

**NORME
INTERNATIONALE**

**CEI
IEC**

**INTERNATIONAL
STANDARD**

60235-2B

Première édition
First edition
1975-01

Deuxième complément à la Publication 60235-2 (1972)

**Mesure des caractéristiques électriques
des tubes pour hyperfréquences**

**Deuxième partie:
Mesures générales**

Second supplement to Publication 60235-2 (1972)

**Measurement of the electrical properties
of microwave tubes**

**Part 2:
General measurements**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60235-2B: 1975

Numéros des publications

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

Publications consolidées

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

Validité de la présente publication

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

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

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

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

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

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

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

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

Numbering

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

Consolidated publications

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

Validity of this publication

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

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

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

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

Terminology, graphical and letter symbols

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

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

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60235-2B

Première édition
First edition
1975-01

Deuxième complément à la Publication 60235-2 (1972)

**Mesure des caractéristiques électriques
des tubes pour hyperfréquences**

**Deuxième partie:
Mesures générales**

Second supplement to Publication 60235-2 (1972)

**Measurement of the electrical properties
of microwave tubes**

**Part 2:
General measurements**

© IEC 1975 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite ni utilisée sous quelque forme que ce soit et par aucun procédé, électronique ou mécanique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

No part of this publication may be reproduced or utilized in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopying and microfilm, without permission in writing from the publisher.

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

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



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

Q

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

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4
Chapitres	
II. Mesures générales pour l'ensemble des dispositifs	8
III. Mesures générales pour les dispositifs oscillateurs	12
FIGURES	24

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2B:1975

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5
Chapter	
II. General measurements for all devices	9
III. General measurements for oscillator devices	13
FIGURES	24

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2B:1975

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

DEUXIÈME COMPLÉMENT À LA PUBLICATION 235-2 (1972)

MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES
DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Deuxième partie : Mesures générales

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 publication a été préparée par le Comité d'Etudes N° 39 de la CEI : Tubes électroniques, et le Sous-Comité 39A : Tubes pour hyperfréquences.

Elle constitue le deuxième complément à la Publication 235-2 de la CEI.

Elle traite des sujets suivants :

Mesures générales pour l'ensemble des dispositifs (chapitre II).

Le contenu du paragraphe complémentaire 6.1a fut proposé par le Comité national du Royaume-Uni en 1969.

Un projet diffusé après la réunion de Varsovie a été discuté lors de la réunion de Washington. Le document 39 A(Bureau Central)43 d'avril 1972, complété par le document 39A(Bureau Central)43A de juillet 1972, a été soumis à l'approbation des Comités nationaux selon la Règle des Six Mois. En conséquence des observations reçues, des modifications, document 39A(Bureau Central)53 de mai 1973, furent soumises à l'approbation des Comités nationaux selon la procédure des Deux Mois.

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

Argentine
Australie
Belgique
Canada
Etats-Unis d'Amérique
Finlande
France
Italie

Japon
Pays-Bas
Royaume-Uni
Suède
Suisse
Tchécoslovaquie
Turquie
Union des Républiques Socialistes Soviétiques

— Mesures générales pour les dispositifs oscillateurs (chapitre III).

Le contenu de l'article complémentaire 12a fut proposé à l'origine par le Comité national des Etats-Unis en 1965. Il a été discuté aux réunions suivantes du Comité d'Etudes et du Sous-Comité. Après la réunion de Paris en 1971, le projet résultant, document 39A(Bureau Central)42 d'avril 1972, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la règle des Six Mois.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SECOND SUPPLEMENT TO PUBLICATION 235-2 (1972)

MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL PROPERTIES
OF MICROWAVE TUBES

Part 2 : General measurements

FOREWORD

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

PREFACE

This publication has been prepared by IEC Technical Committee No. 39, Electronic Tubes, and Sub-Committee 39A, Microwave Tubes.

It forms the second supplement to IEC Publication 235-2.

It covers the following subjects:

— General measurements for all devices (Chapter II).

The material presented as a supplementary Sub-clause 6.1a was originally introduced in a proposal submitted by the United Kingdom National Committee in 1969.

A draft circulated after the meeting in Warsaw was discussed during the meeting in Washington. The document 39A(Central Office)43, dated April 1972, supplemented by document 39A(Central Office)43A, dated July 1972, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule. Following the comments, amendments, document 39A(Central Office)53, dated May 1973, were then submitted to the National Committees for approval under the Two Months' Procedure.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Argentina
Australia
Belgium
Canada
Czechoslovakia
Finland
France
Italy

Japan
Netherlands
Sweden
Switzerland
Turkey
Union of Soviet Socialist Republics
United Kingdom
United States of America

— General measurement for oscillator devices (Chapter III).

The subject presented as a supplementary clause 12a was originally introduced in a proposal of the United States in 1965. It passed through the successive Technical Committee and Sub-Committee meetings. After the meeting in Paris in 1971, the resulting draft, document 39A(Central Office)42, dated April 1972, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule.

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

Allemagne	Pays-Bas
Australie	Royaume-Uni
Belgique	Suède
Etats-Unis d'Amérique	Suisse
France	Tchécoslovaquie
Israël	Turquie
Italie	Union des Républiques
Japon	Socialistes Soviétiques

De plus, une modification du texte du paragraphe 13.9.1 de la Publication 235-2 de la CEI, chapitre III, a résulté des discussions lors de la réunion de Washington en mai 1970. Ce texte, inséré dans le document 39A(Bureau Central)44, a été soumis en avril 1972 à l'approbation des Comités nationaux suivant la règle des Six Mois.

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

Allemagne	Pays-Bas
Australie	Royaume-Uni
Belgique	Suède
Etats-Unis d'Amérique	Suisse
France	Tchécoslovaquie
Israël	Turquie
Italie	Union des Républiques
Japon	Socialistes Soviétiques

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2B:1975

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia
Belgium
Czechoslovakia
France
Germany
Israel
Italy
Japan

Netherlands
Sweden
Switzerland
Turkey
Union of Soviet
Socialist Republics
United Kingdom
United States of America

Furthermore, an amended text of Sub-clause 13.9.1 in IEC Publication 235-2, Chapter III, resulted from the discussions during the meeting in Washington in May 1970. This text, included in document 39A(Central Office)44, was submitted to the National Committees in April 1972 for approval under the Six Months' Rule.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia
Belgium
Czechoslovakia
France
Germany
Israel
Italy
Japan

Netherlands
Sweden
Switzerland
Turkey
Union of Soviet
Socialist Republics
United Kingdom
United States of America

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2B:1975

DEUXIÈME COMPLÉMENT À LA PUBLICATION 235-2 (1972)

MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Deuxième partie : Mesures générales

CHAPITRE II : MESURES GÉNÉRALES POUR L'ENSEMBLE DES DISPOSITIFS

Page 16

6. Impulsions

Ajouter les textes suivants à cet article :

6.1.1 Mesure de la vitesse de croissance des impulsions de tension (page 22)

6.1.1.1 Méthode 1 — Circuit diviseur capacitif

Cette méthode est l'application directe du paragraphe 6.1, méthode 2b: Circuit diviseur capacitif, utilisant la plus faible valeur possible de C_1 qui permette toutefois:

- a) de fournir une tension de déviation suffisante pour être appliquée à l'oscilloscope;
- b) une charge capacitive minimale de source d'impulsion, et
- c) l'absence d'entrées indésirables par suite de la capacité de fuite. (Le condensateur C_1 doit être blindé de façon à réduire cet effet au minimum.)

A condition d'observer ces précautions, la valeur mesurée de la vitesse de croissance de la tension ne diffère pas sensiblement de la valeur qui existe lorsque l'appareillage de mesure n'est pas relié à la source d'impulsion.

La vitesse de croissance peut être déterminée par la mesure directe de l'impulsion affichée.

Note. — Une grande valeur de C_1 réduit la vitesse de croissance de la tension. Dans des cas extrêmes, il peut être avantageux de mesurer la vitesse de croissance des impulsions de tension pour différentes valeurs de C_1 de manière à permettre d'extrapoler jusqu'à une valeur nulle de la capacité.

6.1.1.2 Méthode 2 — Circuit différentiateur

Théorie

Etant donné que la vitesse de croissance d'une impulsion de tension est définie mathématiquement par la dérivée d'une fonction représentant la variation de l'amplitude d'une impulsion en fonction du temps, on peut utiliser un circuit différentiateur (voir la figure 1, page 24).

L'élément différentiateur est constitué d'un condensateur C et d'une résistance R_1 , dont la sortie est observée sur un oscilloscope possédant une ligne d'étalonnage de tension avec dispositif de mesure associé.

Sous réserve de certaines restrictions, le taux de croissance de l'impulsion de tension peut être établi à partir de la tension de sortie V_o du différentiateur au moyen du rapport suivant:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_o}{RC}$$

où C est la capacité du différentiateur et R la résistance résultant de la combinaison parallèle de R_1 et de la résistance du réseau d'adaptation à la ligne de transmission.

SECOND SUPPLEMENT TO PUBLICATION 235-2 (1972)

MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL PROPERTIES OF MICROWAVE TUBES

Part 2 : General measurements

CHAPTER II: GENERAL MEASUREMENTS FOR ALL DEVICES

Page 17

6. Pulse characteristics

Add the following text to this clause:

6.1.1 Measurement of rise of voltage pulse (page 23)

6.1.1.1 Method 1—capacitive divider circuit

This method makes direct use of Sub-clause 6.1, Method 2b, Capacitive divider circuit, using the minimum possible value of C_1 consistent with:

- a) the provision of an adequate deflection potential to be supplied to the oscilloscope;
- b) minimum capacitive loading of the pulse source; and
- c) freedom from unwanted inputs due to stray capacitive pick-up. (Capacitor C_1 should be shielded so as to minimize this effect.)

Provided that these precautions are taken, the measured rate-of-rise of voltage pulse is not materially different from that when the measurement equipment is not connected to the pulse source.

The rate-of-rise can be determined by direct measurement of the displayed pulse.

Note. — A large value of C_1 reduces the rate-of-rise of voltage. In extreme cases it may be desirable to measure the rate-of-rise of voltage pulse at various values of C_1 so that an extrapolation to zero capacitance can be accomplished.

6.1.1.2 Method 2—Differentiator circuit

Theory

Since the rate-of-rise of pulse voltage is defined mathematically by a derivative representing a change of pulse quantity with respect to time, a differentiating circuit may be used (see Figure 1, page 24).

The differentiating element consists of a capacitor C and a resistor R_1 , the output of which is viewed on an oscilloscope having a calibrated line display and associated metering system.

Subject to certain restrictions, the rate-of-rise of the voltage pulse can be found from the voltage output V_o of the differentiator by means of the following relation:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_o}{RC}$$

where C is the capacitance of the differentiator and R is the resultant resistance of the parallel combination of R_1 and the resistance of the matching network to the transmission line.

Les restrictions mentionnées sont :

- a) la constante de temps du différentiateur $R(C + C_{\text{sortie}})$ doit être beaucoup plus faible, un dixième au plus, que la durée de croissance de l'impulsion;
- b) la réactance de la capacité C du différentiateur doit être élevée par rapport à l'impédance de sortie de la source d'impulsion et de la charge combinées, à toutes fréquences, jusqu'à l'inverse de la vitesse de croissance de l'impulsion.

Note. — Dans la pratique, la ligne de transmission vers l'oscilloscope affectera le réseau différentiateur. On réduit cet effet au minimum en prenant $R_1 = Z_0$.

Afin d'éliminer les difficultés dues aux réflexions, il est recommandé d'adapter correctement les deux extrémités de la ligne, auquel cas :

$$\frac{dv}{dt} = \frac{2V_0}{R_1 C}$$

Mesure

L'appareillage de mesure est disposé de manière que le signal de sortie du diviseur de tension et le signal de sortie du différentiateur puissent être affichés sur un oscilloscope étalonné (voir la figure 1, page 24). La vitesse de croissance des impulsions de tension à un niveau de tension donné peut alors être calculée en utilisant la formule indiquée au paragraphe 6.1.1.2 (Théorie).

Précautions à prendre

- a) tous les câbles formant le système devront être adaptés aux deux extrémités;
- b) afin de pouvoir choisir le niveau de tension auquel devra être mesuré la vitesse de croissance, il est nécessaire de synchroniser l'affichage de la dérivée dv/dt , et le flanc avant de l'impulsion mesurée;
- c) l'oscilloscope doit être tel que la base de temps soit stable et ne soit pas déclenchée par des effets parasites. Sa largeur de bande doit être suffisante pour afficher à la fois l'impulsion et la dérivée sans distorsion linéaire, et sa résolution doit être suffisante pour permettre une mesure précise.

The restrictions are that:

- a) the differentiator time constant $R(C + C_{\text{out}})$ must be much smaller than the pulse rise time, one-tenth or less;
- b) the reactance of the differentiator capacitance C must be high relative to the output impedance of the pulse source and the load combined, at all frequencies up to the reciprocal of the pulse rise time.

Note. — In practical cases, the transmission line to the oscilloscope will affect the differentiating network. The effect will be minimized by using $R_1 = Z_0$.

In order to prevent the problems arising from reflections, it is recommended that both ends of the line be matched, in which case:

$$\frac{dv}{dt} = \frac{2V_0}{R_1 C}$$

Measurement

The measuring equipment is arranged so that the output of the voltage divider and the output of the differentiator can be displayed on a calibrated oscilloscope (see Figure 1, page 24). The rate-of-rise of the voltage pulse at a stated voltage level can then be calculated by use of the formula in Sub-clause 6.1.1.2 (Theory).

Precautions

- a) all the cables in the system should be matched at both ends;
- b) in order to select the voltage level at which to measure the rate-of-rise, it is necessary to synchronize the display of the derivative dv/dt , and the leading edge of the pulse being measured;
- c) the oscilloscope must be such that the time base is stable and is not triggered by extraneous causes. Its bandwidth must be sufficient to allow the pulse and the derivative to be displayed without linear distortion, and the resolution must be adequate to allow accurate measurement.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60235-2B:1975

CHAPITRE III: MESURES GÉNÉRALES POUR LES DISPOSITIFS OSCILLATEURS

Page 34

Ajouter l'article complémentaire suivant :

12a Indécision des impulsions

12a.1 Méthodes et circuits de traitement des données de base

La méthode d'ensemble d'analyse des propriétés statistiques de l'enregistrement d'une seule indécision est représentée à la figure 2, page 25. Chacune des opérations recommandées peut être effectuée par des procédés, soit analogiques, soit numériques. Dans chaque cas, le paramètre d'indécision physique doit être converti en tension de forme analogique ou numérique. La figure 3, page 26, représente le schéma fonctionnel d'une disposition possible de transducteurs analogiques à hyperfréquences pour l'indécision de temps, d'amplitude, de fréquence et de phase, utilisant des circuits de détection électroniques. Toutefois, d'autres méthodes utilisant des circuits de détecteurs photomultiplicateurs qui lisent les tracés sur l'oscilloscope sont tout aussi satisfaisantes et peuvent également être utilisées. La réduction des données mesurées se trouve considérablement simplifiée si l'on utilise des filtres d'alimentation à très grande énergie et d'autres moyens pour éliminer les composantes non aléatoires qui proviennent du système.

Chacun des paramètres d'impulsion dont on doit mesurer l'indécision est observé au moyen de discriminateurs différents. Les mesures d'indécision de temps et d'amplitude exigent l'emploi d'un détecteur à diode de bonne qualité avec une large bande passante vidéo. Pour la mesure de l'indécision de fréquence, on peut utiliser le circuit représenté sur le schéma fonctionnel de la figure 4, page 27. Pour la mesure de l'indécision de phase, on peut utiliser un comparateur de phase comme celui représenté sur la figure 5, page 27.

Les valeurs d'indécision déterminées par ces mesures n'impliquent pas de corrélation mutuelle entre les indécisions de temps, d'amplitude, de fréquence ou de phase. Lorsqu'une telle corrélation mutuelle peut être démontrée par des moyens qui sortent du cadre du présent document, les valeurs peuvent être réduites par déduction quadratique.

12a.2 Mesures générales (voir la figure 3)

On prend des données dans autant de paramètres d'indécision que l'on désire sous forme de distribution cumulative en appliquant les méthodes décrites (voir les paragraphes 12a.2.1 à 12a.2.4 ci-dessous). Ces données doivent ensuite être analysées.

Si elles sont purement aléatoires, on peut appliquer les méthodes simplifiées du paragraphe 12a.3. Si elles comportent des composantes périodiques, on applique les méthodes du paragraphe 12a.4. L'essai ayant pour objet de vérifier le caractère aléatoire est par conséquent le premier essai des données.

La disposition des circuits représentés sur le schéma fonctionnel de la figure 2 correspond à un montage pratique. Si la composante sinusoïdale est importante, cela saute généralement aux yeux lorsqu'on cherche à déterminer le caractère périodique en utilisant une base de temps réglée de façon à faire apparaître la forme sinusoïdale supposée.

Toutefois, des composantes de caractère sinusoïdal moins accusé, mélangées à une indécision aléatoire peuvent ne pas apparaître aussi clairement. Ainsi, les méthodes d'analyse proposées au paragraphe 12a.3 doivent être modifiées comme au paragraphe 12a.4. Dans les deux cas, l'opération suivante consiste à déterminer la valeur efficace directement à partir de la fonction de distribution.

Si nécessaire, les valeurs d'indécision entre impulsions ou les valeurs d'indécision de crête à crête des impulsions peuvent ensuite être déterminées en admettant que l'échantillon des données soit suffisant pour assurer une précision statistique. La mesure en variante de l'indécision entre impulsions ou de l'indécision crête à crête des impulsions par des procédés directs est plus précise si l'échantillon est petit, mais cette mesure est plus difficile et pour cette raison ne figure pas dans le présent document.

CHAPTER III: GENERAL MEASUREMENTS FOR OSCILLATOR DEVICES

Page 35

Add the following supplementary clause:

12a Pulse jitter

12a.1 Basic data processing procedures and circuits

The overall procedure for analysing the statistical properties of a single jitter record is presented in Figure 2, page 25. Any of the recommended steps may be accomplished by either analogue or digital techniques. In either event, the physical jitter parameter must be converted into a voltage analogue or digital format. Figure 3, page 26, shows a simplified block diagram of one possible arrangement of microwave analogue transducers for time, amplitude, frequency and phase jitter, employing electronic detection circuits. However other methods using photo-multiplier detector circuits which read oscilloscope traces are equally satisfactory and may also be used. The reduction of the measurement data is considerably simplified if extra large power supply filters and other means are used to eliminate non-random components derived from the system.

Each of the pulse parameters whose jitter is to be measured is observed with different discriminator means. The time and amplitude jitter measurements require a high quality diode detector of wide video bandwidth. For frequency jitter measurement, a circuit as shown in block diagram of Figure 4, page 27, may be used. For phase jitter measurement, a phase comparator as shown in Figure 5, page 27, may be used.

The jitter values determined by these measurements assume no cross-correlation between time, amplitude, frequency or phase jitter. When such cross-correlation can be demonstrated by means beyond the scope of this document, the values can be reduced by quadratic deduction.

12a.2 General measurements (see Figure 3)

Data are taken in as many jitter parameters as may be desired in cumulative distribution form, using the described methods (see Sub-clauses 12a.2.1 to 12a.2.4 below). These data must then be analysed.

If purely random, the simplified procedures of Sub-clause 12a.3 may be employed. If periodic contributions are involved, the procedures of Sub-clause 12a.4 should be used. A test for randomness is thus the first test of the data.

Figure 2 shows a block diagram of a suitable measuring system. When the sinusoidal component is large, it is usually obvious when the display is examined for periodicity using a time base synchronized with the suspected sinusoid.

However smaller sinusoidal components mixed with random jitter may not be so obvious. Thus the analytical procedures suggested in Sub-clause 12a.3 must be modified as in Sub-clause 12a.4. In either case the next step is an r.m.s. value determination which is directly determined from the distribution function.

When required, pulse-to-pulse jitter values or peak-to-peak pulse jitter values can then be determined under the assumption that the data sample is large enough to provide statistical accuracy. The alternative measurement of pulse-to-pulse jitter or peak-to-peak pulse jitter by direct techniques is more accurate if the sample is small, but this measurement is more difficult and has therefore not been included in this document.

12a.2.1 *Mesure de l'indécision de temps*

Une partie de la puissance de sortie est détectée, amplifiée et injectée dans un circuit à coïncidence par l'intermédiaire d'une ligne de retard de précision. L'impulsion de tension d'entrée, à laquelle l'impulsion de sortie doit être comparée, déclenche un générateur d'impulsions dont l'impulsion de sortie est de largeur réglable et présente une indécision relative de temps qui est négligeable. Les deux impulsions sont envoyées dans le circuit à coïncidence et superposées au flanc arrière de l'impulsion r.f., comme indiqué à la figure 6a, page 28, à l'aide des deux lignes de retard de précision indiquées à la figure 3. Ceci donne un signal triangulaire (voir fig. 6b, page 28), utilisé pour produire une sortie proportionnelle aux variations de temps du flanc avant de l'impulsion r.f. Ce signal est alors envoyé dans le générateur A (voir figure 3), dont le niveau de déclenchement est égal à environ 50 % du niveau pris sur le flanc avant de l'enveloppe r.f. (voir fig. 9, page 29). Chaque fois qu'un signal triangulaire dépasse ce niveau, un « coup » est produit par le générateur A (voir figure 3) et est envoyé au compteur décimal A. Un « coup » semblable est également produit pour chaque train de signaux triangulaires dépassant ce niveau de déclenchement. Dans ce but, un circuit sélecteur de coups est utilisé (voir figure 3). Ce circuit fonctionne lorsque le niveau 50 % est dépassé pendant une durée supérieure à t de l'impulsion d'entrée, et produit un « coup » dans le générateur B (voir figure 3). Les coups sont envoyés au compteur décimal B. Les compteurs décimaux ont une période de base établie par le compteur préréglé commandé par l'impulsion de tension appliquée au tube mesuré. On fait varier la ligne de retard de précision par échelons discrets tels que l'amplitude du signal triangulaire varie du point où aucune impulsion n'est comptée jusqu'au point où 100 % des impulsions sont comptées.

Les résultats de ces comptages sont utilisés pour obtenir des données de distribution cumulative, qui sont représentées et analysées comme décrit aux paragraphes 12a.3 et 12a.4.

12a.2.2 *Mesure de l'indécision d'amplitude*

Une partie de la puissance de sortie est injectée par l'intermédiaire d'un atténuateur réglable de précision dans un circuit détecteur polarisé où le sommet de l'impulsion est détecté et la base coupée comme le montre la figure 7a, page 28. Le sommet de l'enveloppe passe ensuite dans l'amplificateur vidéo et dans le circuit à coïncidence, qui le passe pendant la période où l'impulsion de référence est appliquée (voir la figure 7b, page 28). Cela se traduit par une impulsion ayant des variations d'amplitude représentatives des variations d'amplitude de l'impulsion engendrée par le tube que l'on mesure (voir figure 7c, page 28). Ce signal est ensuite transmis au générateur d'impulsions de stockage et traité de la même manière que dans le cas de l'indécision de temps. Les données de distribution cumulative sont obtenues en faisant varier l'atténuateur de précision par échelons discrets spécifiés de la même manière que dans le cas de la mesure d'indécision précédente.

12a.2.3 *Mesure de l'indécision de fréquence*

Une partie de la puissance de sortie est injectée dans un interféromètre à hyperfréquences (voir la figure 4, page 27). Le signal de sortie détecté représenté sur la figure 8a, page 28, est amplifié puis injecté dans un circuit à coïncidence, qui le passe pendant la période où l'impulsion de stockage est appliquée.

Le signal (voir la figure 8c, page 28) contient des variations d'amplitude proportionnelles aux variations de fréquence de l'impulsion de sortie de l'oscillateur en essai. Ce signal contenant des variations d'amplitude est transmis au générateur d'impulsions de stockage, sensiblement de la même façon que pour l'indécision de temps.

Les données de distribution cumulative s'obtiennent en faisant varier l'accord de l'interféromètre à hyperfréquences par échelons discrets spécifiés jusqu'à ce que l'on compte de 0 % à 100 % des impulsions pendant la période de base déterminée. La valeur mesurée de l'indécision de fréquence est la variation de fréquence correspondant au déplacement prescrit du dispositif d'accord déterminé à l'aide de la courbe d'étalonnage.

A l'intérieur de l'interféromètre à hyperfréquences (voir la figure 4), la longueur de ligne est choisie de façon à assurer la résolution de fréquence nécessaire (généralement 100 longueurs d'onde), l'atténuateur variable étant d'abord réglé pour donner une valeur élevée d'affaiblissement. Le court-circuit micrométrique est ensuite étalonné de la façon suivante :

1. On règle le dispositif variable de désadaptation de façon à renvoyer environ 10 % de la puissance qui l'atteint sur le coupleur directionnel n° 2, l'atténuateur étant réglé à une valeur élevée d'affaiblissement.
2. L'affaiblissement est réduit à une valeur d'environ 5 dB.
3. Le court-circuit mobile et l'atténuateur sont réglés simultanément de façon à fournir un zéro précis à la sortie du détecteur.

12a.2.1 Time jitter measurement

A portion of the output power is detected, amplified and fed through a precision variable delay line into a coincidence circuit. The input voltage pulse, with which the output pulse must be compared, triggers a pulse generator which produces an output pulse that has negligible relative time jitter and adjustable pulse width. The two pulses are impressed upon the coincidence circuit and the trailing edge of the generated pulse is adjusted to align with the leading edge of the r.f. pulse as shown in Figure 6a, page 28, using the two variable precision delay lines as shown in Figure 3. This produces a triangular wave (see Figure 6b, page 28), which is used to generate an output proportional to time variations in the leading edge of the r.f. pulse. This signal is then fed into gate generator A (see Figure 3), the triggering level of which is approximately equal to the 50% level of the leading edge of the r.f. envelope, (see Figure 9, page 29). Each time a triangular wave exceeds this level, a "count" is generated in gate generator A (see Figure 3) and fed into decimal counter A. Also, a similar "count" is generated for each group (or "run") of successive triangular waves that exceed this triggering level. For this purpose, a "runs" selection circuit is used (see Figure 3). This circuit operates when the 50% level is exceeded for a period greater than that of the input pulse wave form, and generates a "run" count in gate generator B (see Figure 3). The counts are fed into decimal counter B. The decimal counters have a base period established by the pre-set counter driven by the voltage pulse applied to the tube being measured. The precision delay line is varied in stated discrete steps such that the amplitude of the triangular wave varies from a point where zero pulses are counted to a point where 100% of pulses are counted.

These "count" data are used to obtain the cumulative distribution data, to be plotted and analysed as described in Sub-clause 12a.3 or 12a.4.

12a.2.2 Amplitude jitter measurement

A portion of the output power is fed through a precision adjustable attenuator to a biased detector circuit where the top of the pulse is detected and the bottom clipped as shown in Figure 7a, page 28. The top of the envelope is then fed through the video amplifier and into the coincidence circuit, which passes it during the time the reference pulse is applied (see Figure 7b, page 28). This results in a pulse having amplitude variations which are representative of amplitude variations in the pulse generated by the tube being measured (see Figure 7c, page 28). This signal is then fed into the gate generator and handled in the same manner as for time jitter. Cumulative distribution data are obtained by varying the precision attenuator in stated discrete steps in the same manner as previous jitter measurements.

12a.2.3 Frequency jitter measurement

A portion of the output power is fed into a microwave interferometer (see Figure 4, page 27). The detected output signal, shown in Figure 8a, page 28, is amplified and then fed into the coincidence circuit, which passes it during the time the gate pulse is applied.

The signal (see Figure 8c, page 28) will contain amplitude variations which are proportional to frequency changes in the output pulse of the oscillator under test. This signal, containing amplitude variations, is fed into the gate generator much in the same manner as that for time jitter.

Cumulative distribution data are obtained by varying the tuning of the microwave interferometer in stated discrete steps until 0% to 100% of the pulses are counted in the stated base period. The measured value of the frequency jitter is the change in frequency corresponding to the required motion of the tuner, as determined with the aid of the calibration curve.

In the microwave interferometer (see Figure 4), the line length is chosen to provide frequency resolution as required (usually 100 wavelengths). The variable attenuator is first set to give maximum attenuation. The micro-meter short-circuit is then calibrated as follows:

1. The variable mismatch unit is adjusted so that approximately 10% of the power incident upon it is reflected back to directional coupler No. 2 with the attenuator set to a maximum attenuation.
2. The attenuation is reduced to a value of about 5 dB.
3. The movable short-circuit and the attenuator are both adjusted simultaneously so as to obtain a sharp null in the detector output.

4. La position zéro du court-circuit est étalonnée par rapport à la fréquence au moyen d'un générateur de signaux accordable approprié.

L'ensemble étalonné est alors réglé de façon à produire une sortie de l'interféromètre qui soit une fonction approximativement linéaire de la fréquence. On l'obtient en déplaçant la position du court-circuit de façon que la sortie du détecteur indique une tension à radiofréquences égale à environ 70 % de la valeur maximale obtenue pour l'affaiblissement maximal. Le signal consiste alors en une série d'impulsions d'amplitudes diverses correspondant à l'indécision de fréquence (voir la figure 8c, page 28).

On règle la position du court-circuit de façon à faire parcourir à l'amplitude du signal toute la gamme intéressante.

12a.2.4 Mesure de l'indécision de phase

Une partie de la puissance de sortie est injectée dans un comparateur de phase hyperfréquences (voir la figure 5, page 27). La sortie détectée et les signaux traités sont analogues à ceux représentés aux figures 8a, 8b, 8c et décrits au paragraphe 12a.2.3.

Le facteur de couplage des coupleurs directionnels doit être choisi de façon qu'un atténuateur variable ne soit nécessaire que dans la branche représentée. La valeur d'affaiblissement nécessaire est réglée pendant la mesure de chaque tube afin d'éliminer les erreurs provenant des différences de gain entre les tubes. L'atténuateur variable est d'abord mis à l'infini et la sortie du détecteur d'ondes stationnaires est mesurée sur l'oscilloscope cathodique. Le détecteur d'ondes stationnaires est déconnecté de l'entrée du tube et connecté à une charge adaptée de ce côté. L'atténuateur variable est ensuite réglé de façon à produire sur l'oscilloscope cathodique le même niveau de signal que celui observé préalablement. Le dispositif de terminaison est retiré et le détecteur d'ondes stationnaires reconnecté à l'entrée. On déplace alors le chariot du détecteur d'ondes stationnaires afin de déterminer la distance (entre les zéros consécutifs) correspondant à un changement de phase de 180° . Le résultat de l'étalonnage est le coefficient de changement de phase par unité de déplacement du chariot, obtenu lorsqu'on divise 180° par la valeur mesurée de la distance entre les zéros consécutifs.

Le chariot est placé comme indiqué à environ 20 % de la distance d'un zéro (déterminé pour une bonne sensibilité) et les données de distribution cumulative s'obtiennent en faisant varier la position du chariot pour faire varier la phase par échelons discrets d'amplitude appropriés jusqu'à ce que l'on compte de 0 % à 100 % des impulsions pour la période de base spécifiée. En préparant les résultats de distribution pour faciliter l'analyse et les autres calculs, le déphasage correspondant à chaque échelon découle de l'étalonnage précédent.

12a.3 Traitement des données de l'indécision aléatoire

La méthode d'obtention des données de distribution cumulative et de calcul de la valeur efficace de l'indécision des impulsions, de la valeur efficace de l'indécision entre impulsions et de la valeur de l'indécision crête à crête des impulsions est la suivante:

Opération 1

A l'aide d'un appareil de mesure approprié (décrit au paragraphe 12a.1), on détermine le pourcentage d'impulsions dépassant un niveau déterminé.

Note. — Le choix correct de la période de base permet la lecture directe en pour-cent sur le compteur.

Opération 2

Répéter l'opération 1 pour une série de niveaux choisis et déterminés progressivement jusqu'à ce que toute la gamme d'indécisions (de 0 % à 100 % d'impulsions) ait été parcourue.

Opération 3

Tracer une courbe de probabilité arithmétique du pourcentage cumulatif des impulsions en fonction de l'accroissement du paramètre individuel d'indécision aux niveaux déterminés par l'opération 2.

4. The null position of the short-circuit is calibrated against frequency, using any convenient tunable signal generator.

The calibrated system is then adjusted to provide an interferometer output that is approximately linear with frequency. This is accomplished by moving the position of the short-circuit so that the detector output indicates a radio-frequency voltage that is about 70% of the maximum value obtained at maximum attenuation. The signal now consists of a series of pulses of various amplitudes that correspond with frequency jitter (see Figure 8c, page 28).

The position of the short-circuit is adjusted so as to vary the amplitude of the signal throughout the entire range of interest.

12a.2.4 Phase jitter measurement

A portion of the output power is fed into a microwave phase comparator (see Figure 5, page 27). Detected output and processed signals are similar to those shown in Figures 8a, 8b, 8c, described in Sub-clause 12a.2.3.

The coupling coefficient of the directional couplers should be chosen so that a variable attenuator is needed only in the branch shown. The value of attenuation required is adjusted during the measurement of each tube so as to eliminate errors arising from differences in gain between tubes. The variable attenuator is first made infinite and the standing wave detector output is measured on the cathode ray oscilloscope. The standing wave detector is disconnected from the tube input and terminated with a matched load on that side. The variable attenuator is then adjusted to provide the same signal level on the cathode ray oscilloscope as observed before. The terminator is removed and the standing wave detector is reconnected to the input. The carriage of the standing wave detector is then moved to determine the distance (between consecutive nulls) which corresponds to 180° change in phase. The result of the calibration is the coefficient of phase change per unit of carriage movement, which is obtained when 180° is divided by the measured value of the distance between consecutive nulls.

The carriage is positioned as stated about 20% of the distance away from a null (as determined for good sensitivity) and the cumulative distribution data are obtained by varying the carriage position in order to vary the phase in convenient discrete steps until 0% to 100% of the pulses are counted for a stated base period. In the preparation of the distribution record for convenient analysis or other computations, the phase shift corresponding to each step is determined by the above calibration.

12a.3 Data processing of random jitter

The method of obtaining cumulative distribution data and calculating the r.m.s. value of pulse jitter, r.m.s. value of pulse-to-pulse jitter and the value of peak-to-peak pulse jitter is as follows:

Step 1

Using suitable measuring equipment (as described in Sub-clause 12a.1), determine the percentage of pulses exceeding a stated level.

Note. — Suitable choice of base period will result in direct read-out of percentage from the counter.

Step 2

Repeat Step 1 at a series of levels progressively chosen and stated, until the full range of jitter (0% to 100% of pulses) has been traversed.

Step 3

Plot an arithmetic probability curve of cumulative percentage of pulses versus the increments of the particular jitter parameter at the stated levels of Step 2.

Opération 4

La valeur efficace de l'indécision des impulsions est donnée par la différence entre les valeurs du paramètre d'indécision qui correspondent aux points de pourcentage cumulatif de 50 % et 84,13 % sur la courbe (voir l'exemple à la figure 10, page 29, cas 1).

Note. — Si le tracé des données obtenues a la forme de la figure 10, cas 2, les données doivent être traitées conformément au paragraphe 12a.4.

Opération 4a

Si nécessaire, on détermine la valeur efficace de l'indécision entre impulsions en multipliant la valeur déterminée ci-dessus par 2.

Opération 4b

Si nécessaire, on détermine l'indécision crête à crête des impulsions en multipliant la première valeur déterminée par 4.

Note. — Lorsqu'on dispose de suffisamment de données pour montrer que les mesures de l'indécision crête à crête sont en corrélation avec l'indécision entre impulsions et que la distribution n'est pas coupée en biais (voir la figure 11, page 30), la seule détermination de l'indécision crête à crête peut être utilisée comme base d'acceptation.

12a.4 Traitement des données d'indécision comprenant une composante périodique

La présence de composantes sinusoïdales d'indécision dans des données d'indécision par ailleurs aléatoires peut être révélée par une fonction de distribution cumulative pour les données d'indécision. Les graphiques de distribution cumulative des données d'indécision aléatoire et sinusoïdale se distinguent nettement. Le mélange des deux prend l'allure des caractéristiques prédominantes des deux (voir la figure 10, cas 2). Le problème que pose cette méthode consiste en ce que la composante sinusoïdale doit être très importante par rapport à la partie aléatoire des données d'indécision avant que sa présence n'apparaisse manifestement sur le graphique de distribution cumulative. Les courbes appropriées qui montrent cette relation sont données sur la figure 12, page 30. On peut voir que la présence de l'indécision sinusoïdale est difficile à identifier si la valeur de crête de l'indécision sinusoïdale est inférieure à deux fois la valeur efficace de la partie aléatoire de la donnée d'indécision. La valeur de crête de la fonction de densité peut être calculée à partir des données du paragraphe 12a.3. On peut par conséquent utiliser les courbes de la figure 12 pour distinguer les données d'indécision sinusoïdale de celles de l'indécision aléatoire, si l'amplitude de l'indécision sinusoïdale peut être évaluée par une autre méthode, par exemple par l'analyse de l'influence exercée par le matériel associé.

12a.4.1 Mesures additionnelles en présence de composantes sinusoïdales

La séparation des composantes plus importantes d'indécision sinusoïdale des données d'indécision aléatoire peut également être effectuée à l'aide du montage d'essai représenté sur la figure 3, page 26. En plus des données de distribution cumulative par accroissements, on doit prendre des données simultanées pour déterminer le compte de trains d'impulsions.

12a.4.2 Traitement des données d'indécision comprenant des composantes aléatoires et sinusoïdales individuelles

Lorsqu'on procède à la mesure d'indécision d'amplitude et qu'un groupe de 15 impulsions varie en amplitude, le total des comptes d'impulsions individuelles et des trains d'impulsions se présente comme le montre la figure 13, page 31.

Pour donner une idée plus complète, ce qui suit représente l'information type des « trains d'impulsions » et des « comptes » qui peut être obtenue lorsqu'on échantillonne l'indécision suivant une distribution cumulative par accroissements. Dans cet exemple, on admet que les conditions suivantes sont réunies :

1. Durant chaque accroissement de niveau, on prélève un total de 1 000 impulsions.
2. La fréquence de répétition des impulsions est de 1 000 par seconde.
3. La fréquence d'ondulation est de 120 Hz.

Step 4

The r.m.s. value of pulse jitter is given by the difference between the values of the jitter parameter which corresponds to the 50% and 84.13% cumulative per cent points on the curve (see example, Figure 10, page 29, case 1).

Note. — If the resultant data plot has the shape of Figure 10, case 2, the data must be processed according to Sub-clause 12a.4.

Step 4a

If required, the r.m.s. value of the pulse-to-pulse jitter is found by multiplying the above-determined value by a factor 2.

Step 4b

If required, the peak-to-peak pulse jitter is found by multiplying the first determined value by a factor 4.

Note. — Where sufficient data have been taken to show that peak-to-peak measurements of jitter are correlated with the pulse-to-pulse jitter and that distribution is not skewed (see Figure 11, page 30), the value of peak-to-peak jitter just determined may be used as a basis of acceptance.

12a.4 Data processing of jitter which includes some periodic contribution

The presence of sinusoidal jitter components in otherwise random jitter data may be revealed by a cumulative distribution function for the jitter data. The cumulative distribution plots for random and sinusoidal jitter data are markedly different. A mixture of the two takes on the predominant characteristics of both (see Figure 10, case 2). The problem of this procedure is that the sinusoidal component must be fairly intense relative to the random portion of the jitter data before its presence is obvious from the cumulative distribution plot. The appropriate curves indicating this relationship are presented in Figure 12, page 30. It is seen that the presence of sinusoidal jitter is difficult to identify if the peak value of the sine-wave jitter is less than twice the r.m.s. value of the random portion of the jitter data. The peak value of the density function can be calculated from the data of Sub-clause 12a.3. The curves in Figure 12 may therefore be used to distinguish between sinusoidal and random jitter data if the amplitude of the sinusoidal jitter can be estimated by another method, e.g. by analysis of the influence of the associated equipment.

12a.4.1 Additional measurements when sinusoidal components are present

The separation of more intense sinusoidal jitter components from the random jitter data may also be accomplished with the test equipment illustrated in Figure 3, page 26. In addition to the cumulative incremental distribution data, simultaneous data shall be taken to determine the run counts.

12a.4.2 Data processing of jitter with random and single sinusoidal components

If amplitude jitter is being measured and a group of 15 pulses varies in amplitude, the total of individual pulse counts and runs would be as shown in Figure 13, page 31.

To illustrate further, the following represents typical “run” and “count” information that might be obtained when jitter is sampled in an incremental cumulative distributional manner. In this example, the following assumptions are made:

1. A total of 1 000 pulses are sampled during each level increment.
2. The pulse repetition frequency equals 1 000 per second.
3. The ripple frequency is 120 Hz.

Accroissements	Compte de trains d'impulsions	Compte
1	0	0 (0 % d'impulsions prélevées)
2	80	
3	170	
4	176	500 (50 % d'impulsions prélevées)
5	172	
6	85	
7	1	1 000 (100 % d'impulsions prélevées)

Si l'on dispose d'information cumulative « trains » et « comptes », la valeur efficace de l'indécision entre impulsions aléatoires peut être calculée de la façon suivante:

Opération 1

Dans la région de 50 % de compte, déterminer la valeur moyenne du compte de trains. Cela comprend le compte d'ondulation. (Dans l'exemple la moyenne de trains d'impulsions est égale à 176.)

Opération 2

Diviser le nombre obtenu dans l'opération 1 par un nombre égal au quart du nombre total prélevé pendant l'intervalle de comptes en vue de déterminer le rapport:

$$\frac{\text{compte avec ondulation}}{\frac{1}{4} \times \text{nombre d'impulsions prélevées}}$$

Dans l'ensemble, ce rapport est de $176 : (\frac{1}{4} \times 1\,000)$ ou $176 : 250 = 0,7$.

Opération 3

Etablir le rapport R de la fréquence d'ondulation à la fréquence de répétition des impulsions du tube en essai. (Dans l'exemple, $120 : 1\,000$ ou $0,12$.) Ensuite, sur la figure 14, page 32, déterminer le point d'intersection avec le rapport obtenu dans l'opération 2. Cela permettra de déterminer le rapport N :

$$\frac{\text{valeur de crête de l'ondulation}}{\text{indécision aléatoire}}$$

(dans l'exemple $N = 1,6$).

Opération 4

En utilisant la valeur de N , déterminer une nouvelle limite supérieure pour le « sigma » statistique sur le graphique de probabilité en fonction de N . (Voir la figure 15, page 33. Dans l'exemple, la nouvelle limite est de 82,5.)

Opération 5

Déterminer la valeur de l'indécision d'impulsion en mesurant l'indécision entre 50 % et la limite supérieure obtenue dans l'opération 4 sur une courbe représentant les coups en pour-cent en fonction de l'indécision, telle qu'elle est représentée sur la figure 10, page 29, cas 2.

Opération 6

Calculer la valeur efficace de l'indécision aléatoire entre impulsions à partir de la valeur déterminée dans l'opération 5 en multipliant cette valeur par le facteur:

$$\sqrt{\frac{4 + 2 N^2 (1 - \cos 2 \pi R)}{2 + N^2}}$$

où:

$$N = \frac{\text{valeur de crête de l'ondulation}}{\text{indécision aléatoire}}$$

$$R = \frac{\text{fréquence d'ondulation}}{\text{fréquence de répétition des impulsions}}$$

<i>Increments</i>	<i>Run count</i>	<i>Count</i>
1	0	0 (0% of pulses sampled)
2	80	
3	170	
4	176	500 (50% of pulses sampled)
5	172	
6	85	
7	1	1 000 (100% of pulses sampled)

With cumulative “run” and “count” information available, the random r.m.s. pulse-to-pulse jitter may be computed in the following manner:

Step 1

In the region of 50% counts, determine the average value of the run count. This includes ripple count. (In the example the average number of runs is equal to 176.)

Step 2

Divide the number resulting from Step 1 by a number which is one-quarter the total number sampled during the count interval to determine a ratio of:

$$\frac{\text{runs with ripple}}{\frac{1}{4} \times \text{number of pulses sampled}}$$

In the example, this ratio is $176 : (\frac{1}{4} \times 1\,000)$ or $176 : 250 = 0.7$.

Step 3

Establish the ratio R of ripple frequency to the pulse repetition frequency of the tube under test. (In the example, this is $120 : 1\,000$ or 0.12 .) Then determine in Figure 14, page 32, the point of intersection with the ratio obtained in Step 2. This will enable the ratio N :

$$\frac{\text{peak value of ripple}}{\text{random jitter}}$$

to be found (by the example $N = 1.6$).

Step 4

Using the value of N , determine a new upper limit for statistical “sigma” on the probability versus N graph. See Figure 15, page 33. In the example, the new limit becomes 82.5.)

Step 5

Determine the value of pulse jitter, by measuring the jitter between 50% and the upper limit obtained from Step 4 on a curve of per cent counts versus jitter as illustrated in Figure 10, page 29, case 2.

Step 6

Compute the r.m.s. value of random pulse-to-pulse jitter from the value found in Step 5 by multiplying this value by the factor:

$$\sqrt{\frac{4 + 2 N^2 (1 - \cos 2 \pi R)}{2 + N^2}}$$

where:

$$V = \frac{\text{peak value of ripple}}{\text{random jitter}}$$

$$R = \frac{\text{ripple frequency}}{\text{pulse repetition frequency}}$$

12a.4.3 Traitement des données d'indécision comprenant des composantes aléatoires et sinusoïdales multiples

Pour la grande majorité des données, les signaux d'indécision périodique complexe sont distribués presque normalement, de telle sorte que la présence de plus d'une indécision sinusoïdale peut avoir pour résultat une distribution cumulative difficile à distinguer des données d'indécision aléatoire par l'examen visuel d'une distribution cumulative. Toutefois, en notant que, dans ce cas, on a approximativement:

$$\sigma^2 (\text{indécision}) = \sigma^2 (\text{aléatoire}) + \Sigma \sigma^2 (\text{périodique}),$$

on peut tracer des courbes pratiques pour séparer les données des composantes périodiques complexes de celles de l'indécision aléatoire, comme le montre la figure 16, page 34. Il convient de noter que pour l'amplitude d'une composante périodique complexe égale de 2 à 2½ fois la valeur efficace de la partie aléatoire de la donnée, l'indécision d'impulsion est d'environ 20 % à 30 % supérieure à la valeur efficace de l'indécision d'impulsion aléatoire.

12a.5 Précautions à prendre

- a) La bande passante vidéo de tous les circuits de détection est d'une grande importance pour l'obtention de données sûres. Les bandes passantes adaptées à un dixième de la largeur de l'impulsion peuvent en général convenir.
- b) Pour la mesure d'indécision de fréquence et/ou de phase, la caractéristique non linéaire du détecteur entraîne une perte de sensibilité si l'ensemble est réglé pour une suppression complète. Il est en général commode de régler l'atténuateur de telle façon que le signal soit égal à environ 10 % de la valeur à l'affaiblissement infini de manière à obtenir une dispersion d'amplitude suffisante dans la sortie détectée pour que les générateurs d'impulsions de stockage puissent fournir une discrimination efficace entre les niveaux.
- c) Les mesures sur les dispositifs peuvent ne pas fournir des distributions normales (dont les valeurs efficaces sont faciles à déterminer) si la source d'énergie comporte une ondulation de signal cohérente ou si la source d'électrons est soumise à l'influence de champs magnétiques alternatifs. On peut ainsi avoir avantage à utiliser une plus grande capacité de filtrage pendant ces mesures. On doit toutefois se prémunir contre la possibilité que cette quantité supplémentaire d'énergie emmagasinée risque de présenter des dangers pour le personnel ou de détériorer le tube.

Page 38

Remplacer le texte existant de ce paragraphe par le suivant :

13.9.1 Hystérésis de puissance

La puissance de sortie du tube est examinée en fonction de la variation de la tension d'accord électronique; la puissance obtenue lors de l'augmentation de la tension est comparée à celle obtenue lors de sa diminution.

Degré d'hystérésis de puissance

Le résultat de la mesure peut être exprimé de deux manières, à savoir:

a) Degré maximal d'hystérésis de puissance dans une gamme balayée donnée du paramètre de contrôle

Rapport de (1) le degré maximal d'hystérésis de puissance exprimé, sous forme de différence, dans une gamme balayée donnée, à (2) la puissance maximale dans cette gamme, le résultat étant exprimé en pourcentage.

b) Rapport de puissance pour un degré donné d'hystérésis de puissance

Rapport de (1) la puissance la plus élevée à laquelle un degré donné d'hystérésis de puissance est atteint lorsque l'hystérésis augmente, à (2) la puissance maximale dans la gamme balayée. Le résultat est exprimé en pourcentage ou en décibels.

Plage d'hystérésis de puissance

Cette grandeur est exprimée par le rapport entre (1) la variation de tension de l'accord électronique pour laquelle une valeur donnée d'hystérésis de la puissance est dépassée et (2) une partie spécifiée de la tension de balayage (par exemple dans les klystrons réflex, la variation de tension qui couvre l'oscillation pour un mode tout entier; dans les tubes à ondes régressives, la variation de tension nécessaire pour couvrir une gamme de fréquences spécifiée). Le résultat est exprimé en pourcentage.

12a.4.3 Data processing of jitter with random and multiple sinusoidal components

For the vast majority of data, the complex periodic jitter signals are nearly normally distributed so that the presence of more than one sinewave jitter can produce cumulative distribution results which are difficult to distinguish from random jitter data by visual inspection of a cumulative distribution. However, by noting that in this case approximately:

$$\sigma^2 (\text{jitter}) = \sigma^2 (\text{random}) + \Sigma \sigma^2 (\text{periodic}),$$

practical plots for the separation of a complex periodic component from random jitter data can be developed as shown in Figure 16, page 34. It should be noted that for an amplitude of the complex periodic component 2 to 2½ times the r.m.s. value of pulse jitter is about 20% to 30% greater than the r.m.s. value of the random pulse jitter.

12a.5 Precautions

- a) The video bandwidth of all detector circuits is quite important to obtain reliable data. Bandwidths suited for one-tenth of the pulse width are generally adequate.
- b) In the measurement of frequency and/or phase jitter, the non-linearity characteristic of the detector results in a loss of sensitivity if the system is adjusted for perfect cancellation. It is usually found convenient to adjust the attenuator so that the signal is approximately 10% of the value at infinite attenuation in order to obtain sufficient amplitude dispersion in the detected output so that gate generators can effectively discriminate between levels.
- c) Measurements on devices may not result in normal distributions (whose r.m.s. values are easily determined) if the power source contains coherent signal ripple or if the electron source is subject to a.c. magnetic fields. It may thus be found convenient to use more filter capacitance during these measurements. However, the possibility that the extra energy storage could harm personnel or damage the tube must be adequately guarded against.

Page 39

Replace the existing text of this clause by the following:

13.9.1 Power hysteresis

The output power of the tube is measured as a function of the electronic tuning control voltage, the power obtained as the voltage is increased being compared with the power obtained as the voltage is decreased.

Degree of power hysteresis

The result of the measurement may be expressed in two ways, as follows:

a) The maximum degree of power hysteresis within a stated swept range of the controlling parameter

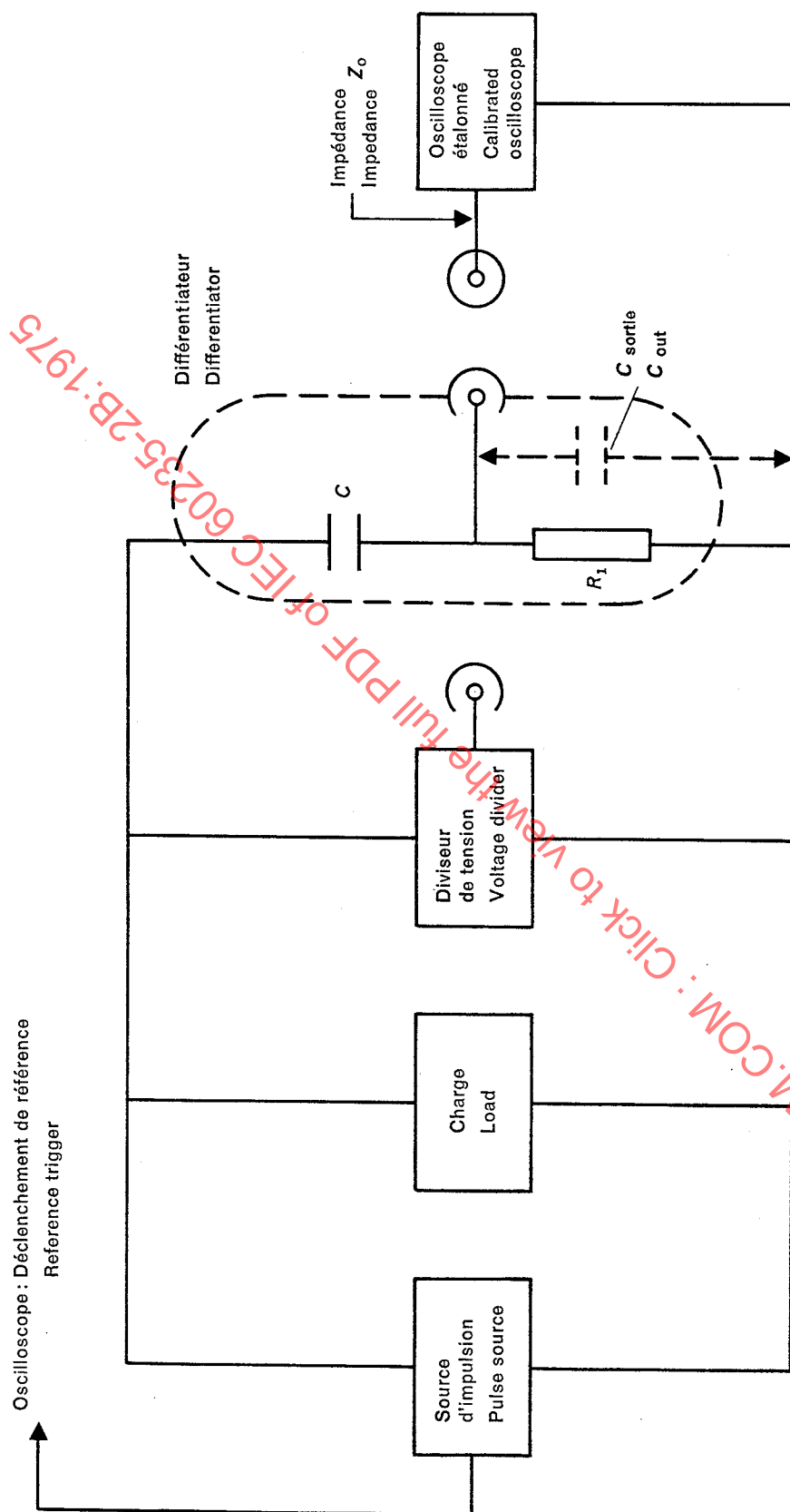
The ratio of (1) the maximum degree of power hysteresis expressed as a difference within a stated swept range to (2) the maximum power within that swept range, the result being expressed as a percentage.

b) The power ratio for a stated degree of power hysteresis

The ratio of (1) the highest power at which a stated degree of power hysteresis is reached as hysteresis increases to (2) the maximum power within the swept range. The result is expressed as a percentage or in decibels.

Range of power hysteresis

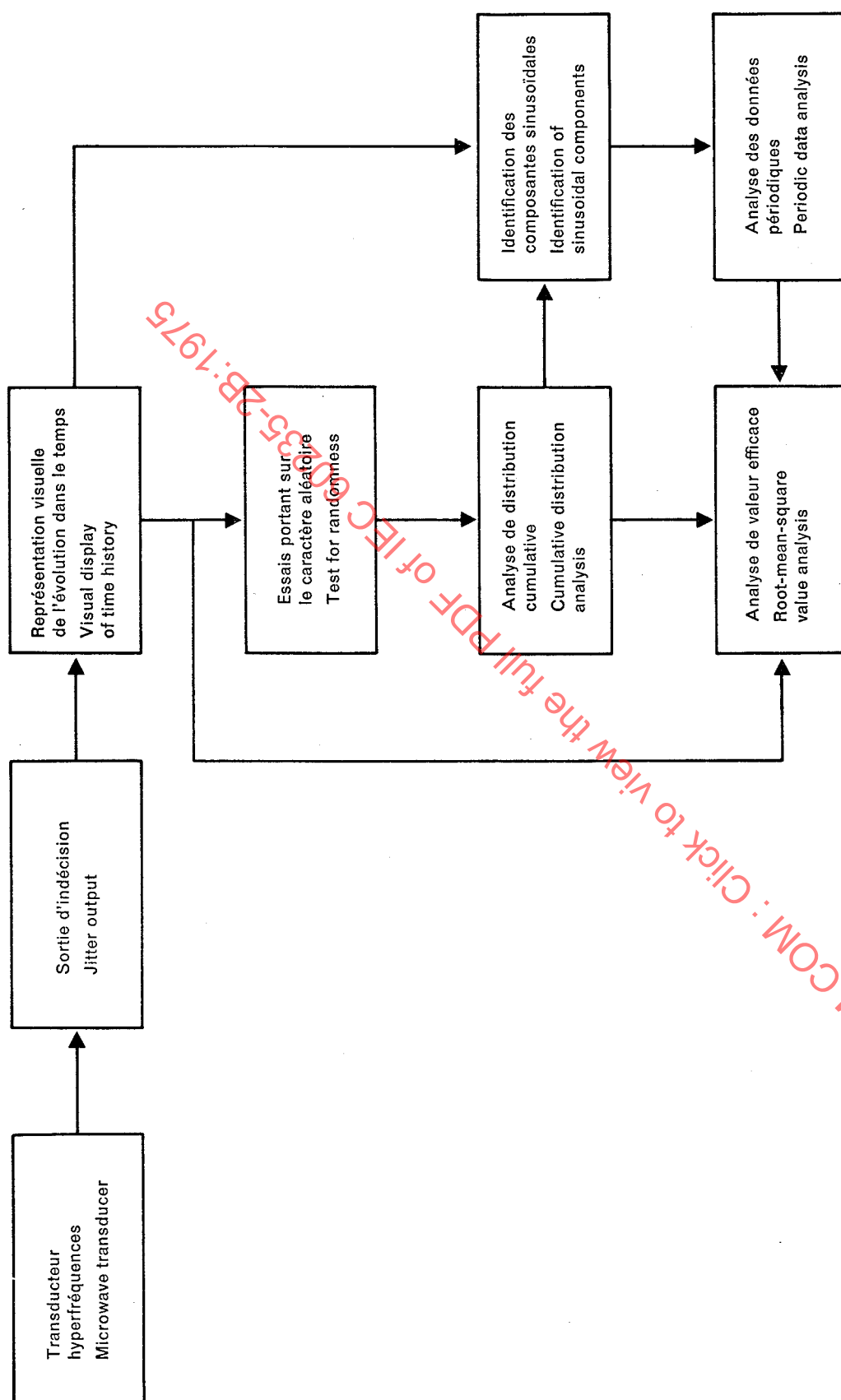
This is expressed as the ratio of (1) the electronic tuning voltage range over which a stated degree of power hysteresis is exceeded to (2) a stated part of the sweep voltage range (e.g. in reflex klystrons, the voltage range which provides oscillations over the full mode; in backward-wave oscillators, the voltage range required for tuning between stated frequencies). The result is expressed as a percentage.



085/75

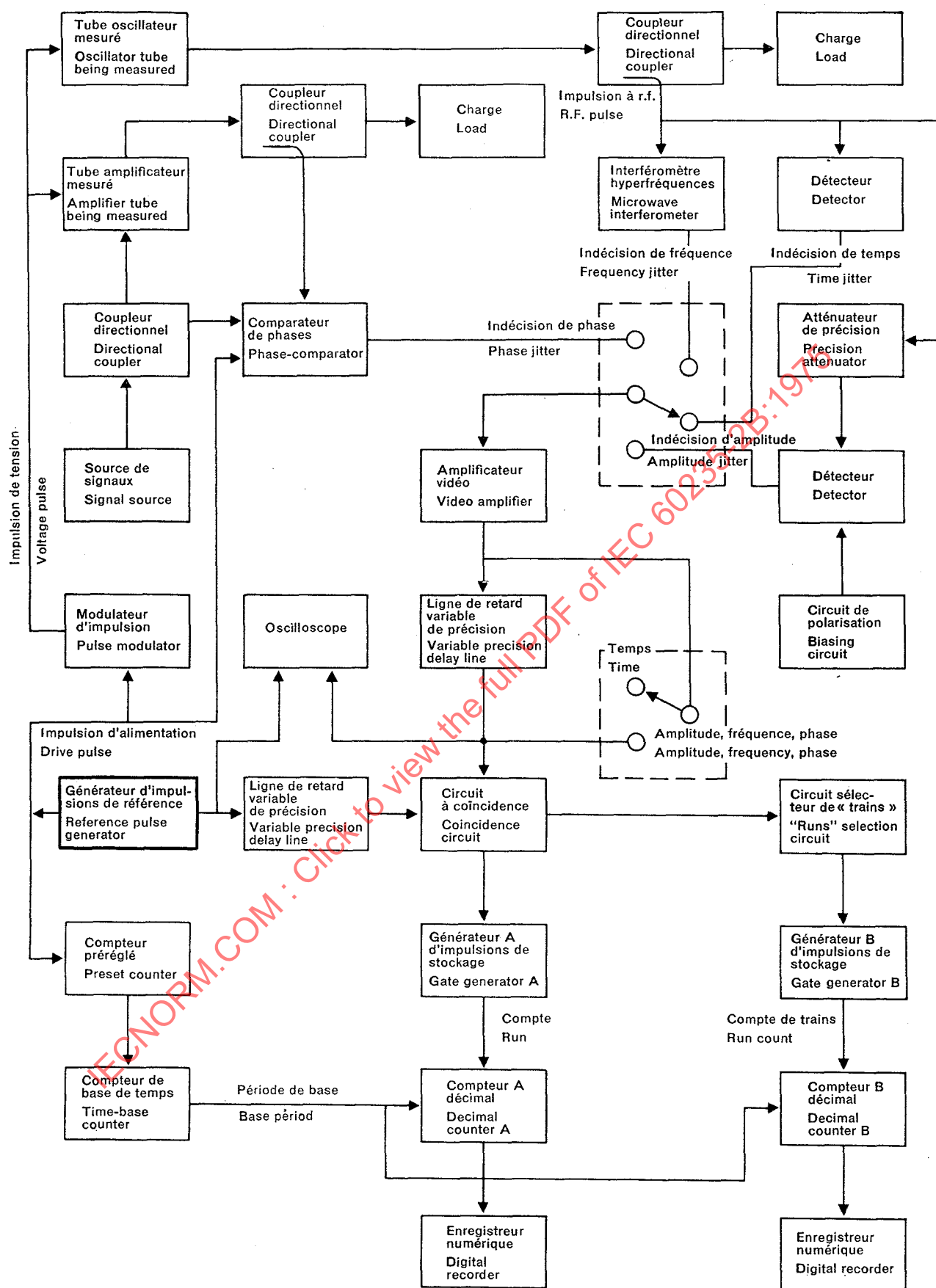
FIG. 1. — Mesure de la vitesse de croissance des impulsions;
Méthode 2: Circuit différentiateur.

Measurement of rate of rise of voltage pulse;
Method 2: Differentiator circuit.



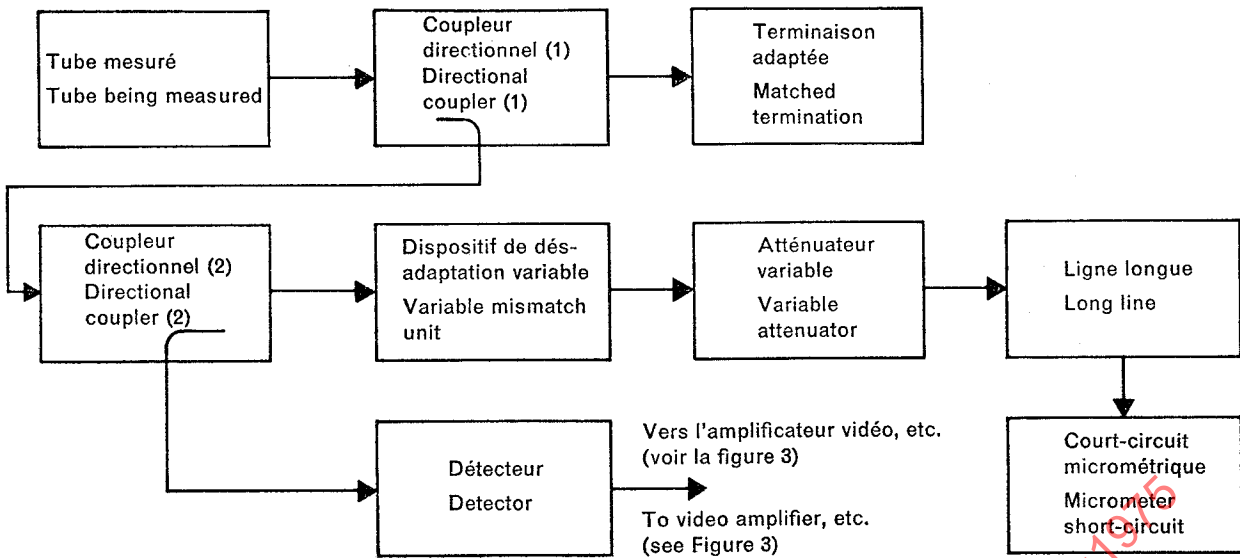
086175

Fig. 2. — Méthode d'analyse des indécisions individuelles enregistrées.
Procedure for analysing single jitter records.



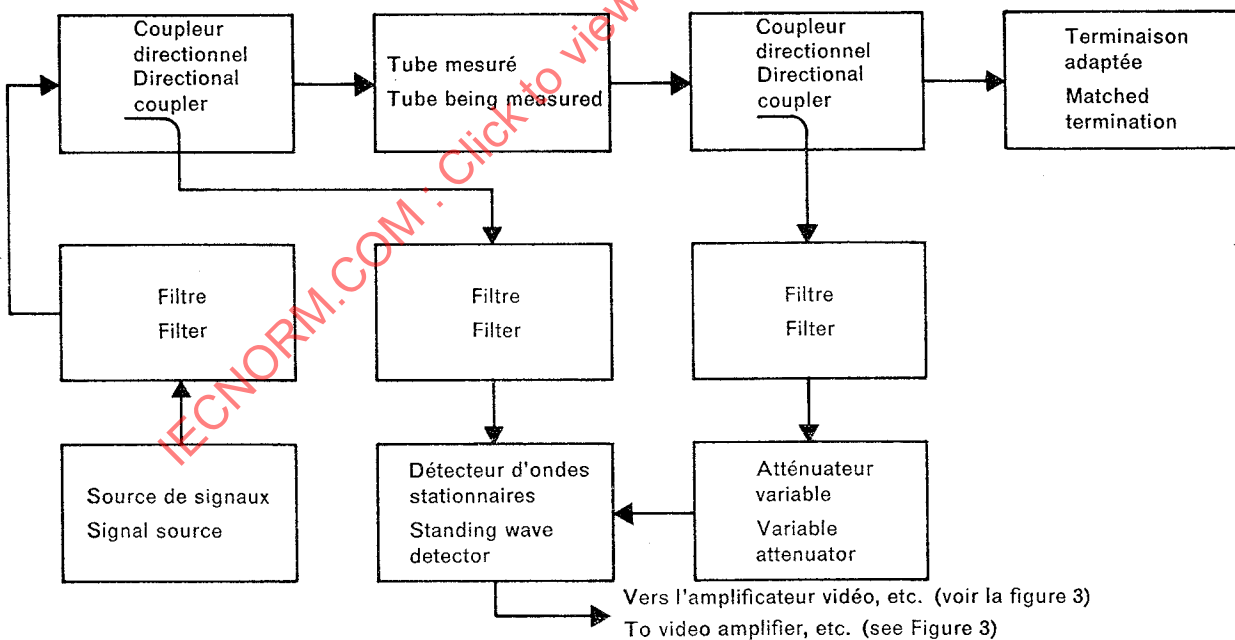
087/75

FIG. 3. — Disposition pour la mesure d'indécision de temps, d'amplitude, de fréquence et de phase.
Arrangement for measuring time, amplitude, frequency and phase jitter.



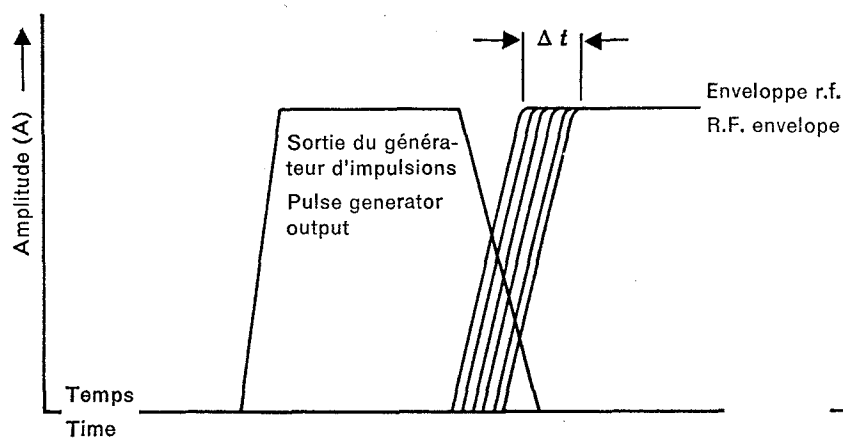
088/75

FIG. 4. — Circuit d'interféromètre.
Interferometer circuit.



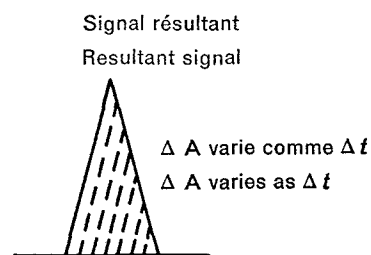
089/75

FIG. 5. — Comparateur de phase.
Phase comparator.



090/75

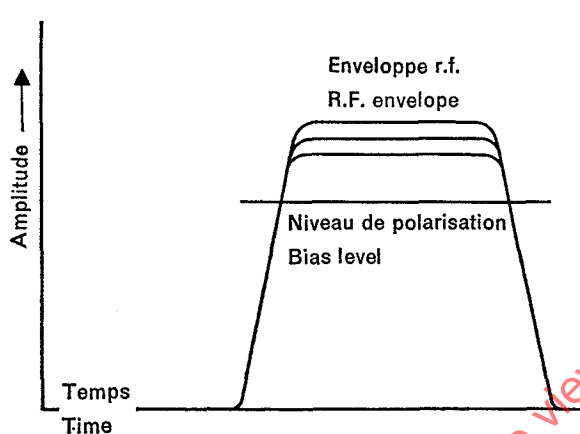
FIGURE 6a



091/75

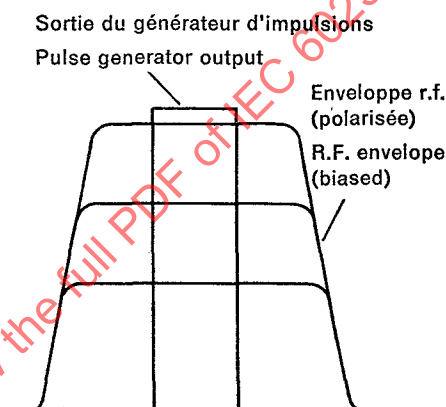
FIGURE 6b

FIG. 6a, 6b. — Traitement des signaux d'indécision de temps.
Processing of time jitter signals.



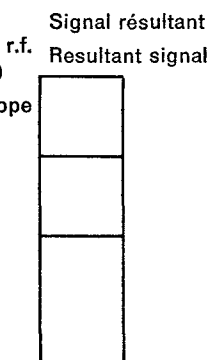
092/75

FIGURE 7a



093/75

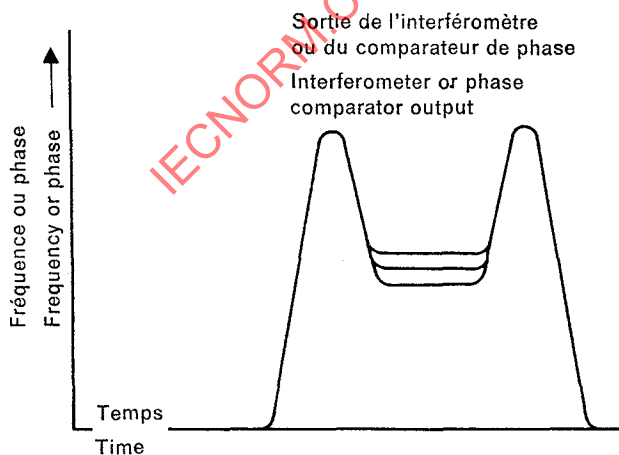
FIGURE 7b



094/75

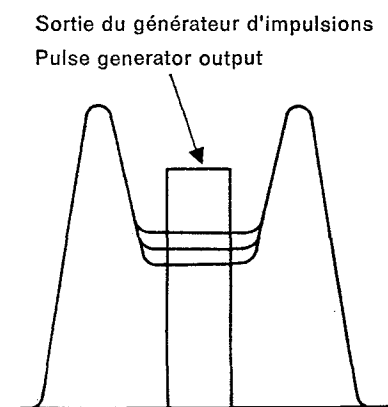
FIGURE 7c

FIG. 7a, 7b, 7c. — Traitement des signaux d'indécision d'amplitude.
Processing of amplitude jitter.



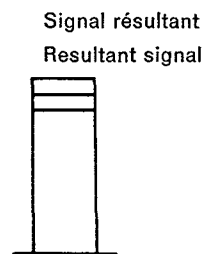
095/75

FIGURE 8a



096/75

FIGURE 8b



097/75

FIGURE 8c

FIG. 8a, 8b, 8c. — Traitement des signaux d'indécision de fréquence et de phase.
Processing of frequency and phase jitter signals.