit dependence on total counting rate. The experimental set-up shown in Figure 17, page 33, provides a means to measure pulse-height mode shift as a function of average counting rate for random pulse spacing in time. The precision pulse generator provides a pulse of fixed input charge which is examined by the multichannel analyser. The analyser is coincidence gated for the generator pulse only. The random time-spaced charge pulses are provided by a 50.8 mm × 50.8 mm NaI (Tl) scintillator-photomultiplier. The anode

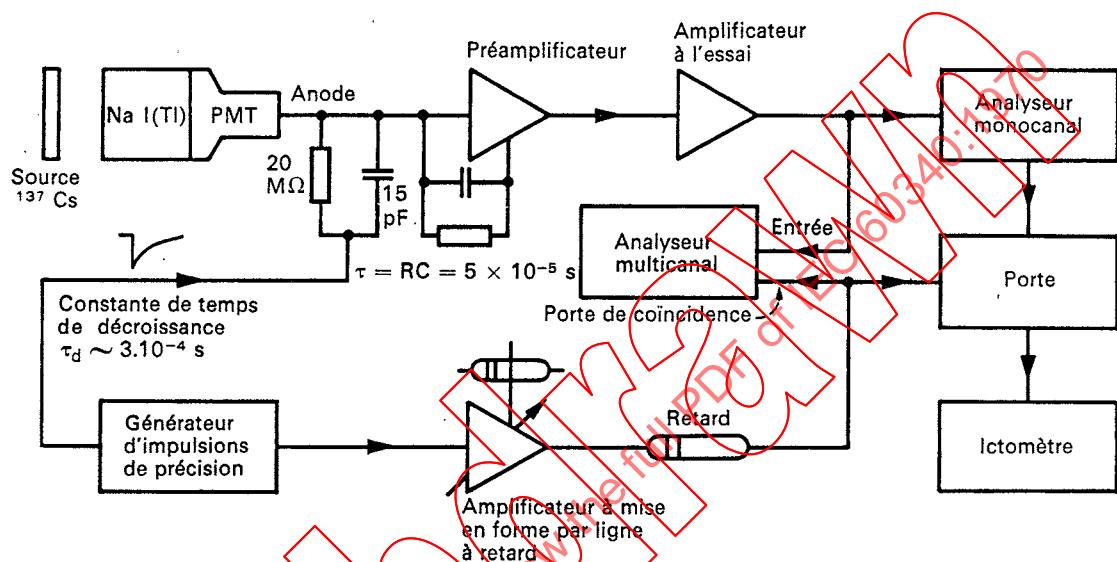


FIG. 17. — Mesure de l'influence du taux de comptage sur la distorsion spectrale.

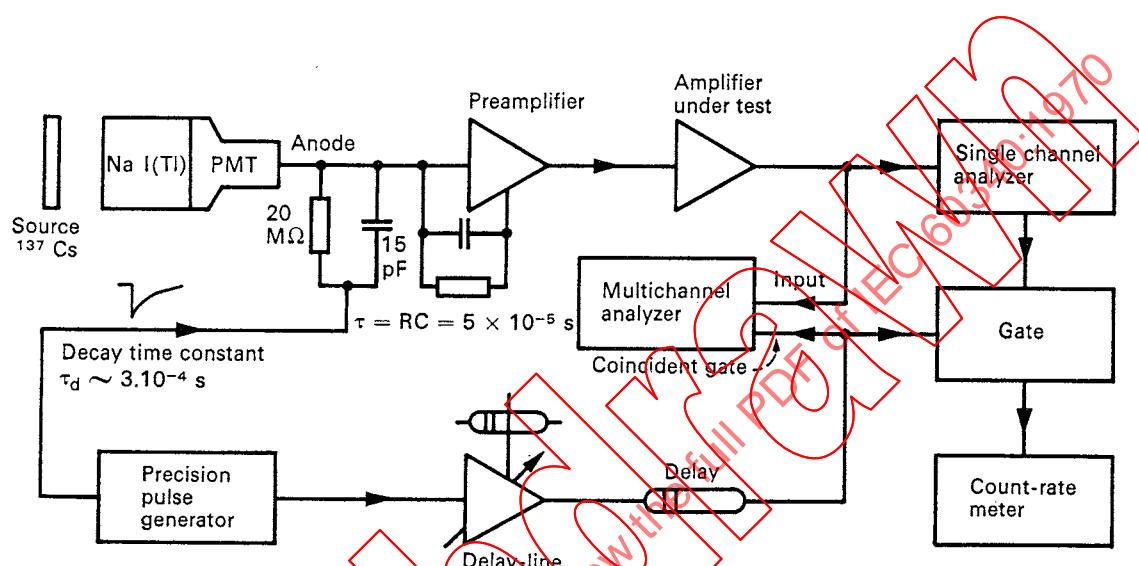


FIG. 17. — Measurement of counting rate effect on spectral distortion.

à scintillation composé d'un cristal de NaI (Tl) de $50,8 \text{ mm} \times 50,8 \text{ mm}$ associé à un photomultiplicateur. L'anode du photomultiplicateur est connectée au préamplificateur et se comporte comme une source de charges aléatoires. On modifie le taux de comptage en faisant varier la distance entre la source de ^{137}Cs et le scintillateur, et on mesure ce taux de comptage avec l'ictomètre. A faible taux de comptage on pourra régler le pic du ^{137}Cs (661 keV) à 70 % de la valeur de la sortie linéaire maximale prévue pour l'amplificateur et l'impulsion fournie par le générateur à une valeur supérieure de 20 % (soit 84 %). On augmentera alors le taux de comptage et on relèvera le déplacement du pic des impulsions du générateur sur l'axe des amplitudes de l'analyseur multicanal en fonction du taux de comptage total. Le déplacement du spectre après correction de toutes les dérives dues à l'analyseur et au préamplificateur seuls constitue le déplacement en amplitude.

8.2 Modification de la forme du spectre

Le montage représenté sur la figure 17, page 32, est utilisé pour cette mesure. L'impulsion de sortie du générateur de précision est réglée à une valeur égale à 1,2 fois le pic photoélectrique de 661 keV du ^{137}Cs . On mesure la LMH du pic des impulsions du générateur, (Δn), pour plusieurs taux de comptage, et on l'indique sous forme de tableau ou de courbe.

9. Influence de la surcharge

9.1 Généralités

Le comportement d'un amplificateur lorsqu'une impulsion d'entrée l'amène loin dans la région de surcharge dépend de nombreux paramètres. L'ordre dans lequel les différentes parties de l'amplificateur se surchargent peut dépendre des réglages du gain et des constantes de temps. L'impulsion de charge du détecteur doit être simulée avec précision, sinon la sous-oscillation produite par la décroissance de l'impulsion du générateur de précision devient un facteur déterminant du temps de restitution. On peut aussi utiliser un générateur d'impulsions rectangulaires, auquel cas l'élimination des effets de la paire « pôle-zéro » dus à C_e n'est plus nécessaire. De même, le filtre passe-haut, normalement utilisé entre le préamplificateur et l'amplificateur principal, va fortement influencer le temps de restitution pour les grandes impulsions de surcharge. Tous les réglages du gain et les constantes de temps doivent être précisés lorsque l'on donne la valeur du temps de restitution après surcharge.

9.2 Temps de restitution du gain de l'amplificateur

On estime qu'un amplificateur est réutilisable après surcharge, lorsque le signal de sortie est revenu à la ligne de base et que le gain pour les signaux faibles est redevenu normal. Après une impulsion ayant provoqué la saturation, l'impulsion de sortie de la plupart des amplificateurs retourne à la ligne de base avant que le gain ne soit redevenu normal. Le retour au gain normal peut être généralement constaté par la réapparition du bruit, ou « herbe », sur l'écran de l'oscilloscope, à condition que ce bruit observé provienne bien de l'entrée du préamplificateur. On peut injecter du « bruit artificiel » à l'entrée avec l'impulsion provoquant la saturation, pour être averti du retour du gain de l'amplificateur à sa valeur normale. Le montage représenté sur la figure 18, page 36, permet une mesure rapide du temps de restitution de l'amplificateur après une impulsion provoquant la saturation, et une photographie de l'écran de l'oscilloscope fournit un enregistrement permanent de ce temps de restitution.

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 du réseau de sommation à résistances. La combinaison parallèle de R_e et C_e est en série avec le générateur d'impulsions. Le produit $R_e C_e$ doit être égal à la constante de temps de décroissance exponentielle du signal du générateur d'impulsions. La restitution du gain après surcharge pour un amplificateur type est représentée sur la

of the photomultiplier is connected to the preamplifier and appears as a random time-spaced charge source. The counting rate is varied by adjusting the spacing of the radiation source, ^{137}Cs to the NaI(Tl) crystal and is measured with the count-rate meter. At low count rates the ^{137}Cs peak (661 keV) should be set at 70% of the maximum specified linear output of the amplifier and the pulse generator pulse 20% higher (at 84%). The count-rate should then be increased and the shift of the pulse generator pulse on the amplitude axis of the multichannel analyser plotted as a function of total count-rate. The total system pulse-height shift, after correcting for any shifts due to the analyser and preamplifier alone, is defined as the pulse-height mode shift.

8.2 Spectral line-shape change

The set-up shown in Figure 17, page 33, is used for this measurement. The output pulse of the precision pulse generator is adjusted to provide a pulse of 1.2 times the 661 keV photopeak of ^{137}Cs . The FWHM of the pulse-height distribution (Δn), of the pulser peak is measured for each of several counting rates and tabulated or plotted.

9. Overload effects

9.1 General

The behaviour of an amplifier to an input pulse that drives the amplifier far into the overload region depends on many things. The order in which different sections of the amplifier overload may depend on the gain control setting and time constant settings. The charge pulse of the detector must be accurately simulated lest the undershoot produced by the decay of the precision-pulse generator waveform becomes a dominant factor in the recovery time. Alternatively, a square wave generator may be used, in which case pole-zero cancellation of C_o is not required. Also, the high-pass filter usually used between the preamplifier and the main amplifier will strongly influence the recovery time for large overload pulses. All the gain control settings and time constants shall be stated when the overload recovery time is specified.

9.2 Amplifier gain recovery time

An amplifier is considered to be recovered from overload when the output waveform has returned to the base line and the gain for small signals has returned to normal. After an overload pulse, the output waveform of most amplifiers returns to the base line sooner than the gain returns to normal. Return to normal gain may usually be judged by the reappearance of noise, or "grass", on the oscilloscope trace, provided that this observed noise originates at the preamplifier input. 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 test arrangement shown in Figure 18, page 37, permits a quick measurement of the amplifier recovery time after an overloading pulse, and an oscilloscope photograph provides a permanent record of this recovery time.

The output of the sine-wave generator is mixed with the voltage pulse from the precision-pulse generator through the resistive summing network. The parallel combination of R_o and C_o is in series with the pulse generator. The $R_o C_o$ product must be equal to the exponential decay time constant of the pulse generator waveform. The recovery behaviour of a typical amplifier is illustrated in Figure 19, page 37. Note that the reappearance of the sine-wave signal on the trace clearly

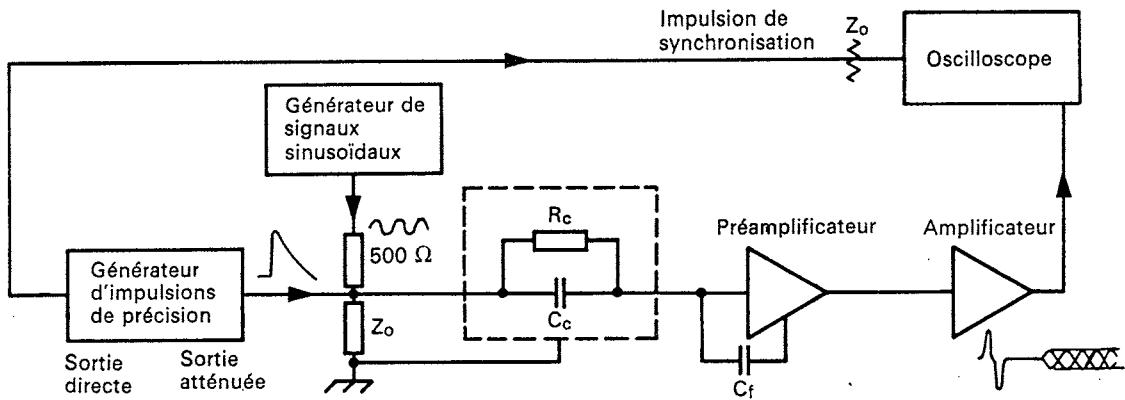


FIG. 18. — Mesure du temps de restitution du gain de l'amplificateur. (Mise en forme par double ligne à retard.)

figure 19. 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 à différents réglages des constantes de temps.

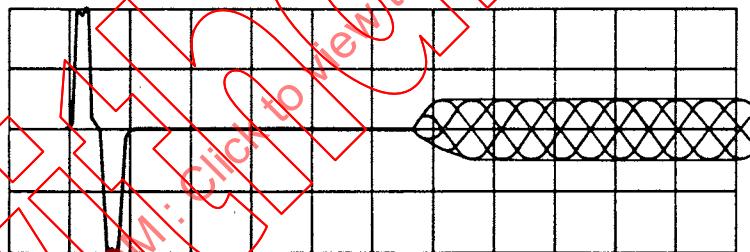


FIG. 19. — Exemple de courbe représentative de la restitution du gain d'un amplificateur après une impulsion provoquant la saturation; le montage de la figure 18 a été employé. (Mise en forme par double ligne à retard.)

10. Influence du temps de montée sur l'amplitude des impulsions de sortie

10.1 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.

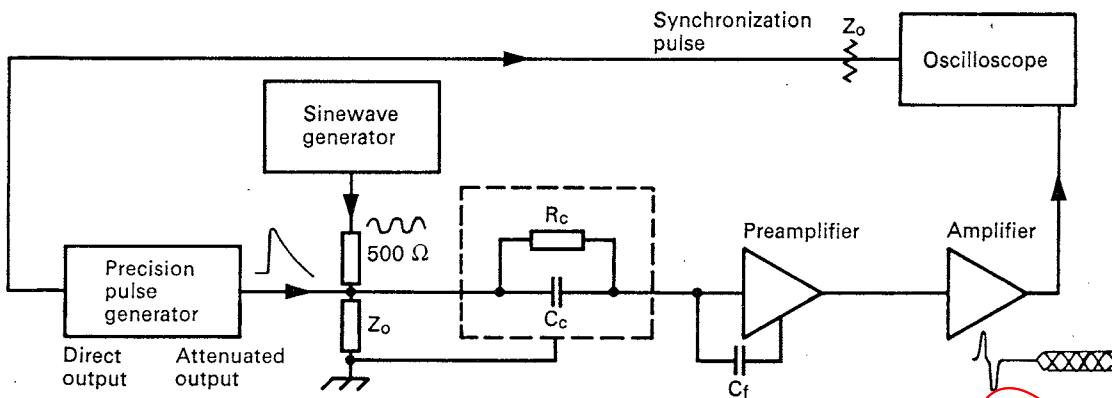


FIG. 18. — Measurement of amplifier gain recovery time. (Double delay line clipping.)

shows when the amplifier gain has returned to normal. The waveform returns to the base line very quickly after the overloading 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.

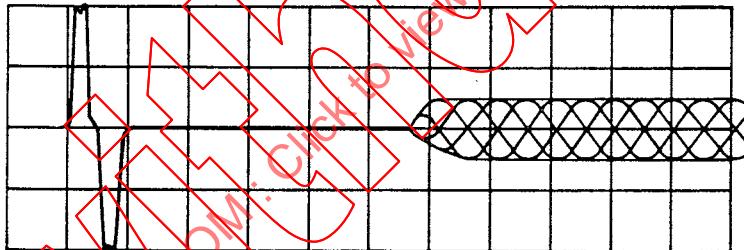


FIG. 19. — Typical display of amplifier gain recovery after an overloading pulse, using the technique of Figure 18. (Double delay line clipping.)

10. Rise time effects on output pulse amplitude

10.1 General

The height of pulses from the main amplifier (for constant input charge) will be affected by changes in capacitive loading on the input of the preamplifier in two ways.

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.

10.2 Influence d'une charge capacitive 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 20, mais sans l'amplificateur principal ni l'analyseur multicanal.

Le condensateur ajustable C_{ext} connecté à l'entrée du préamplificateur constitue une capacité extérieure dont l'effet s'ajoute à celui de la capacité d'entrée du préamplificateur.

Lorsque la valeur de C_{ext} est nulle, l'amplitude de l'impulsion de sortie $V_{a(p)}$ du préamplificateur a une valeur maximale $V_{A(p)}$.

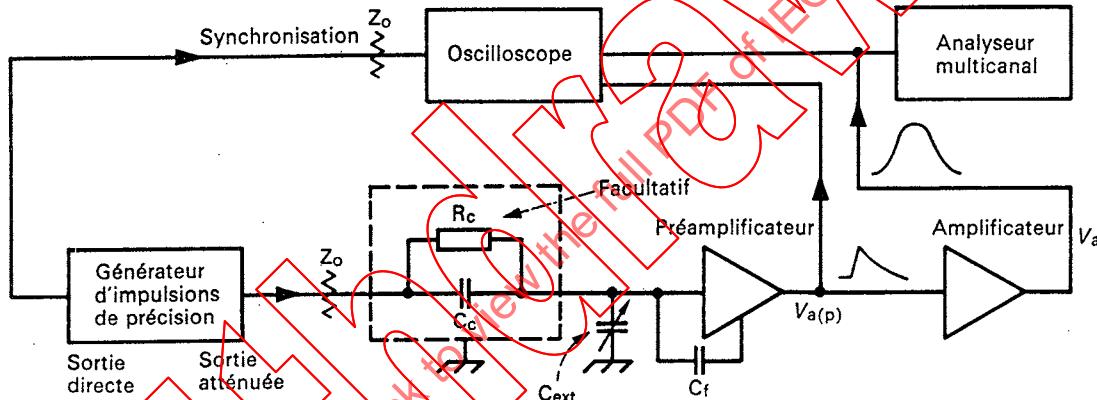


FIG. 20. — Mesure de l'influence d'une charge capacitive sur le préamplificateur.

Les valeurs de $V_{a(p)}$, pour différentes valeurs de C_{ext} , sont mesurées et exprimées en pourcentage de $V_{A(p)}$.

La capacité d'entrée effective est définie par :

$$C_{eff} = \frac{(C_{EXT}) (V_{a(p)})}{V_{A(p)} - V_{a(p)}}$$

où :

C_{EXT} est une valeur de C_{ext} telle que :

$$V_{A(p)} - V_{a(p)} \geq 5 \times 10^{-2} V_{A(p)}$$

$V_{a(p)}$ est l'amplitude de l'impulsion de sortie du préamplificateur pour $C_{ext} = C_{EXT}$

$V_{A(p)}$ est l'amplitude de l'impulsion de sortie du préamplificateur pour $C_{ext} = 0$

Le temps de montée t_r 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 finale. Il est mesuré en fonction de C_{ext} .