

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60235-2D

Première édition
First edition
1976-01

Quatrième complément à la Publication 60235-2 (1972)

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

**Deuxième partie:
Mesures générales**

Fourth 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 60235-2D: 1976

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**

**CEI
IEC**

**INTERNATIONAL
STANDARD**

60235-2D

Première édition
First edition
1976-01

Quatrième complément à la Publication 60235-2 (1972)

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

**Deuxième partie:
Mesures générales**

Fourth supplement to Publication 60235-2 (1972)

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

**Part 2:
General measurements**

© IEC 1976 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

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



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

L

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

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4
Articles	
25.2.5 Mesure du bruit dans les amplificateurs à hyperfréquences à l'aide d'un discriminateur de phase en hyperfréquences	6
25.2.5.1 Mesure des amplificateurs en onde entretenue	6
25.2.5.2 Mesure des amplificateurs en impulsions	10
FIGURES	14
ANNEXE A — Tableau des caractéristiques des méthodes de mesure.	17
ANNEXE B — Relations entre grandeurs liées au bruit.	18

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5
Clause	
25.2.5 Measurement of noise in microwave amplifiers using a microwave phase discriminator	7
25.2.5.1 Measurement of c.w. amplifiers	7
25.2.5.2 Measurement of pulsed amplifiers	11
FIGURES	14
APPENDIX A — Table of measurement method characteristics	17
APPENDIX B — Relationships between noise quantities	19

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

Quatrième 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 établie par le Comité d'Etudes N° 39 de la CEI: Tubes électroniques, et le Sous-Comité 39A: Tubes pour hyperfréquences.

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

Elle comporte le paragraphe 25.2.5 du chapitre V de la Publication 235-2A: Premier complément à la Publication 235-2 (1972): Mesure des caractéristiques électriques des tubes pour hyperfréquences, Deuxième partie: Mesures générales, chapitre V: Méthodes de mesure du bruit parasite.

Après la réunion tenue à Paris en 1971, un premier projet fut diffusé en 1972, à la suite de quoi le projet, document 39(Bureau Central)273, fut soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en avril 1974.

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

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

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

Fourth 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 by Sub-Committee 39A, Microwave Tubes.

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

It contains Sub-clause 25.2.5 in Chapter V of Publication 235-2A, First supplement to Publication 235-2 (1972), Measurement of the Electrical Properties of Microwave Tubes, Part 2: General Measurements, Chapter V: Methods of Measuring Parasitic Noise.

After the meeting held in Paris in 1971, a first draft was circulated in 1972, following which the draft, Document 39(Central Office)273, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in April 1974.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

Australia	Japan
Belgium	Netherlands
Canada	Poland
Czechoslovakia	Switzerland
Finland	Turkey
France	Union of Soviet Socialist Republics
Germany	United Kingdom
Israel	United States of America
Italy	

Quatrième complément à la Publication 235-2 (1972)

MESURE DES CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES DES TUBES POUR HYPERFRÉQUENCES

Deuxième partie : Mesures générales

CHAPITRE V : MÉTHODES DE MESURE DU BRUIT PARASITE

Page 38 de la Publication 235-2 A

25.2.5 *Mesure du bruit dans les amplificateurs à hyperfréquences à l'aide d'un discriminateur de phase en hyperfréquences*

Remplacer « A l'étude » par le texte suivant :

25.2.5.1 *Mesure des amplificateurs en onde entretenue*

25.2.5.1.1 *Théorie*

Un schéma fonctionnel du circuit utilisé dans cette méthode est représenté à la figure 31, page 14.

Un échantillon du signal amplifié est comparé à un échantillon du signal pilotant l'amplificateur. Par ajustement de l'atténuation et de la phase du signal de la voie de référence, les deux porteuses se compensent dans l'hybride à 3 dB. Par conséquent, le signal qui apparaît à la sortie (3) de l'hybride est essentiellement constitué par les bandes latérales de bruit générées par l'amplificateur et son alimentation.

Les bandes latérales de bruit sont démodulées dans un mélangeur à faible bruit, tel qu'une diode de Schottky, par réinjection de la porteuse à bas niveau, de l'ordre de 1 mW.

L'annulation des porteuses dans l'hybride à 3 dB peut être de l'ordre de 40 dB. Il est donc possible de faire fonctionner le discriminateur de phase à un niveau relativement élevé, de l'ordre de 100 mW à 1 000 mW. En conséquence, les bandes latérales de bruit apparaissant à la sortie (3) de l'hybride correspondront à une puissance dans la porteuse de 100 mW à 1 000 mW tandis que le mélangeur recevra moins de 0,1 mW de cette porteuse (directivité 40 dB). Par variation de la phase de la porteuse réinjectée dans le mélangeur, il est possible de mesurer les composantes de bruit en phase ou en quadrature avec la porteuse, ce qui correspond respectivement à une mesure du bruit de modulation en amplitude ou bruit de modulation en fréquence.

L'étalonnage s'effectue en introduisant dans l'une des voies une modulation d'amplitude de niveau connu, au moyen d'un atténuateur étalonné à diode PIN excité par un générateur de modulation. Le déphaseur étalonné, placé dans la voie de réinjection de la porteuse, est alors réglé pour la lecture maximale de l'indicateur. L'équipement est ainsi réglé pour les mesures du bruit de modulation en amplitude. Pour effectuer des mesures du bruit de modulation en fréquence, il suffit de changer de 90° la phase de la porteuse réinjectée, l'étalonnage restant valable.

Une ligne à retard peut être insérée dans la voie de référence afin d'égaliser les longueurs électriques des deux voies, y compris l'amplificateur, ce qui a pour effet de minimiser la sensibilité à la fréquence de l'équilibre du discriminateur de phase.

La sensibilité de ce type d'équipement est limitée par le facteur de bruit du récepteur (c'est-à-dire mélangeur à faible bruit et amplificateur sélectif) et la puissance radiofréquence totale reçue par le mélangeur. Si une diode classique à pointe est utilisée, le facteur de bruit du récepteur en bande X, qui peut être de l'ordre de 10 dB à une fréquence intermédiaire de 10 MHz, augmente linéairement jusqu'à 50 dB à 1 kHz. En utilisant une diode de Schottky, le facteur de bruit reste constant jusqu'à quelques kilohertz de la porteuse (typiquement 5 kHz) puis augmente à raison de 10 dB par décade.

Fourth supplement to Publication 235-2 (1972)

MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL PROPERTIES
OF MICROWAVE TUBES

Part 2 : General measurements

CHAPTER V : METHODS OF MEASURING PARASITIC NOISE

Page 39 of Publication 235-2 A :

25.2.5 *Measurement of noise in microwave amplifiers using a microwave phase discriminator*

Replace "Under consideration" by the following text :

25.2.5.1 *Measurement of c.w. amplifiers*

25.2.5.1.1 *Theory*

A block diagram of the circuit arrangement used for this method is shown in Figure 31, page 14.

A sample of the amplified signal is compared with a sample of the signal driving the amplifier. By adjustment of the attenuation and phase in the reference channel, the two carriers compensate within the 3 dB hybrid. The signal then appearing at port (3) consists only of the noise sidebands introduced by the amplifier and its power supply.

The noise sidebands are demodulated in a low-noise mixer, such as a Schottky diode, by reinjection of the carrier at low level, typically of the order of 1 mW.

Cancellation of the carriers in the 3 dB hybrid can be of the order of 40 dB. It is then possible to operate the phase discriminator at a relatively high level, typically 100 mW to 1 000 mW. Consequently, the sidebands appearing at port (3) of the hybrid will correspond to a 100 mW to 1 000 mW carrier whilst the mixer will receive less than 0.1 mW (40 dB directivity) of this carrier. By varying the phase of the carrier reinjected to the mixer, it is now possible to measure separately the noise components in phase or in quadrature with the carrier, corresponding respectively to a.m. and f.m. noise.

Calibration is performed by introducing a known amount of amplitude modulation on one of the channels by the use of a calibrated PIN diode attenuator driven by a modulation generator. The calibrated phase shifter in the carrier reinjection channel is adjusted for maximum reading on the indicator. The equipment is now set for a.m. noise measurements. For f.m. noise measurements, it is only necessary to change the phase of the reinjected carrier by 90°, the calibration remaining valid.

A delay line can be used in the reference channel to equalize the electrical lengths of the two channels, including the amplifier, and to minimize the frequency sensitivity of the phase discriminator balance.

The sensitivity of this type of equipment is limited by the noise factor of the receiver (i.e. low-noise mixer and selective amplifier) and the total r.f. input to the mixer. If a conventional point contact diode is used, the noise figure of the receiver at X band, which can be of the order of 10 dB at 10 MHz intermediate frequency, increases linearly to 50 dB at 1 kHz. By using a Schottky diode, the noise figure remains constant down to a few kilohertz from the carrier (typically 5 kHz) and then increases at a rate of 10 dB per decade.

Si on réalise un facteur de bruit de 10 dB avec une puissance radiofréquence totale d'entrée du mélangeur égale à 1 mW (0 dBm), le signal minimal détectable sera -134 dBm/kHz (moins 144 dBm/kHz, bruit thermique à la température ambiante, plus 10 dB de facteur de bruit). Si le discriminateur de phase est équilibré à un niveau de puissance de 20 dB à 30 dB plus élevé que le niveau de l'oscillateur local, la limite théorique de mesure du rapport des niveaux de la porteuse au bruit est de 154 dB/kHz à 164 dB/kHz. En fait, la limite pratique de sensibilité provient du bruit du générateur de signal présent dans la porteuse réinjectée et la contribution minimale détectable de bruit de l'amplificateur se situe de 20 dB à 30 dB au-dessous du bruit du générateur de signal.

Note.— Il est également possible d'utiliser un récepteur superhétérodyne ayant deux mélangeurs équilibrés permettant de transposer en fréquence intermédiaire le bruit à mesurer. Dans ce cas, un facteur de bruit de l'ordre de 10 dB peut-être obtenu à l'aide de diodes classiques à pointes. Un schéma fonctionnel du récepteur est donné à la figure 32, page 15.

Les bruits de modulation en amplitude et de modulation en fréquence sont tous deux déterminés par cette méthode sous la forme d'un rapport de porteuse à bruit. Si on souhaite exprimer le bruit de modulation en fréquence sous la forme d'une déviation de la fréquence de la porteuse, on utilisera la relation suivante:

$$\Delta F_{\text{eff}} = \frac{f}{10^{A/20}} \quad (\text{deux bandes latérales})$$

dans laquelle ΔF_{eff} est la déviation efficace de la fréquence porteuse à la fréquence de modulation f , qui correspond à un rapport des puissances de la porteuse et du bruit égal à A décibels, dans la bande passante de mesure.

25.2.5.1.2 *Mesure*

Le mélangeur à faible bruit est protégé de toute surcharge par réglage de l'atténuateur variable (4) à l'atténuation maximale (30 dB minimum).

L'atténuateur variable (1) est réglé au maximum d'atténuation (puissance nulle dans la voie de référence).

L'amplificateur est mis en fonctionnement dans les conditions spécifiées. Le niveau de la voie « signal » est réglé à l'aide de l'atténuateur variable (2) à une valeur convenable, 100 mW à 1 000 mW, lue sur l'indicateur de puissance.

Le discriminateur de phase est équilibré par approximations successives en agissant sur l'atténuateur variable (1) et le déphaseur (1). Une indication de l'équilibre est donnée par une lecture de zéro sur l'indicateur de puissance.

Lorsque l'équilibre est obtenu, l'atténuateur variable (4) est ramené à l'atténuation minimale. Le niveau de réinjection de la porteuse est réglé à une valeur convenable (1 mW) à l'aide de l'atténuateur variable (3).

Une modulation d'amplitude connue de faible indice est introduite par le générateur de modulation alimentant l'atténuateur à diode PIN. L'amplificateur sélectif est accordé à la fréquence de modulation.

Le déphaseur étaloné est ajusté pour une lecture maximale de l'indicateur.

En accordant la fréquence de l'amplificateur sélectif, il est maintenant possible de mesurer la puissance du bruit de modulation en amplitude dans la bande passante de l'amplificateur sélectif en fonction de l'écart en fréquence par rapport à la porteuse.

Pour les mesures du bruit de modulation en fréquence, il suffit de changer de 90° le réglage du déphaseur étaloné.

Précautions

— Tout déséquilibre notable du discriminateur de phase résultant par exemple d'un arrêt de l'alimentation en courant continu du tube amplificateur pendant les mesures du bruit risquerait de provoquer la destruction du mélangeur par surcharge.

Durant tout ajustement de l'entrée du tube, tel que changement du niveau de tension ou changement de la fréquence, il est nécessaire de protéger le mélangeur en réglant l'atténuateur variable (4) à son maximum d'atténuation.

— La modulation d'amplitude connue utilisée pour l'étalonnage doit être d'un indice suffisamment faible pour assurer une bonne linéarité de toute la chaîne de mesure, c'est-à-dire le mélangeur, l'amplificateur sélectif et l'indicateur, depuis le niveau d'étalonnage jusqu'au niveau du bruit mesuré.

— L'indicateur doit donner la valeur efficace de la tension de bruit amplifiée.

If a 10 dB receiver noise factor is achieved with 1 mW total r.f. input to the mixer (0 dBm), the minimum detectable signal will be -134 dBm/kHz (minus 144 dBm/kHz, thermal noise at ambient temperature, plus 10 dB noise figure). The phase discriminator being balanced at a power level 20 dB to 30 dB higher than the local oscillator level, the theoretical limit of the carrier-to-noise measurement is 154 dB/kHz to 164 dB/kHz. In fact, the practical sensitivity is limited by the noise of the signal generator present in the reinjected carrier and the minimum detectable noise contribution of the amplifier is 20 dB to 30 dB below the signal generator noise.

Note.— It is also possible to use a superheterodyne receiver with two balanced mixers to ensure the transfer of the noise to be measured to an intermediate frequency. In this case, a noise figure of the order of 10 dB can be obtained by using conventional point contact diodes. A block diagram of the receiver is shown in Figure 32, page 15.

Both a.m. and f.m. noise are determined in terms of the carrier-to-noise ratio. If one wishes to express f.m. noise in terms of carrier frequency deviation, the following relation is used:

$$\Delta F_{\text{rms}} = \frac{f}{10^{A/20}} \quad (\text{two sidebands})$$

where ΔF_{rms} is the r.m.s. deviation of the carrier frequency at modulating frequency f , corresponding to a carrier-to-noise power ratio equal to A decibels, in the bandwidth of measurement.

25.2.5.1.2 Measurement

The low-noise mixer is protected from overload by setting variable attenuator (4) at maximum attenuation (30 dB minimum).

The variable attenuator (1) is set to maximum attenuation (no reference channel power).

The amplifier is operated under stated conditions. The signal channel level is set by variable attenuator (2) to an appropriate value, 100 mW to 1 000 mW, read on the power indicator.

The phase discriminator is balanced in successive approximations by actions on variable attenuator (1) and phase shifter (1). Indication of balance is given by near zero reading on the power indicator.

When balance is achieved variable attenuator (4) is set to minimum. Carrier reinjection level is set to an appropriate value (1 mW) by variable attenuator (3).

A known amplitude modulation of low index is introduced by the modulation generator driving the PIN diode attenuator. The selective amplifier is tuned to the modulating frequency.

The calibrated phase shifter is adjusted for maximum reading on the indicator.

By tuning the selective amplifier, it is now possible to measure the a.m. noise power in the selective amplifier bandwidth as a function of frequency deviation from the carrier.

For f.m. noise measurements, the calibrated phase shifter setting is changed by 90° .

Precautions

— Any appreciable imbalance of the phase discriminator resulting for instance from switching off the d.c. power supply of the amplifier tube during noise measurements will cause the mixer diode to burn out.

During any adjustment of the tube input, such as change of operating voltage or frequency, it is necessary to protect the mixer by setting variable attenuator (4) to maximum attenuation.

— Known amplitude modulation used for calibration must be of sufficiently low index to ensure good linearity of the mixer, selective amplifier and indicator from calibration down to noise levels.

— The indicator should read the r.m.s. value of the amplified noise voltage.

- Si un analyseur de spectre est utilisé pour donner une indication visuelle du bruit, il faut souligner qu'il ne peut pas être utilisé pour des mesures quantitatives.
- On doit prendre soin de s'assurer que le modulateur à diode PIN n'introduit pas de bruit ou une modulation parasite de phase.

25.2.5.2 Mesure des amplificateurs en impulsions

25.2.5.2.1 Théorie

Un schéma fonctionnel du circuit utilisé pour la mesure du bruit des amplificateurs en impulsions est représenté à la figure 33, page 16.

Si une porteuse en onde entretenue est modulée en amplitude à 100% par des impulsions de forme rectangulaire de durée t à une fréquence de répétition f (période de répétition des impulsions $T = \frac{1}{f}$), le signal transmis apparaît dans le domaine des fréquences comme un spectre constitué d'un nombre infini de raies discrètes séparées par un écart de fréquence constant égal à f hertz, et dont l'amplitude, qui est maximale à la fréquence de la porteuse, varie comme :

$$\frac{\sin \pi \cdot \Delta f \cdot t}{\pi \cdot \Delta f \cdot t}$$

où Δf est l'écart en fréquence par rapport à la porteuse et t la durée de l'impulsion.

La largeur du lobe principal du spectre est donc égale à $\frac{2}{t}$ Hz et comprend $\frac{2}{t \cdot f}$ raies spectrales.

Si P_o est la puissance de crête transmise de la porteuse non modulée, la puissance moyenne transmise est :

$$P_m = P_o \cdot \frac{t}{T} = P_o \cdot t \cdot f$$

et la puissance contenue dans chacune des raies principales du spectre (porteuse ou proche de la porteuse) est :

$$P_e = P_o \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^2 = P_o \cdot t^2 \cdot f^2$$

Le circuit utilisé est essentiellement le même que celui utilisé pour les amplificateurs fonctionnant en onde entretenue à ceci près que l'équilibrage du discriminateur de phase doit être effectué en impulsions, ce qui exige que les formes d'impulsions soient exactement les mêmes dans les voies « signal » et « référence ». Cela est obtenu par l'utilisation de deux modulateurs identiques à diode PIN, placés respectivement dans chacune des voies et pilotés par le même générateur d'impulsions.

Chaque modulateur à diode PIN, normalement polarisé pour l'atténuation maximale, est amené à l'atténuation minimale par une impulsion de tension entièrement comprise dans le plat de l'impulsion du signal amplifié. Les deux signaux pulsés sont ainsi rendus identiques en forme et peuvent donc s'équilibrer dans le discriminateur de phase.

Comme les amplificateurs en impulsions fonctionnent généralement à une puissance de crête élevée avec un gain limité, il peut être nécessaire d'introduire un préamplificateur entre le générateur de signal en onde entretenue et le tube à mesurer. Ce préamplificateur peut fonctionner en impulsions.

Le générateur de signal fournissant la porteuse réinjectée doit fonctionner en onde entretenue.

La puissance dans les voies « signal » et « référence » est limitée par la puissance de crête que peuvent accepter les modulateurs à diode PIN, environ 1 000 mW.

L'amplificateur sélectif doit avoir une sélectivité suffisante pour permettre la mesure du bruit entre deux raies spectrales.

- If a spectrum analyzer is used to give a visual indication of noise, it should be noted that this cannot be used for quantitative measurements.
- Care must be taken to ensure that the PIN diode modulator does not introduce unwanted phase modulation and noise.

25.2.5.2 Measurement of pulsed amplifiers

25.2.5.2.1 Theory

A block diagram of the circuit arrangement used for noise measurements on pulsed amplifiers is shown in Figure 33, page 16.

If a c.w. carrier is 100% amplitude modulated by rectangular shaped pulses of duration t at a pulse repetition frequency f (pulse repetition period $T = \frac{1}{f}$), the transmitted signal appears in the frequency domain as a spectrum consisting of an infinite number of discrete lines separated by a constant frequency interval equal to f hertz, the amplitude of which is maximum at the carrier frequency and varies as:

$$\frac{\sin \pi \cdot \Delta f \cdot t}{\pi \cdot \Delta f \cdot t}$$

where Δf is the deviation in frequency from the carrier and t is the pulse duration.

The main lobe of the spectrum is then $\frac{2}{t}$ Hz wide and will comprise $\frac{2}{t \cdot f}$ spectral lines.

If P_o is the peak transmitted power of the unmodulated carrier, the mean or average transmitted power is:

$$P_m = P_o \cdot \frac{t}{T} = P_o \cdot t \cdot f$$

and the power contained in each of the main spectral lines (carrier or close to carrier) is:

$$P_e = P_o \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^2 = P_o \cdot t^2 \cdot f^2$$

The circuit used is basically the same as that used for c.w. amplifiers except that the balance of the phase discriminator must be achieved under pulsed conditions, which requires that the pulse shapes should be exactly the same in reference and signal channels. This is achieved by the use of two identical PIN diode modulators, one in each of the two channels, driven from the same pulsed voltage generator.

Each PIN diode modulator, normally biased for maximum attenuation, is pulsed to minimum attenuation during a fraction of the total of the flat top portion of the pulse of the amplified signal. The two pulsed signals, being made identical in shape, can balance in the phase discriminator.

As pulse amplifiers are generally operated at high peak power output with limited gain, it is sometimes necessary to add a preamplifier between the c.w. signal generator and the tube being measured. This preamplifier can be pulsed.

The carrier reinjection must be provided by a c.w. operating signal generator.

The power in the reference and signal channels is limited by the peak power handling capability of the PIN diode modulators, usually 1 000 mW.

The selective amplifier must have enough selectivity to allow noise measurements between two spectral lines.

La sensibilité de ce type de mesure du bruit est limitée par le spectre de bruit du générateur de signal dont l'élimination par l'équilibrage du discriminateur de phase est imparfaite. Comme la densité spectrale du bruit des oscillateurs décroît généralement très rapidement lorsque l'écart en fréquence par rapport à la porteuse augmente, la sensibilité dépend considérablement de l'écart de fréquence entre les raies spectrales (fréquence de répétition des impulsions).

Pour une fréquence de répétition de 1 000 Hz, on peut obtenir une sensibilité de 70 dB, mesurée dans 1 kHz de bande passante, au-dessous de *l'une des raies principales du spectre*.

Note.— Il y a un avantage certain à ne pas effectuer la mesure du bruit autour de la raie spectrale correspondant à la porteuse, mais plutôt plus loin de la fréquence porteuse ce qui a pour effet de réduire les contributions au bruit basse fréquence du mélangeur et du générateur de signal.

25.2.5.2.2 *Mesure*

La méthode décrite au paragraphe 1.2. est applicable.

The sensitivity of this type of noise measurements is limited by the noise spectrum of the signal generator because of imbalance in the phase discriminator. As the noise spectral power density in oscillators generally decreases very rapidly when the frequency deviation from the carrier increases, the sensitivity is strongly dependent upon the frequency interval between spectral lines (pulse repetition frequency).

At 1 000 Hz pulse repetition frequency a sensitivity of 70 dB in 1 kHz bandwidth below *one of the main spectral lines* can be achieved.

Note.— There is a definite advantage in not performing the measurement around the carrier spectral line but preferably farther from the carrier frequency, as low-frequency noise contributions from the mixer and signal generator are then reduced.

25.2.5.2.2 *Measurement*

The same method as described in Sub-clause 1.2 applies.

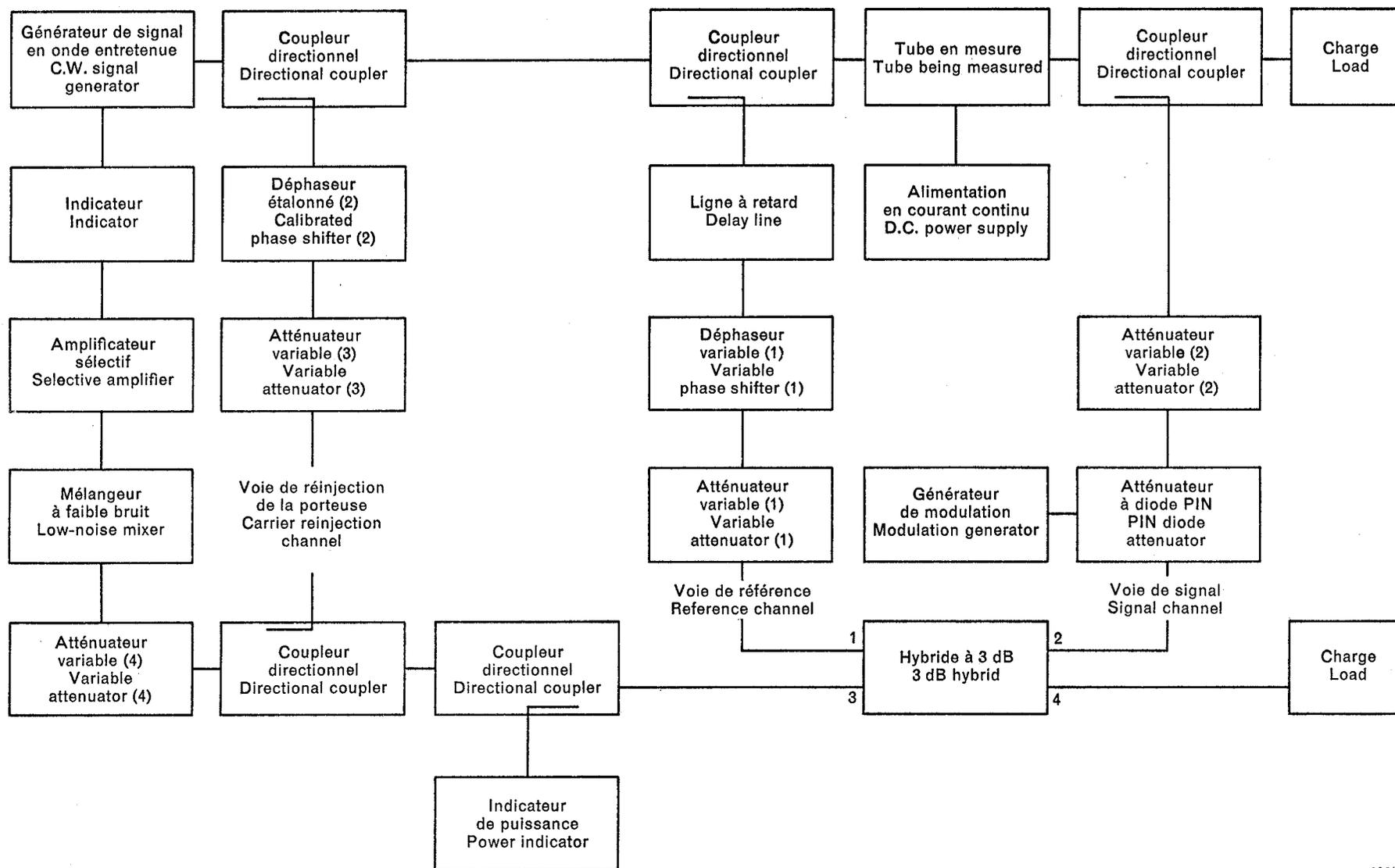


FIG. 31. — Circuit de mesure du bruit d'un amplificateur en onde entretenue utilisant un discriminateur de phase en hyperfréquences.
Circuit for measurement of noise in a c.w. amplifier using a microwave phase discriminator.

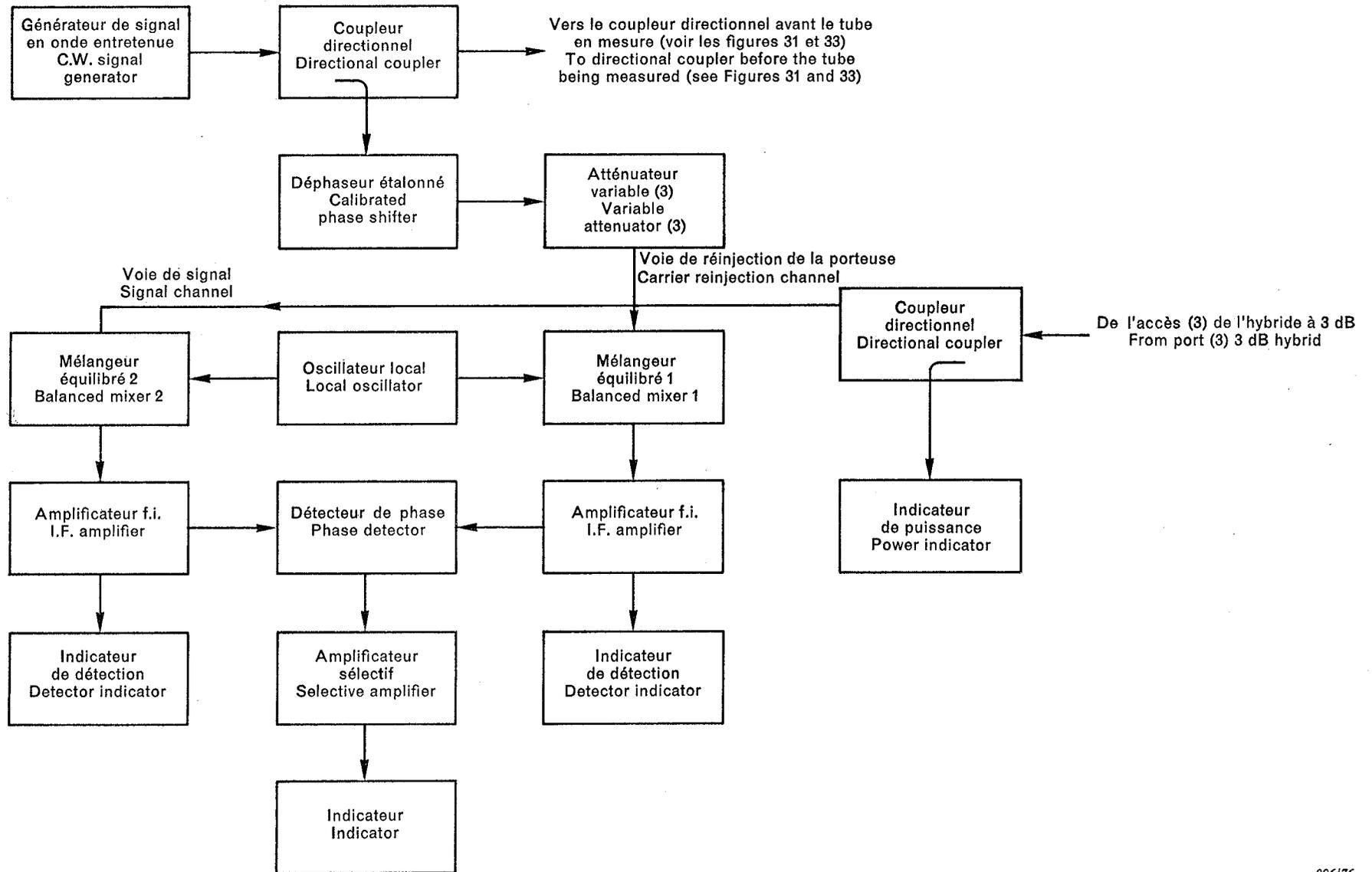


FIG. 32. — Schéma fonctionnel du récepteur superhétérodyne pour la mesure du bruit d'un amplificateur à hyperfréquences.
Block diagram of the superheterodyne receiver for the measurement of noise in a microwave amplifier.

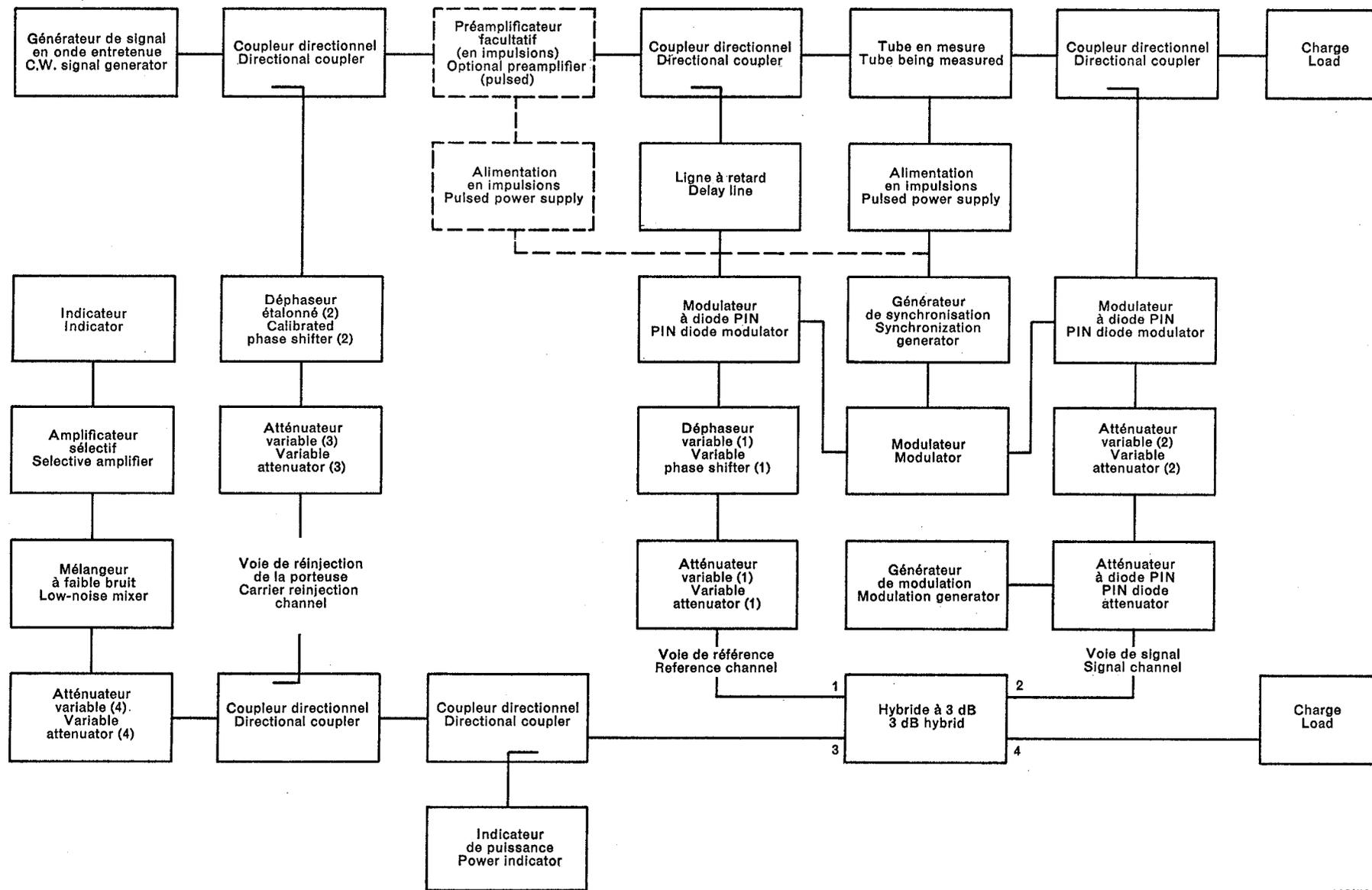


FIG. 33. — Circuit de mesure du bruit d'un amplificateur en impulsions à l'aide d'un discriminateur de phase en hyperfréquences.
Circuit for measurement of noise in a pulsed amplifier using a microwave phase discriminator.

ANNEXE A

TABLEAU DES CARACTÉRISTIQUES DES MÉTHODES DE MESURE

Paragraphe réf.	Description de la méthode	Utilisation	Porteuse	Domaine de fréquences des bandes latérales de bruit	Fenêtre de bruit	Type de bruit	Niveau de bruit	Corrélation M. A./M. F.
25.2.5	Comparaison du bruit du tube à un signal r.f. comportant une M.A. ou M.F. connue, au moyen d'un discriminateur de phase équilibré	Bruit de modulation des amplificateurs, m.a. et m.f., <i>onde entretenue ou impulsion</i>	100 mW à 1000 mW onde entretenue 1000 mW impulsion	0 Hz à 10 MHz habituellement 10 Hz à 1 MHz	10 Hz à 2 MHz	M.A. et m.f.	Onde entretenue rapport signal à bruit 160 dB dans une bande de 1 Hz <i>Impulsion</i> : 100 dB au-dessous d'une raie spectrale dans une bande de 1 Hz	Non

APPENDIX A

TABLE OF MEASUREMENT METHOD CHARACTERISTICS

Sub-clause Ref.	Method description	Use	Carrier	Sideband frequency of noise measurement	Noise window	Type of noise	Noise level	A.M./F.M. correlation
25.2.5	Compares tube noise with r.f. signal having known a.m. or f.m. modulation by the use of a balanced phase discriminator	Amplifier modulation noise a.m. and f.m. <i>c.w. or pulsed</i>	100 mW to 1 000 mW c.w. 1 000 mW pulsed	0 Hz to 10 MHz usually 10 Hz to 1 MHz	10 Hz to 2 MHz	A.M. and f.m.	<i>C.W.</i> : signal-to-noise ratio 160 dB in 1 Hz bandwidth <i>Pulsed</i> : 100 dB below main spectral lines in 1 Hz bandwidth.	No

ANNEXE B

RELATIONS ENTRE GRANDEURS LIÉES AU BRUIT

Bruit de modulation

Le bruit de modulation est généralement rapporté au niveau de la porteuse. Ainsi,

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_c}{P_n}$$

où:

P_c = puissance de la porteuse

P_n = puissance de bruit dans une bande de B Hz

Si E est l'amplitude de l'onde radiofréquence de fréquence F_o non modulée, et ΔE l'amplitude de la tension de modulation à fréquence F_m ,

$$M = \frac{\Delta E}{E} \text{ est l'indice de modulation}$$

Le rapport de la puissance de la porteuse à la puissance dans *une* des bandes latérales est:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{E}{\frac{\Delta E}{2}} \quad (1)$$

Si la modulation est du bruit et non un signal sinusoïdal, le rapport de la porteuse au bruit s'exprime parfois par:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log \frac{E}{\Delta E_{\text{eff}}} \quad (2)$$

Une erreur fréquente provient de l'utilisation incorrecte des valeurs de *crête* ou *efficace* dans les formules ci-dessus, ainsi que de l'oubli de spécifier si seulement *une* ou les *deux* bandes latérales sont prises en considération.

Les résultats obtenus avec les formules (1) et (2) diffèrent de 3 dB dans le cas d'une modulation sinusoïdale, mais ils concordent lorsque les deux bandes latérales sont considérées (ainsi qu'elles devraient l'être).

Dans le cas du bruit de modulation de fréquence, il est usuel de se référer à une déviation effective (efficace) de fréquence.

L'indice de modulation d'une porteuse modulée en fréquence, par une fréquence discrète pour une certaine excursion de fréquence est:

$$M = \frac{\Delta F}{f}$$

où:

M = indice de modulation

ΔF = déviation de crête en hertz de la fréquence F de la porteuse

f = fréquence de modulation en hertz

Les premières bandes latérales résultant de cette modulation se trouveront à un écart de fréquence par rapport à la porteuse de $\pm f$, les deuxièmes bandes latérales à $\pm 2f$, etc.

APPENDIX B

RELATIONSHIPS BETWEEN NOISE QUANTITIES

Modulation noise

Modulation noise is generally related to the carrier level. Thus,

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \frac{P_c}{P_n}$$

where:

P_c = carrier power

P_n = noise power in a bandwidth B Hz

If E is the amplitude of the unmodulated r.f. wave at carrier frequency F_c , ΔE is the amplitude of the modulating voltage at frequency F_m ,

$$M = \frac{\Delta E}{E} \text{ is the modulation index}$$

The ratio of the power in the carrier to the power in *one* sideband is:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{E}{\frac{\Delta E}{2}} \quad (1)$$

If modulation is noise rather than sinusoidal, the carrier-to-noise ratio is sometimes expressed as:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log \frac{E}{\Delta E_{\text{rms}}} \quad (2)$$

A common mistake arises from improper use of *peak* and *r.m.s.* values in the above formulae, and in not specifying whether *one* or *both* sidebands are being considered.

Formulae (1) and (2) give results differing by 3 dB in the case of sinusoidal modulation, but the results agree if both sidebands are considered (as they should be).

In the case of f.m. noise, it is common to refer to an effective (or r.m.s.) frequency deviation.

The modulation index of a frequency modulated carrier which is modulated by a discrete frequency to a certain frequency deviation is:

$$M = \frac{\Delta F}{f}$$

where:

M = modulation index

ΔF = peak deviation in hertz of the carrier frequency F

f = modulating frequency in hertz

The resulting first sidebands are located from the carrier by a frequency of $\pm f$, the second sidebands by $\pm 2f$, etc.

Les amplitudes des tensions radiofréquences de la porteuse et des bandes latérales varient comme les fonctions de Bessel de l'indice de modulation. L'amplitude en tension de la porteuse variera comme $J_0(M)$; l'amplitude des premières bandes latérales comme $J_1(M)$, etc. Par conséquent, les amplitudes relatives des puissances dans la porteuse et dans l'une des bandes latérales du premier ordre seront:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{J_0(M)}{J_1(M)} \quad (3)$$

Si l'indice de modulation est faible:

$$J_0(M) \cong 1,0$$

$$J_1(M) \cong \frac{M}{2} \cong \frac{\Delta F}{2f}$$

L'expression (3) devient donc:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{2f}{\Delta F} \quad (4)$$

L'équation (4) donne la relation entre les puissances dans la porteuse et dans l'une des bandes latérales du premier ordre pour de faibles indices de modulation.

Il faut remarquer que le rapport des puissances de la porteuse aux bandes latérales varie à la fois avec la déviation de fréquence ΔF et l'écart à la porteuse f .

Il est facile à l'aide de cette relation de corrélérer une puissance de bruit mesurée à « tant de décibels au-dessous de la porteuse » dans une largeur de bande spécifiée, en tout point du spectre, à la puissance équivalente qui serait générée par une modulation discrète au même point du spectre.

Il est habituel de définir le bruit de modulation en fréquence par une déviation efficace de fréquence en considérant les deux bandes latérales. Dans ce cas, nous avons:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{f}{\Delta F_{\text{eff}}} \quad (\text{deux bandes latérales}) \quad (5)$$

Si A_1 est le rapport en décibels de la puissance de la porteuse à la puissance de bruit dans une largeur de bande B_1 Hz, le rapport A_2 en décibels de la puissance de la porteuse à la puissance de bruit dans une largeur de bande B_2 Hz est donné par:

$$A_2 = A_1 + 10 \log \frac{B_1}{B_2}$$

Si ΔF_1 est la déviation de la fréquence porteuse dans une largeur de bande de mesure B_1 Hz, la déviation de fréquence ΔF_2 correspondant à une largeur de bande B_2 Hz est:

$$\Delta F_2 = \Delta F_1 \sqrt{\frac{B_2}{B_1}}$$

Note.— Ces relations ne s'appliquent qu'au cas où le bruit mesuré apparaît sous la forme d'un spectre continu. Elles ne s'appliquent pas lorsqu'il existe des raies spectrales cohérentes, dues par exemple à une ondulation d'alimentation. Si on considère la mesure du bruit en impulsion, les mêmes relations s'appliquent; il est toutefois possible de rapporter la puissance de bruit à trois différentes valeurs de la puissance de la porteuse: puissance de la porteuse non modulée P_0 (puissance de crête), puissance moyenne transmise P_m , ou puissance dans l'une des raies principales du spectre P_1 .

On a les relations suivantes:

$$P_1 = P_m \cdot \left(\frac{t}{T}\right) = P_0 \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^2$$

où:

t = durée d'impulsion

T = période de répétition

The amplitude of r.f. voltages in the carrier and sidebands vary as Bessel functions of the modulation index. The voltage amplitude of the carrier will vary as $J_0(M)$; the amplitude of the first sidebands as $J_1(M)$, etc. Therefore, the relative amplitudes of the power in the carrier and the power in *one* of the first order sidebands will be:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{J_0(M)}{J_1(M)} \tag{3}$$

Where the modulation index is small:

$$J_0(M) \cong 1.0$$

$$J_1(M) \cong \frac{M}{2} \cong \frac{\Delta F}{2f}$$

Then (3) becomes:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{2f}{\Delta F} \tag{4}$$

Equation (4) gives the relationship between the carrier and the power in *one* of the first order sidebands for small modulation indices.

It should be noted that the carrier-to-sideband power ratio varies both with peak deviation ΔF and the distance away from the carrier f .

With this relationship, it is easy to correlate a noise power measured as “so many decibels below the carrier” in stated bandwidth, at any place in the spectrum with an equivalent power which would be generated by a discrete modulation at the same place in the spectrum.

It is usual to define f.m. noise in terms of r.m.s. frequency deviation in both sidebands. In this case, we have:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \frac{f}{\Delta F_{\text{rms}}} \quad (\text{two sidebands}) \tag{5}$$

If A_1 is the decibel carrier-to-noise power ratio in a bandwidth of measurement B_1 Hz, the A_2 decibel carrier-to-noise power ratio in a B_2 Hz bandwidth is given by:

$$A_2 = A_1 + 10 \log \frac{B_1}{B_2}$$

If ΔF_1 is the deviation of the carrier frequency in a bandwidth of measurement B_1 Hz, the corresponding ΔF_2 deviation of the carrier frequency in a B_2 Hz bandwidth is:

$$\Delta F_2 = \Delta F_1 \sqrt{\frac{B_2}{B_1}}$$

Note.— These relations apply only when measured noise appears as a continuous spectrum. *They do not apply* when coherent spectral lines are present due for instance to power supply ripple. Considering noise measurements under pulsed conditions, the same relationships apply, but it is possible to relate the noise power to three different values of the carrier power: power of the unmodulated carrier P_o (peak power), mean (or average) transmitted power P_m , or power in one of the main spectral lines P_1 . The following relationship applies:

$$P_1 = P_m \cdot \left(\frac{t}{T}\right) = P_o \cdot \left(\frac{t}{T}\right)^2$$

where:

- t = pulse duration
- T = pulse repetition period

LICENSED TO MECON Limited. - RANCHI/BANGALORE
FOR INTERNAL USE AT THIS LOCATION ONLY, SUPPLIED BY BOOK SUPPLY BUREAU.

LICENSED TO MECON Limited. - RANCHI/BANGALORE
FOR INTERNAL USE AT THIS LOCATION ONLY, SUPPLIED BY BOOK SUPPLY BUREAU.

ICS 31.100
