

**NORME  
INTERNATIONALE**

**CEI  
IEC**

**INTERNATIONAL  
STANDARD**

**60235-2A**

Première édition  
First edition  
1974-01

---

---

**Premier complément à la Publication 60235-2 (1972)**

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

**Deuxième partie:**

**Mesures générales**

**Chapitre V: Méthodes de mesure du bruit parasite**

**First supplement to Publication 60235-2 (1972)**

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

**Part 2:**

**General measurements**

**Chapter V: Methods of measuring parasitic noise**



Numéro de référence  
Reference number  
CEI/IEC 60235-2A: 1974

## 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

**60235-2A**

Première édition  
First edition  
1974-01

---

---

**Premier complément à la Publication 60235-2 (1972)**

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

**Deuxième partie:**

**Mesures générales**

**Chapitre V: Méthodes de mesure du bruit parasite**

**First supplement to Publication 60235-2 (1972)**

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

**Part 2:**

**General measurements**

**Chapter V: Methods of measuring parasitic noise**

© IEC 1974 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](mailto:inmail@iec.ch) IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE

U

For price, voir catalogue en vigueur  
For price, see current catalogue

## SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE . . . . .	4
PRÉFACE . . . . .	4
Articles	
22. Introduction au chapitre V . . . . .	6
23. Théorie générale . . . . .	6
23.1 Introduction . . . . .	6
23.2 Classification du bruit . . . . .	6
24. Etalon de bruit et sources d'étalonnage . . . . .	8
24.1 Etalon de bruit et source d'étalonnage pour le bruit de fond . . . . .	8
24.2 Etalon de bruit et source d'étalonnage pour le bruit de modulation . . . . .	8
25. Mesures . . . . .	8
25.1 Mesures du bruit de fond . . . . .	10
25.2 Mesures du bruit de modulation . . . . .	24
FIGURES . . . . .	42
ANNEXE — Tableau donnant les caractéristiques des méthodes de mesure . . . . .	54

## CONTENTS

	Page
FOREWORD . . . . .	5
PREFACE . . . . .	5
Clause	
22. Introduction to Chapter V . . . . .	7
23. General theory . . . . .	7
23.1 Introduction . . . . .	7
23.2 Classification of noise . . . . .	7
24. Noise reference and calibration sources . . . . .	9
24.1 Noise reference and calibration source for background noise . . . . .	9
24.2 Noise reference and calibration source for modulation noise . . . . .	9
25. Measurements . . . . .	9
25.1 Background noise measurements . . . . .	11
25.2 Modulation noise measurements . . . . .	25
FIGURES . . . . .	42
APPENDIX — Table of measurement method characteristics . . . . .	55

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

---

**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**

---

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

Elle forme le chapitre V de la partie traitant des mesures générales des tubes pour hyperfréquences.

Un premier projet fut diffusé en 1969, un second et un troisième projets suivirent en 1969 et 1971 résultant des discussions menées lors des réunions tenues respectivement à Varsovie et à Washington. Après la réunion tenue à Paris en 1971, un projet final, document 39(Bureau Central)253, fut soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en janvier 1973.

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

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

---

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

---

**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**

---

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 recommendations and the corresponding national rules should, as far as possible, be clearly indicated in the latter.

PREFACE

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

It forms Chapter V of the part dealing with general measurements of microwave tubes.

A first draft was circulated in 1969, a second and third draft followed successively in 1969 and 1971 as a result of discussions which took place during the meetings held in Warsaw and in Washington respectively. After the meeting held in Paris in 1971, a final draft, document 39(Central Office)253, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in January 1973.

The following countries voted explicitly in favour of publication:

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

---

**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**

---

## 22. Introduction au chapitre V

Le présent chapitre donne des méthodes représentatives de mesure du bruit se produisant dans les tubes pour hyperfréquences.

Ces méthodes sont résumées et comparées dans l'annexe pour faciliter le choix de la meilleure méthode à utiliser dans une situation particulière.

Les méthodes de mesures données dans ce chapitre sont suffisamment précises pour procurer un moyen de vérifier le bruit produit par le tube pour hyperfréquences, dans des limites acceptables.

## 23. Théorie générale

### 23.1 Introduction

On effectue des mesures de bruit sur les tubes pour hyperfréquences pour vérifier la contribution du tube à la dégradation du fonctionnement d'un système, causée par le bruit.

En conséquence, le type de mesure de bruit qui peut être souhaitable dépend non pas uniquement du type de tube (c'est-à-dire oscillateur ou amplificateur) mais aussi de l'application du système dans lequel le tube sera utilisé.

Dans les mesures de bruit, les composantes de modulation en fréquence et en phase ne peuvent être distinguées.

En conséquence, le résultat d'une telle mesure peut être exprimé d'une façon ou d'une autre.

Les mesures de bruit ne peuvent être effectuées avec précision que si le système est adapté avec soin dans son ensemble.

### 23.2 Classification du bruit

En général, les effets du bruit peuvent être décrits comme bruit de fond ou bruit de modulation.

La différence peut être expliquée comme suit :

#### 23.2.1 Bruit de fond

Bruit qui est toujours présent dans un tube pour hyperfréquences. Il a une très large bande et a une répartition de fréquence comme indiqué à la figure 18, page 42.

Ce bruit est généralement aléatoire et constitué de bruit thermique, de bruit de scintillation, de bruit de grenaille, de bruit ionique et de bruit provenant de tout autre processus aléatoire.

Le bruit de fond dans un amplificateur s'exprime au moyen du facteur de bruit.

#### 23.2.2 Bruit de modulation

Le bruit de modulation provient de l'interaction d'une porteuse et de signaux de modulation (voir paragraphes 23.2.2.1 et 23.2.2.2).

En général, ce bruit provoque simultanément des bandes latérales de modulation en amplitude et en fréquence.

**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**

---

**22. Introduction to Chapter V**

This chapter gives representative methods for measurement of noise developed in microwave tubes.

These methods are summarized and compared in the Appendix to facilitate selection of the best method for use in a particular situation.

The methods of measurement given in this chapter are sufficiently accurate to provide a means of assessing noise contributed by the microwave tube within acceptable limits.

**23. General theory**

**23.1 Introduction**

Noise measurements are made on microwave tubes to assess the contribution of the tube to system performance degradation arising from noise.

Consequently, the type of noise measurement that may be desirable is not solely dependent on the type of tube (i.e. oscillator or amplifier) but also on the system application for which it is to be used.

In noise measurements, frequency modulation and phase modulation components are indistinguishable.

The result of such a measurement may thus be expressed in either way.

Measurements of noise can be made with accuracy only if the system is carefully matched throughout.

**23.2 Classification of noise**

In general terms, noise effects may be described as background noise or modulation noise.

The difference may be described as follows:

**23.2.1 Background noise**

Noise that is always present within a microwave tube. It is very broad-band, having a frequency distribution as shown in Figure 18, page 42.

It is usually random noise made up of thermal noise, flicker noise, shot noise, ionic noise and noise arising from any other random process.

Background noise in an amplifier is expressed in terms of noise figure.

**23.2.2 Modulation noise**

Modulation noise arises from interaction of a carrier with modulating signals (see Sub-clauses 23.2.2.1 and 23.2.2.2).

This generally results in simultaneous amplitude and frequency modulation sidebands.

Le bruit de modulation est mesuré et exprimé en fonction du rapport porteuse à bruit.

Dans la plupart des cas, la mesure peut être exprimée sous forme du rapport de (1) la puissance porteuse plus la puissance totale de bruit sur (2) la puissance de bruit dans une bande passante donnée, mesurée à un écart de fréquence donné de la fréquence porteuse.

#### 23.2.2.1 *Modulation par bruit de fond*

Lorsque le bruit de modulation résulte d'une modulation par le bruit de fond, les bandes latérales sont corrélées l'une à l'autre mais ne sont pas cohérentes.

#### 23.2.2.2 *Modulation par d'autres effets*

Lorsque le bruit de modulation résulte d'une modulation par un signal cohérent ou quasi cohérent, tel que du ronflement ou des oscillations ioniques, les bandes latérales sont corrélées l'une à l'autre et avec la porteuse.

Ces bandes sont aussi cohérentes ou quasi cohérentes et peuvent donner lieu à des lignes spectrales anormales, par exemple dans les radars à effets doppler.

La répartition en fréquence du bruit de modulation est, en général, celle indiquée à la figure 19, page 42.

### 24. Etalon de bruit et sources d'étalonnage

#### 24.1 *Etalon de bruit et source d'étalonnage pour le bruit de fond*

La source fondamentale de puissance de bruit pour les mesures en hyperfréquences est le tube à décharge dans un gaz.

La puissance de sortie d'un tel tube est à très large bande et de l'ordre de 15 dB à 18 dB au-dessus du bruit thermique. Le tube est étalonné à l'aide d'un étalon primaire pour être utilisé comme référence pour toutes les mesures usuelles.

#### 24.2 *Etalon de bruit et source d'étalonnage pour le bruit de modulation*

Dans l'étalonnage du système de mesure du bruit de modulation, on devra utiliser des générateurs de signaux ayant des modulateurs M.A./M.F. internes ou externes, d'indice de modulation bas et connu. Dans l'étalonnage, les sorties correspondant à plusieurs valeurs données d'indice de modulation sont notées et une courbe d'étalonnage est tracée.

### 25. Mesures

#### *Introduction générale*

Les méthodes de mesure du bruit sont fondamentalement similaires en ce qu'elles cherchent à mesurer une faible quantité de puissance de bruit dans une bande passante relativement étroite.

L'existence de diverses méthodes d'isolement, de détection et d'analyse de cette puissance conduit à une large gamme de méthodes pour des applications particulières.

Les méthodes données dans cette recommandation sont représentatives.

D'autres combinaisons, en particulier pour l'étalonnage et l'analyse, peuvent donner des résultats également utiles pour des applications particulières.

Une méthode couramment utilisée, mais qui n'est pas décrite en détail dans cette recommandation, est celle de la dégradation du facteur de bruit.

Cette méthode est plus associée aux essais d'équipements qu'aux essais de composants, mais elle est souvent utilisée car elle représente réellement une situation de travail.

Modulation noise is measured and expressed in terms of carrier-to-noise ratio.

In most practical cases, the measurement may be expressed as the ratio of (1) the carrier power plus overall noise power to (2) the noise power within a stated bandwidth measured at a stated frequency distance from the carrier frequency.

#### 23.2.2.1 *Modulation by background noise*

When modulation noise is a result of modulation by background noise, the sidebands are correlated with each other but they are not coherent.

#### 23.2.2.2 *Modulation by other effects*

When modulation noise is a result of modulation by a coherent or quasi-coherent signal, such as hum or ionic oscillations, the sidebands are correlated with each other and with the carrier.

They are also coherent or quasi-coherent and may give rise to anomalous spectral lines in, for example, doppler radars.

The frequency distribution of modulation noise is usually as shown in Figure 19, page 42.

### 24. **Noise reference and calibration sources**

#### 24.1 *Noise reference and calibration source for background noise*

The basic source for noise power in microwave measurements is the gas discharge tube.

The output power from such a tube is very broad-band and of the order of 15 dB to 18 dB above thermal noise. The tube is calibrated with a primary standard for use as a reference standard for all the usual measurements.

#### 24.2 *Noise reference and calibration source for modulation noise*

In the calibration of the modulation noise measurement system, use should be made of signal generators having internal or external A.M./F.M. modulators of stated low modulation index. In the calibration, the outputs corresponding to several stated values of modulation index are noted and a calibration curve is drawn.

### 25. **Measurements**

#### *General introduction*

Methods of measuring noise are basically similar in that they all involve the measurement of a small amount of noise power in a relatively narrow bandwidth.

The availability of various methods of isolation, detection and analysis of this power leads to a wide range of methods for particular applications.

The methods given in this recommendation are representative.

Other combinations, particularly of calibration and analysis, may give equally useful results for particular applications.

A method commonly used, but not described in detail in this recommendation, is that of noise factor degradation.

This method is more associated with equipment tests than with device tests, but is often used because it represents a real working situation.

Dans cette méthode, on mesure le facteur de bruit d'un récepteur, d'abord avec un dispositif étalon ou de référence, puis avec un dispositif dont on désire connaître le comportement.

La variation du facteur de bruit entre ces deux mesures représente la qualité du dispositif mesuré, et est exprimée comme une dégradation du facteur de bruit.

Cette méthode est très utile pour comparer une série de dispositifs sans donner nécessairement une valeur absolue pour le facteur de bruit d'un dispositif.

D'autres effets dans le tube à mesurer, tels que des oscillations parasites, une instabilité, une dérive et des fluctuations, peuvent contribuer à la puissance de bruit mesurée, mais ce n'est pas le but des méthodes données ici que de distinguer entre les causes du bruit, mais simplement de mesurer sa valeur.

A cause de la variété des mesures à effectuer, il est généralement pratique de combiner les diverses méthodes par l'usage d'un même appareillage qui peut être branché de façon telle que, par simple réarrangement, plusieurs mesures différentes peuvent être effectuées, par exemple la mesure du bruit de modulation en amplitude et du bruit de modulation en fréquence en changeant la phase d'une porteuse de référence.

Les méthodes de mesure décrites dans ce document ont été divisées en deux groupes, celles concernant le bruit de fond et celles concernant le bruit de modulation.

Des mesures complètes sur un type de tube particulier révèlent la composante prédominante de bruit et, par la suite, la méthode de mesure peut être limitée à ce type de bruit.

Il y a, en conséquence, un certain recouvrement entre les méthodes de mesure effectuées dans une gamme particulière de fréquence de bande latérale.

La déviation de fréquence du générateur de signal est étalonnée par la méthode de la « disparition de la porteuse » et interpolée pour les faibles indices de modulation généralement désirés en réduisant la tension d'accord électronique au moyen d'un atténuateur variable étalonné.

Des précautions sont prises pour assurer la linéarité de la caractéristique de modulation en fréquence et pour minimiser une éventuelle modulation en amplitude du générateur de signal.

Tout effet parasite de modulation en fréquence du générateur de signal d'étalonnage peut être réduit en utilisant un indicateur à bande étroite (par exemple un analyseur de spectre) accordé sur la fréquence de la modulation d'étalonnage.

Lorsqu'un bruit de modulation notable se produit dans une zone où le bruit de fond est présent, les deux méthodes peuvent être utilisées.

### 25.1 Mesures du bruit de fond

Le bruit de fond en l'absence d'un signal de porteuse est généralement mesuré à l'aide d'un récepteur hétérodyne car la détection directe aurait une faible sensibilité pour de faibles niveaux de puissance et serait entachée d'un bruit, de niveau très élevé, produit par un détecteur à semiconducteur aux très basses fréquences.

L'oscillateur local hétérodyne produit le niveau de porteuse correct pour obtenir un facteur de bruit minimum au détecteur.

Une amplification convenable à la fréquence intermédiaire permet alors d'effectuer une mesure précise.

Lorsqu'une porteuse est présente, elle est utilisée comme signal de l'oscillateur local pour transformer, à une fréquence intermédiaire, une portion du bruit de fond.

La bande passante et la fréquence centrale de l'amplificateur à fréquence intermédiaire déterminent quelle portion du spectre du bruit de fond est mesurée par rapport à la fréquence du signal de la porteuse.

Ceci est illustré à la figure 20, page 43.

Le niveau de cette portion est mesuré sur un récepteur à fréquence intermédiaire.

Les bandes latérales sont alors supprimées par des moyens appropriés et une quantité connue de bruit provenant d'une source de bruit est substituée pour donner la même indication du récepteur.

In this method, the noise factor of a receiver is measured, first with a standard or reference device, and then with a device whose performance is required to be known.

The change in noise factor between these two measurements represents the quality of the device being measured, and is expressed as a noise factor degradation.

This method is very useful for comparing a series of devices without necessarily giving an absolute value for the device noise factor.

Other effects in the tube being measured, such as unwanted oscillations, instability, drift and jitter, may contribute to the noise power measured, but it is not the purpose of the methods given here to distinguish between the causes of noise, but simply to measure its value.

Because of the variety of measurements to be made, it is usually convenient to combine the different methods by use of the same equipment, which may be connected in such a way that by simple rearrangement several different measurements can be made, such as amplitude modulation noise and frequency modulation noise by changing the phase of a reference carrier.

The methods of measurement described in this document have been divided into two groups, those related to background noise and those related to modulation noise.

Full measurements on a particular type of tube reveal the predominant noise component and subsequently the method of measurement may be restricted to this type of noise.

There is, therefore, some overlap between the methods of measurement carried out in a particular sideband frequency range.

The frequency deviation of the signal generator is calibrated by the "disappearing carrier" method and interpolated to the low modulation indices usually required by reducing the electronic tuning voltage by means of a calibrated variable attenuator.

Precautions are taken to ensure a linear frequency modulation characteristic and to minimize incidental amplitude modulation of the signal generator.

Any effect of unwanted frequency modulation of the calibrating signal generator may be minimized by using a narrow-band indicator (e.g. spectrum analyser) tuned to the frequency of the calibrating modulation.

When a noticeable modulation noise occurs in a region where background noise is present, both methods may be used.

### 25.1 *Background noise measurements*

Background noise in the absence of a carrier signal is generally measured using a heterodyne receiver because direct detection would have poor sensitivity at low power levels and suffer from the very considerable noise generated by a semi-conductor detector at very low frequencies.

The heterodyne local oscillator provides the correct carrier level for minimum noise factor of the detector.

Suitable amplification at intermediate frequency then permits an accurate measurement to be made.

When a carrier is present, it is used as a local oscillator signal to transform a portion of the background noise to an intermediate frequency.

The bandwidth and centre frequency of the intermediate frequency amplifier determine which portion of the background noise spectrum in relation to the signal carrier frequency is being measured.

This is illustrated in Figure 20, page 43.

The level of this portion is measured on an intermediate frequency receiver.

The sidebands are then suppressed by appropriate means and a known amount of noise from a noise source is substituted to give the same receiver indication.

Ainsi, le récepteur à fréquence intermédiaire est utilisé pour comparer la puissance de bruit étalonée avec celle provenant du tube mesuré.

L'avantage de cette méthode est sa simplicité et le fait qu'il n'est pas nécessaire de déterminer le facteur de bruit du récepteur ni d'étalonner l'indicateur de sortie.

### 25.1.1 *Mesure du facteur de bruit (tubes amplificateurs)*

Un schéma fonctionnel du circuit correspondant à cette méthode est indiqué à la figure 21, page 43.

#### 25.1.1.1 *Théorie*

Cette méthode est utilisée pour les mesures en l'absence de porteuse, pour des facteurs de bruit compris approximativement entre 3 dB et 30 dB et particulièrement pour les tubes à onde progressive.

La précision peut être meilleure que 0,1 dB.

On mesure le bruit en sortie du tube amplificateur avec l'entrée du tube d'abord branchée sur une terminaison adaptée, à la température de référence, puis sur une source de bruit étalonée.

Le facteur de bruit est évalué en comparant (1) la quantité de puissance de bruit connue ajoutée par la source de bruit avec (2) la puissance de bruit indiquée produite par l'amplificateur.

Le facteur de bruit obtenu est la moyenne sur la largeur de bande du récepteur, qui comprend, généralement, à la fois les bandes latérales supérieure et inférieure également espacées de la fréquence de référence par la valeur de la fréquence intermédiaire du récepteur.

#### 25.1.1.2 *Mesure*

On fait fonctionner le tube, dans des conditions données, dans le circuit indiqué à la figure 21.

La source de bruit étant coupée, on accorde le récepteur sur la fréquence de référence et on le règle pour donner une sortie convenable, qui est notée.

La source de bruit étant mise en circuit, une atténuation supplémentaire  $A$ , nécessaire pour obtenir la même sortie du récepteur, est notée.

Lorsque le gain du tube mesuré est suffisamment élevé et que toute contribution de bruit provenant de l'atténuateur peut être négligée, le facteur de bruit  $F$  est donné par :

$$F = \frac{REB}{A-1}$$

où :

$REB$  = rapport d'excès de bruit de la source de bruit,

$A$  = atténuation supplémentaire, exprimée en rapport de puissance.

Le facteur de bruit  $F$  peut aussi être exprimé en décibels par :

$$F = 10 \log_{10} \frac{REB}{A-1}$$

*Notes 1.* — Un récepteur hétérodyne est généralement utilisé. Si le récepteur fonctionne sur une plage linéaire de conversion de puissance à la fréquence intermédiaire, un atténuateur à la fréquence intermédiaire peut être utilisé au lieu d'un atténuateur à la fréquence radioélectrique. Le facteur de bruit du tube doit alors être calculé selon la formule :

$$F = \frac{REB}{A-1} - \frac{F_r-1}{g}$$

ou :

$F_r$  = facteur de bruit du récepteur,

$g$  = gain du tube mesuré (exprimé sous forme de rapport de puissance).

2. — Pour un récepteur hétérodyne, la fréquence intermédiaire et la bande passante devront être choisies pour correspondre aux conditions dans lesquelles on pense que le tube mesuré sera utilisé. Pour des fréquences intermédiaires supérieures à 10 MHz, le bruit de modulation est en général négligeable.

Thus the intermediate frequency receiver is used to compare the calibrated noise power with that from the tube being measured.

The advantage of this method is its simplicity and the fact that the determination of the receiver noise factor and calibration of the output meter are unnecessary.

### 25.1.1 Noise factor measurement (amplifier tubes)

A block diagram of the circuit for this method is shown in Figure 21, page 43.

#### 25.1.1.1 Theory

This method is used for measurements in the absence of a carrier for noise factors in the range approximately 3 dB to 30 dB and particularly for travelling-wave tubes.

The accuracy can be within 0.1 dB.

The noise output from the amplifier tube is measured with the tube input first connected to a matched termination at the reference temperature and then to a calibrated noise source.

The noise factor is evaluated by comparing (1) the known amount of noise power added from the noise source with (2) the indicated power generated by the amplifier.

The result of the measurement is the measured value of the noise factor averaged over the receiver bandwidth, which usually comprises both upper and lower sidebands equally spaced from the reference frequency by the intermediate frequency of the receiver.

#### 25.1.1.2 Measurement

The tube is operated, under stated conditions, in the circuit shown in Figure 21.

With the noise source switched off, the receiver is tuned to the reference frequency and is adjusted to give a suitable output, which is recorded.

With the noise source switched on, the additional attenuation  $A$ , required to obtain the same receiver output, is recorded.

When the gain of the tube being measured is sufficiently high and any noise contribution from the attenuator can be neglected, the noise factor  $F$  is given by:

$$F = \frac{ENR}{A-1}$$

where:

$ENR$  = excess noise ratio of the noise source,

$A$  = additional attenuation expressed as a power ratio.

The noise factor,  $F$ , may also be expressed in decibels as:

$$F = 10 \log_{10} \frac{ENR}{A-1}$$

Notes 1. — A heterodyne receiver is usually used. If the receiver is operated over a linear range of intermediate frequency power conversion, an intermediate frequency attenuator may be used in place of a radio-frequency attenuator. The tube noise factor should then be calculated from the formula:

$$F = \frac{ENR}{A-1} - \frac{F_r-1}{g}$$

where:

$F_r$  = receiver noise factor,

$g$  = gain of tube being measured (expressed as a power ratio).

2. — For a heterodyne receiver, the intermediate frequency and bandwidth should be chosen to represent a situation in which the tube being measured is expected to be used. For intermediate frequencies greater than 10 MHz, the modulation noise is usually not significant.

La puissance de bruit indiquée est la moyenne sur la plage de fréquences de la bande latérale unique ou des deux bandes latérales selon le type de récepteur utilisé.

L'oscillateur local d'un récepteur à deux bandes latérales est accordé sur la fréquence de référence afin que la puissance de bruit soit intégrée sur deux bandes également espacées de la fréquence de référence par la valeur de la fréquence intermédiaire.

Le facteur de bruit sur une bande étroite, qui donne une valeur approchée d'un facteur de bruit ponctuel, peut être mesuré en utilisant un récepteur à bande étroite ou un analyseur de spectre.

3. — Pour des tubes ayant un facteur de bruit élevé, la sortie de la source de bruit peut être accrue par amplification convenable, par exemple à l'aide d'un tube à onde progressive situé entre la source de bruit et le tube mesuré.

La nouvelle valeur de *REB* est alors :

$$REB' = g' (REB + F') - 1$$

où :

$g'$  = gain de l'amplificateur de bruit, exprimé en rapport de puissances,

$F'$  = facteur de bruit de l'amplificateur de bruit.

4. — Le rapport de (1) la puissance de sortie de bruit du tube avec la source de bruit en circuit à (2) la puissance avec la source de bruit coupée est désigné sous la forme de facteur *Y*.

Ce rapport est donné par *A* tant que la contribution au bruit des atténuateurs et du récepteur peut être négligée.

5. — Une lecture continue ou une mesure automatique du facteur de bruit peut être effectuée en utilisant une source de bruit commutée et un détecteur synchrone dans le récepteur.

Le facteur *Y* est indiqué sur un indicateur étalonné directement en facteur de bruit.

Une fréquence de commutation convenable, par exemple 1 kHz, permet de faire apparaître les mesures à la fréquence de balayage sur un oscilloscope ou un enregistreur.

### Précautions

1. La valeur initiale de l'atténuation doit être aussi faible que possible.
2. La source de bruit doit être convenablement chargée. Lorsque la charge ne fait pas partie de la monture du tube de bruit, on doit suivre les exigences du fabricant.
3. Il peut être nécessaire d'utiliser un isolateur pour éviter l'interaction avec le circuit d'entrée du récepteur.
4. Dans les mesures à deux bandes latérales, il peut être nécessaire de vérifier que le facteur de bruit du tube ne varie pas de façon notable sur la plage de fréquences représentée par les bandes latérales supérieure et inférieure, afin que le résultat obtenu puisse être considéré comme représentant la valeur à la fréquence de référence.
5. Si un filtre de réjection est utilisé pour procurer une réception à bande latérale unique, un isolateur doit être utilisé pour éviter les réflexions venant du tube mesuré.

### 25.1.2 Mesure du bruit de bande latérale à l'aide d'un filtre accordé

#### 25.1.2.1 Théorie

Un schéma fonctionnel du circuit correspondant à cette méthode est indiqué à la figure 22, page 44. Les bandes latérales de bruit à mesurer sont associées à une porteuse de puissance suffisante pour faire fonctionner le détecteur en tant que mélangeur avec un facteur de bruit optimal et une perte de conversion optimale. La porteuse est maintenue à ce niveau pendant qu'on compare à la puissance de référence de bruit le bruit dans les bandes latérales supérieure et inférieure, correspondant à un écart égal à la fréquence intermédiaire par rapport à la porteuse, et dans la bande passante de la fréquence intermédiaire (figure 20, page 43). La comparaison est effectuée en supprimant les bandes latérales de bruit du tube à l'aide d'un filtre et en les remplaçant par une puissance venant de la source étalon de bruit. L'indication de sortie à la fréquence intermédiaire étant intégrée sur les bandes latérales supérieure et inférieure, ni les pointes ni l'asymétrie du bruit ne sont indiquées.

Le but principal de la mesure est de déterminer la partie du bruit d'un récepteur provenant de l'oscillateur local et, en conséquence, la fréquence intermédiaire sera généralement choisie de façon telle qu'elle se trouve au-dessus de toute bande latérale de modulation, mais l'indication comprendra le bruit de modulation en amplitude plus le bruit de fond.

La sensibilité et la précision dans les mesures à faible niveau dépendent de la sensibilité de l'appareillage de mesure utilisé.

Pour atteindre des niveaux approchant  $-174$  dBm/Hz, il est nécessaire d'utiliser un indicateur à corrélation de niveaux ou un détecteur synchrone.

The indicated noise power is the average over the single or double sideband frequency range(s) according to the type of receiver used.

The local oscillator of a double-sideband receiver is tuned to the reference frequency so that the noise power is averaged over two bands equally spaced from the reference frequency by the intermediate frequency.

The noise factor over a narrow bandwidth, which will approach a true spot noise factor, can be measured by using a narrow-band receiver or a spectrum analyser.

3. — For tubes with a high noise factor, the noise source output may be increased by suitable amplification, for example, a travelling-wave tube between the noise source and the tube being measured.

The new value of *ENR* is then:

$$ENR' = g' (ENR + F') - 1$$

where:

*g'* = noise amplifier gain, expressed as a power ratio,

*F'* = noise factor of the noise amplifier.

4. — The ratio of (1) the noise output power from the tube with the noise source switched on, to (2) the power with the noise source switched off, is known as the *Y*-factor.

This ratio is given by *A* as long as the noise contribution from the attenuators and the receiver can be neglected.

5. — A continuous reading or automatic noise factor measurement may be made by using a switched noise source and a synchronous detector in the receiver.

The *Y*-factor is indicated on a meter calibrated directly in noise factor.

A suitable switching frequency, for example 1 kHz, permits swept frequency measurements to be displayed on an oscilloscope or recorder.

### *Precautions*

1. The initial value of attenuation should be as small as possible.
2. The noise source shall be correctly terminated. Where the termination is not part of the noise tube mount, the manufacturer's requirements shall be complied with.
3. An isolator may be necessary to prevent interaction with the receiver input circuit.
4. In double-sideband measurements, it may be necessary to confirm that the noise figure of the tube does not vary substantially over the frequency range represented by the upper and lower sidebands, so that the result obtained may be considered as representing the value at the reference frequency.
5. If a rejection filter is used to provide single-sideband reception, an isolator should be used to prevent reflection back to the tube being measured.

### 25.1.2 *Sideband noise measurement using a tunable filter*

#### 25.1.2.1 *Theory*

A block diagram of the circuit for this method is shown in Figure 22, page 44. The noise sidebands to be measured are associated with a carrier of sufficient power to operate the detector as a mixer with optimum noise factor and conversion loss. The carrier is maintained at this level while the noise in the upper and lower sidebands, corresponding to the intermediate frequency separation from the carrier and intermediate frequency bandwidth (Figure 20, page 43), is compared with the reference noise power. The comparison is made by suppressing the tube noise sidebands by means of a filter and replacing them by power from the calibrated noise source. Because the intermediate frequency output indication is the average over upper and lower sidebands, noise peaks or asymmetry are not indicated.

The main purpose of the measurement is to determine the noise that will be contributed to receiver noise by a local oscillator and hence the intermediate frequency will usually be chosen to lie above any modulation sidebands, but the indication will include amplitude modulation noise plus background noise.

The sensitivity and resolution in low-level measurements depend on the sensitivity of the measuring equipment used.

To attain levels approaching  $-174$  dBm/Hz, it is necessary to use a correlation-level meter or synchronous detector.

### 25.1.2.2 Mesure

Le tube à mesurer est branché dans le circuit indiqué à la figure 22, page 44. Dans ce circuit, le filtre accordable est utilisé pour transmettre la fréquence de référence avec ou sans ses bandes latérales associées. Le coupleur directionnel est généralement un hybride à 3 dB.

La cavité étant, à l'origine, désaccordée afin de ne transmettre que la fréquence de référence, le court-circuit variable est réglé pour obtenir la transmission minimale, puis la cavité accordée pour avoir une transmission maximale à travers le filtre.

Le tube à mesurer est réglé pour fonctionner à la fréquence de référence dans des conditions de puissance optimale. Le filtre accordable est alors réglé pour permettre la transmission de la fréquence de référence et de ses bandes latérales de bruit. La puissance parvenant au détecteur est réglée à un niveau convenable, comme indiqué par le courant redressé par le détecteur, et le gain de l'amplificateur est réglé pour donner une indication satisfaisante à la sortie.

La source de bruit est mise en circuit et le filtre accordable est réglé pour permettre la transmission de la fréquence de référence seulement.

L'atténuateur se trouvant dans le bras correspondant à la source de bruit est alors réglé pour ramener l'indication de sortie à la même valeur que celle obtenue avec la transmission de la fréquence de référence et des bandes latérales de bruit.

Dans toutes ces mesures, il est essentiel que la puissance parvenant au détecteur soit maintenue à un niveau constant.

Pendant la partie de la mesure pour laquelle la sortie de la source de bruit n'est pas nécessaire, une atténuation suffisante est insérée pour supprimer effectivement la puissance provenant de la source de bruit.

La puissance de bruit requise  $P_n$  par unité de bande passante à l'entrée du détecteur est exprimée en dBm/Hz par la formule :

$$P_n = K T_o + REB - A_{ns} - L_d + S$$

où :

$$K T_o = -174 \text{ dBm/Hz}$$

$REB$  = rapport d'excès de bruit de la source de bruit, en dB

$$= 10 \log_{10} \frac{T_1 - 290}{290}$$

$T_1$  = température de bruit de la source de bruit

$A_{ns}$  = atténuation de l'atténuateur variable étaloné, en dB

$L_d$  = atténuation amenée par le coupleur et l'isolateur 2, en dB

$$S = 10 \log_{10} \frac{S_f}{S_f - 1}$$

où  $S_f$  est le facteur de suppression de bande latérale du filtre, exprimé en rapport de puissances supérieur à l'unité.

La valeur de  $S_f$  peut être déterminée par une mesure séparée de la perte de transmission du filtre aux fréquences des bandes latérales supérieure et inférieure utilisées dans la mesure. La perte est mesurée pour les deux réglages du filtre utilisé en cours de mesure. Le rapport de ces valeurs donne le facteur de suppression. Si le facteur varie sur la plage de fréquences de bande latérale correspondant à la bande passante de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, une valeur moyenne doit être prise, et si on utilise une détection sur deux bandes latérales, la puissance transmise dans les deux bandes latérales pour la même puissance incidente doit être ajoutée avant de calculer le rapport.

On peut aussi déterminer  $S_f$  en cours de mesure en injectant un signal à une fréquence de bande latérale dans l'isolateur 1 à l'aide d'un coupleur directionnel. Le rapport des puissances requises pour obtenir le même effet additionnel dans le récepteur sur chacune des deux parties de la mesure donne une valeur du facteur de suppression. Il doit être intégré comme pour la détermination séparée.

Pour déterminer le rapport de porteuse à bruit, on mesure la puissance de la fréquence porteuse à l'entrée du détecteur ou on la reporte à cette entrée.

### 25.1.2.2 Measurement

The tube to be measured is connected in the circuit shown in Figure 22, page 44. In this circuit, the tunable filter is used to transmit the reference frequency with or without its associated sidebands. The directional coupler is usually a 3 dB hybrid.

With the cavity initially detuned, to transmit the reference frequency only, the variable short circuit is adjusted for minimum transmission, and the cavity is tuned for maximum transmission through the filter.

The tube to be measured is adjusted to operate at the reference frequency under optimum-power conditions. The tunable filter is then adjusted to provide transmission of the reference frequency and its noise sidebands. The power into the detector is adjusted to a suitable level, as indicated by the detector rectified current, and the gain of the amplifier is adjusted to provide a convenient output indication.

The noise source is switched on and the tunable filter is adjusted to provide transmission of the reference frequency only.

The attenuator in the noise source arm is then adjusted to return the output indication to the same value as that obtained with the transmission of the reference frequency and the noise sidebands.

It is essential throughout these measurements that the power into the detector be maintained at a fixed level.

For that part of the measurement in which the noise source output is not required, sufficient attenuation is inserted to remove effectively the noise source power.

The required noise power  $P_n$  per unit bandwidth at the detector input is expressed in dBm/Hz by the formula:

$$P_n = K T_o + ENR - A_{ns} - L_d + S$$

where:

$$K T_o = -174 \text{ dBm/Hz}$$

$ENR$  = excess noise ratio of noise source, in dB

$$= 10 \log_{10} \frac{T_1 - 290}{290}$$

$T_1$  = noise temperature of the noise source

$A_{ns}$  = attenuation of the calibrated variable attenuator, in dB

$L_d$  = attenuation caused by the coupler and isolator 2, in dB

$$S = 10 \log_{10} \frac{S_f}{S_f - 1}$$

where  $S_f$  is the sideband suppression factor of the filter expressed as a power ratio greater than unity.

The value of  $S_f$  can be determined by a separate measurement of the transmission loss of the filter at the upper and lower sideband frequencies used in the measurement. The loss is measured for the two filter settings used in the measurement. The ratio of these values gives the suppression factor. If the factor varies over the sideband frequency range corresponding to the bandwidth of the intermediate frequency amplifier, an average value shall be taken, and if double-sideband detection is used, transmitted power in the two sidebands for the same incident power shall be added before the ratio is taken.

$S_f$  can also be determined during the measurement by injecting a signal at a sideband frequency into isolator 1, via a directional coupler. The ratio of the powers required to produce the same additional effect in the receiver in each of the two parts of the measurement gives a value of the suppression factor. It shall be averaged, as for the separate determination.

To determine the carrier/noise ratio, the carrier-frequency power is measured at, or referred to, the detector input.

Dans les expressions précédentes, on suppose que tous les éléments du circuit sont en équilibre thermique à 290 K et que leur contribution au bruit est négligeable.

Dans cette méthode, la puissance de bruit du tube est mesurable pourvu que la valeur du bruit à l'entrée du détecteur n'excède pas celle de la source de bruit, qui est généralement 15 dB ou 18 dB au-dessus du bruit thermique.

Si la puissance de bruit du tube est supérieure à 15-18 dB, un atténuateur peut être inséré dans le circuit de l'amplificateur, par exemple entre le détecteur et l'amplificateur du récepteur. Dans ce cas, on devra s'arranger pour que l'atténuateur soit mis hors circuit pendant la partie de la mesure comprenant l'utilisation de la source de bruit et on devra vérifier que cela n'affecte pas de façon sensible les performances de bruit du récepteur.

On peut aussi amplifier la puissance de la source de bruit à un niveau comparable à la puissance de bruit à mesurer. Cela nécessite la mesure du gain et du facteur de bruit de l'amplificateur utilisé, le rapport d'excès de bruit de l'amplificateur étant exprimé comme au paragraphe 25.1.1.2, note 3.

### 25.1.3 *Mesure du bruit de bande latérale (bruits de modulation en amplitude et de modulation en fréquence et leur corrélation) à l'aide de deux filtres de réjection accordables*

#### 25.1.3.1 *Théorie*

Un schéma fonctionnel du circuit est représenté à la figure 23, page 45. Il comprend deux filtres identiques de réjection en hyperfréquences, accordés simultanément ou l'un après l'autre sur les fréquences des bandes latérales supérieure et/ou inférieure mesurées.

On compare à la puissance de bruit de référence le bruit dans les bandes latérales supérieure et/ou inférieure correspondant à un écart de la porteuse égal à la fréquence intermédiaire et dans la bande passante de la fréquence intermédiaire.

La comparaison est effectuée en supprimant les spectres d'une ou des deux bandes latérales, à l'aide des filtres de réjection 1 et 2, et en les remplaçant par la puissance fournie par la source de bruit étalonée. Les filtres étant désaccordés, l'indication de sortie à la fréquence intermédiaire est la somme des puissances dans les bandes latérales supérieure et inférieure.

Les deux filtres étant désaccordés simultanément, l'indication est proportionnelle au bruit de modulation en amplitude, c'est-à-dire que, dans ce cas, la méthode peut indiquer la même valeur que la méthode correspondant au paragraphe 25.1.2.

Lorsqu'un filtre de réjection est accordé pour supprimer la bande latérale supérieure et que l'autre filtre est désaccordé, l'indication est proportionnelle à la somme des puissances des bruits de modulation en amplitude et de modulation en fréquence de la bande latérale inférieure plus (moins) la puissance dépendant de la corrélation entre les bruits de modulation en amplitude et de modulation en fréquence.

Lorsqu'un filtre est accordé sur la bande latérale inférieure, l'indication est proportionnelle à la somme des puissances des bruits de modulation en amplitude et de modulation en fréquence de la bande latérale supérieure moins (plus) la puissance dépendant de la corrélation du bruit de modulation en amplitude et du bruit de modulation en fréquence.

A partir des lectures obtenues avec les trois modes d'accord de filtres, on peut déterminer la puissance de bruit de modulation en amplitude, la puissance de bruit de modulation en fréquence et leur coefficient de corrélation.

#### 25.1.3.2 *Mesure*

Le tube à mesurer est branché dans le circuit représenté à la figure 23. Dans ce circuit, les filtres de réjection 1 et 2 sont utilisés pour transmettre la porteuse sans ses bandes latérales ou avec une seule bande latérale (supérieure ou inférieure).

Pour ne transmettre que la porteuse, on règle les filtres de réjection pour supprimer les bandes latérales supérieure et inférieure.

Pour transmettre la porteuse avec une ou avec les deux bandes latérales, les filtres de réjection sont désaccordés l'un après l'autre ou simultanément.

In the preceding expressions, it is assumed that all the circuit elements are in thermal equilibrium at 290 K and that their noise contribution is negligible.

In the above method, the noise power of the tube is measurable, provided the value of noise at the detector input does not exceed that of the noise source, which is usually 15 dB or 18 dB above the thermal noise.

If the noise power from the tube is higher than 15dB to 18dB, an attenuator may be inserted into the amplifier circuit, for example, between the detector and the receiver amplifier. In this case, arrangements are made so that the attenuator may be switched off during the part of the measurement involving the use of noise source, and it should be ascertained that this does not significantly affect the noise performance of the receiver.

Alternatively, the power from the noise source may be amplified to a level comparable to the noise power being measured. This necessitates measurement of the gain and noise factor of the amplifier used, the amplifier excess noise ratio being expressed as in Sub-clause 25.1.1.2, Note 3.

### 25.1.3 *Sideband noise measurement (amplitude modulation and frequency modulation noises and their correlation) using two tunable rejection filters*

#### 25.1.3.1 *Theory*

A block diagram of the circuit is shown in Figure 23, page 45. It has two identical microwave rejection filters tuned simultaneously or in turn to the frequencies of the upper and/or lower sidebands measured.

The noise in the upper and/or lower sidebands corresponding to the intermediate frequency separation from the carrier and intermediate frequency bandwidth is compared with reference noise power.

The comparison is made by suppressing either or both sideband spectra using rejection filters 1 and 2 and replacing them by power from the calibrated noise source. With the filters detuned, the intermediate frequency output indication is the sum of the powers in the upper and lower sidebands.

With both filters detuned simultaneously, the indication is proportional to amplitude modulation noise, i.e. in this case the method is capable of indicating the same value as the method according to Sub-clause 25.1.2.

With one rejection filter tuned for suppression of the upper sideband and the other filter detuned, the indication is proportional to the sum of amplitude modulation and frequency modulation noise powers of the lower sideband plus (minus) power dependent on correlation between amplitude-modulation and frequency-modulation noise.

With one filter tuned to the lower sideband, the indication is proportional to the sum of amplitude modulation and frequency modulation noise powers of the upper sideband minus (plus) power dependent on the correlation of amplitude-modulation and frequency-modulation noise.

From the readings obtained with the three modes of filter tuning, one can determine the amplitude modulation noise power, the frequency-modulation noise power and their correlation coefficient.

#### 25.1.3.2 *Measurement*

The tube to be measured is connected in the circuit shown in Figure 23. In this circuit, rejection filters 1 and 2 are used to transmit the carrier without its associated sidebands or with one (upper or lower) sideband.

To transmit the carrier only, the rejection filters are adjusted for suppression of the upper and lower sidebands.

To transmit the carrier with one or both sidebands, the rejection filters are detuned in turn or simultaneously.

Le tube à mesurer est réglé pour fonctionner à la fréquence de référence au niveau de puissance maximale. Les filtres de réjection sont désaccordés des fréquences des bandes latérales. La puissance parvenant au détecteur est réglée à un niveau convenable et le gain de l'amplificateur est réglé pour donner une indication satisfaisante à la sortie.

Les filtres de réjection sont accordés pour la suppression des deux bandes latérales et la source de bruit est mise en circuit. L'atténuateur étalonné dans le bras de la source de bruit est réglé pour ramener l'indication de sortie à la même valeur que celle obtenue avec la transmission de la porteuse et de ses bandes latérales. L'indication ( $A_{ns1}$ ) de l'atténuateur étalonné est alors lue.

On désaccorde alors l'un des filtres de réjection et on règle l'atténuateur étalonné pour ramener l'indication à la valeur précédente. L'indication ( $A_{ns2}$ ) de l'atténuateur étalonné est lue. Puis l'autre filtre de réjection est désaccordé et le premier accordé sur la même bande latérale pour laquelle il avait été accordé précédemment. L'indication ( $A_{ns3}$ ) de l'atténuateur étalonné est alors lue.

*Note.* — Les caractéristiques amplitude-fréquence des filtres utilisés dans ces mesures doivent être identiques. Les bandes passantes de filtres sont choisies de façon telle que la suppression de la porteuse soit négligeable lorsque les filtres sont accordés sur les fréquences requises de bande latérale. Lorsque la valeur de la suppression de bande latérale par les filtres dans la bande passante de l'amplificateur à fréquence intermédiaire est supérieure à une valeur comprise entre 15 dB et 20 dB, l'effet de la puissance résiduelle de bande latérale peut être ignoré.

A partir des résultats de mesure, on calcule les densités spectrales de puissance en W/Hz à l'entrée du détecteur :

1. La densité spectrale de la puissance de bruit M.A. pour les deux bandes latérales est :

$$P_{M.A.} = \frac{K \cdot T_n}{A_{ns1} \cdot L_d}$$

2. La densité spectrale de la puissance de bande latérale supérieure est :

$$P_{sup} = \frac{K \cdot T_n}{A_{ns2} \cdot L_d}$$

3. La densité spectrale de la puissance de bande latérale inférieure est :

$$P_{inf} = \frac{K \cdot T_n}{A_{ns3} \cdot L_d}$$

où :

$K$  = constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  J/K),

$T_n$  = température de bruit de la source de bruit,

$L_d$  = atténuation causée par le coupleur et l'isolateur 2, exprimée en rapport de puissance,

$A_{ns1}$  = atténuation de l'atténuateur variable étalonné, exprimée en rapport de puissance,

$A_{ns2}$  = atténuation de l'atténuateur variable étalonné, exprimée en rapport de puissance,

$A_{ns3}$  = atténuation de l'atténuateur variable étalonné, exprimée en rapport de puissance.

La densité spectrale de la puissance du bruit de modulation en fréquence,  $P_{M.F.}$ , à l'entrée du détecteur (pour les deux bandes latérales) est calculée à partir de la formule :

$$P_{M.F.} = P_{sup} + P_{inf} - P_{M.A.}$$

et le coefficient de corrélation  $C$  entre les composantes de bruit M.A. et M.F. est défini par la formule :

$$C = \frac{P_{sup} - P_{inf}}{2 \sqrt{P_{M.A.}} \cdot \sqrt{P_{M.F.}}}$$

Pour déterminer le rapport de porteuse à bruit pour les composantes M.A. et M.F., on doit mesurer la puissance de la fréquence porteuse à l'entrée du détecteur ou rapporter la mesure à cette entrée.

*Notes 1.* — Si du bruit de fond existe dans le bruit de l'oscillateur, la méthode ne permet pas la séparation du bruit de fond du bruit de modulation en amplitude. Dans ce cas, le coefficient de corrélation ne sera pas précis. Toutefois, dans tous les cas, cette méthode permet la mesure correcte de la composante de bruit de modulation en fréquence.

2. — Dans cette méthode, la puissance de bruit du tube est mesurable, pourvu que la valeur du bruit à l'entrée du détecteur ne dépasse pas celle de la source de bruit, qui est généralement 15 dB ou 18 dB au-dessus du bruit thermique.

The tube to be measured is adjusted to operate at the reference frequency at the maximum power level. The rejection filters are detuned from sideband frequencies. The power into the detector is adjusted to a suitable level and the gain of the amplifier is adjusted to provide a convenient output indication.

The rejection filters are tuned for the suppression of both sidebands, and the noise source is switched on. The calibrated attenuator in the noise source arm is adjusted to return the output indication to the same value as that obtained with the transmission of the carrier and its sidebands. The indication ( $A_{ns1}$ ) of the calibrated attenuator is then read.

One rejection filter is then detuned and the calibrated attenuator is adjusted to return the indication to the previous value. The indication ( $A_{ns2}$ ) of the calibrated attenuator is read. Then the other rejection filter is detuned, and the first one is tuned to the same sideband to which it was tuned previously. The indication ( $A_{ns3}$ ) of the calibrated attenuator is then read.

*Note.* — Amplitude to frequency characteristics of filters used in these measurements are to be identical. Filter bandwidths are chosen so that the suppression of the carrier is negligibly small when the filters are tuned to the required sideband frequencies. When the value of the sideband suppression by the filters within the passband of the intermediate frequency amplifier is greater than 15 dB to 20 dB, the effect of the sideband residual power may be ignored.

From the measurement results, power spectral densities in W/Hz at the detector input are calculated:

1. The spectral density of A.M. noise power for both sidebands is:

$$P_{A.M.} = \frac{K \cdot T_n}{A_{ns1} \cdot L_d}$$

2. The spectral density of the upper sideband power is:

$$P_{up} = \frac{K \cdot T_n}{A_{ns2} \cdot L_d}$$

3. The spectral density of the lower sideband power is:

$$P_{low} = \frac{K \cdot T_n}{A_{ns3} \cdot L_d}$$

where:

$K$  = Boltzmann's constant ( $1.38 \times 10^{-23} J/K$ ),

$T_n$  = noise temperature of noise source,

$L_d$  = attenuation due to coupler and isolator 2 expressed as a power ratio,

$A_{ns1}$  = attenuation of the calibrated variable attenuator expressed as a power ratio,

$A_{ns2}$  = attenuation of the calibrated variable attenuator expressed as a power ratio,

$A_{ns3}$  = attenuation of the calibrated variable attenuator expressed as a power ratio.

The spectral density of the frequency modulation noise power,  $P_{F.M.}$ , at the detector input (for both sidebands) is calculated from the values obtained according to the formula:

$$P_{F.M.} = P_{up} + P_{low} - P_{A.M.}$$

and the correlation coefficient  $C$  between A.M. and F.M. noise components is defined by the formula:

$$C = \frac{P_{up} - P_{low}}{2 \sqrt{P_{A.M.}} \cdot \sqrt{P_{F.M.}}}$$

To determine the carrier-to-noise ratio for A.M. and F.M. components, the carrier-frequency power should be measured at, or referred to, the detector input.

*Notes 1.* — If background noise is present in the oscillator noise, the method does not allow the separation of background noise from amplitude modulation noise. In this case, the correlation coefficient will not be accurate. However, in any case this method allows the correct measurement of the frequency modulation noise component.

2. — In this method, the noise power of the tube is measurable, provided the value of noise at the detector input does not exceed that of the noise source, which is usually 15 dB or 18 dB above the thermal noise.

Si la puissance de bruit du tube est supérieure à la valeur comprise entre 15 dB et 18 dB, un atténuateur peut être inséré dans le circuit de l'amplificateur, par exemple entre le détecteur et l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Dans ce cas, on doit s'arranger pour que l'atténuateur puisse être mis hors circuit pendant la partie de la mesure impliquant l'utilisation de la source de bruit, et on doit vérifier que cela n'affecte pas de façon sensible les performances de bruit du récepteur.

On peut aussi amplifier la puissance de la source de bruit à un niveau comparable à la puissance de bruit à mesurer. Cela nécessite la mesure du gain et du facteur de bruit de l'amplificateur utilisé, le rapport d'excès de bruit de l'amplificateur étant exprimé comme au paragraphe 25.1.1.2, note 3.

#### 25.1.4 *Mesure du bruit de bande latérale à l'aide d'un mélangeur équilibré*

##### 25.1.4.1 *Théorie*

Un schéma fonctionnel du circuit correspondant à cette méthode est indiqué à la figure 24, page 46. La théorie donnée au paragraphe 25.1.2 est applicable, sauf pour la méthode de suppression et de remplacement des bandes latérales de bruit du tube, et pour le cas où les deux détecteurs du mélangeur équilibré doivent recevoir une puissance de porteuse suffisante.

Un mélangeur équilibré est utilisé pour supprimer les bandes latérales de bruit et pour substituer une puissance de bruit provenant d'une source de bruit étalonnée. Le principe de ce système peut être expliqué comme suit :

Le mélangeur équilibré comprend un hybride à 3 dB ayant deux voies d'entrée à radiofréquence (parfois appelées entrée de signal et entrée d'oscillateur local) et un détecteur dans chacune des deux voies symétriques de sortie. Une sortie détectée (ou à fréquence intermédiaire) est obtenue en branchant les deux diodes détectrices de polarité opposée en parallèle dans l'amplificateur convenable à fréquence intermédiaire. On appellera cela le fonctionnement antiphase.

Utilisé de cette façon, le mélangeur équilibré procure une suppression considérable des bandes latérales de bruit non désirées de l'oscillateur local dans la sortie à fréquence intermédiaire. Ces bandes latérales, naturellement, ont pénétré dans le mélangeur par la même voie d'entrée que la porteuse de l'oscillateur local. Le signal, qui a pénétré dans le mélangeur par la voie d'entrée, n'est pas supprimé dans la sortie à fréquence intermédiaire. C'est l'utilisation normale d'un mélangeur équilibré.

Si, toutefois, les diodes détectrices utilisées dans le mélangeur sont de même polarité, la situation est inversée. Ainsi, pour ce mode de fonctionnement (appelé fonctionnement en phase), le signal est supprimé dans la sortie à fréquence intermédiaire tandis que les bandes latérales de bruit de l'oscillateur local ne sont pas supprimées dans la sortie à fréquence intermédiaire.

Ces deux modes de fonctionnement sont utilisés pour mesurer les bandes latérales de bruit d'un oscillateur comme indiqué schématiquement à la figure 24. Le tube en mesure étant branché, par l'intermédiaire de l'atténuateur étalonné 1, qui permet de régler le niveau, et de l'isolateur, à un bipôle d'entrée à radiofréquence d'un mélangeur équilibré, une source de bruit connue est branchée par l'atténuateur étalonné 2 à l'autre voie d'entrée radiofréquence du mélangeur. Les connexions de sortie à fréquence intermédiaire des diodes détectrices vers l'amplificateur à fréquence intermédiaire sont arrangées de façon telle que la polarité de l'une des diodes puisse être inversée par un commutateur.

Il est donc possible de passer du mode de fonctionnement en phase du mélangeur au mode de fonctionnement antiphase et de comparer directement le tube avec la source de bruit connue.

Pour le prouver, soit :

$P_o$  = puissance d'excès de bruit de l'oscillateur, par unité de largeur de bande,

$P_n$  = puissance d'excès de bruit de la source de bruit et de l'atténuateur, par unité de largeur de bande,

$S_f$  = facteur de suppression du mélangeur équilibré, exprimé en rapport de puissance supérieur à l'unité.

Dans le mode de fonctionnement en phase, on a alors :

$$\text{Sortie F.I.} = P_o + \frac{P_n}{S_f}$$

If the noise power from the tube is higher than 15 dB to 18 dB, and attenuator may be inserted into the amplifier circuit, for example, between the detector and the intermediate frequency amplifier. In this case, arrangements are made so that the attenuator may be switched out during the part of the measurement involving the use of the noise source, and it should be ascertained that this does not significantly affect the noise performance of the receiver.

Alternatively, the power from the noise source can be amplified to a level comparable to the noise power being measured. This necessitates measurement of the gain and noise factor of the amplifier used, the amplifier excess noise ratio being expressed as in Sub-clause 25.1.1.2, Note 3.

#### 25.1.4 *Sideband noise measurement using a balanced mixer*

##### 25.1.4.1 *Theory*

A block diagram of the circuit for this method is shown in Figure 24, page 46. The theory given for Sub-clause 25.1.2 applies, except for the method of suppressing and replacing the tube noise sidebands, and for the case that both detectors of the balanced mixer receive sufficient carrier power.

A balanced mixer is used to suppress noise sidebands and to substitute a known noise power from a calibrated noise source. The principle of this system can be explained as follows:

The balanced mixer comprises a 3 dB hybrid having two radio-frequency input ports (sometimes referred to as signal input and local oscillator input), and a detector in each of the two symmetric output ports. A detected (or intermediate frequency) output is obtained by connecting the two diode detectors of opposite polarity in parallel into a suitable intermediate frequency amplifier. This will be referred to as anti-phase operation.

Used in this way, the balanced mixer provides considerable suppression of unwanted local-oscillator noise sidebands in the intermediate frequency output. These, naturally, have entered the mixer by the same input port as the local oscillator carrier. The signal, which has entered the mixer by the input port, is unsuppressed in the intermediate frequency output. This is the normal use of a balanced mixer.

If, however, the diode detectors used in the mixer are of the same polarity, the situation is reversed. Thus, for this mode of operation (referred to as in-phase operation), the signal is suppressed in the intermediate frequency output while the local oscillator noise sidebands remain unsuppressed in the intermediate frequency output.

These two modes of operation are used to measure the noise sidebands of an oscillator as shown schematically in Figure 24. With the tube being measured connected via calibrated level-setting attenuator 1 and isolator to one radio-frequency input port of a balanced mixer, a known noise source is connected via calibrated attenuator 2 to the other radio-frequency input port of the mixer. The intermediate frequency output connections from the diode detectors to the intermediate frequency amplifier are arranged so that the polarity of one of the diodes can be reversed by a switch.

It is therefore possible to switch from in-phase to anti-phase modes of operation of the mixer and compare the tube directly with the known noise source.

In proof of this, let

- $P_o$  = excess oscillator noise power per unit bandwidth,
- $P_n$  = excess noise power of the noise source and attenuator per unit bandwidth,
- $S_f$  = balanced mixer suppression expressed as a power ratio greater than unity.

Thus in the in-phase mode:

$$\text{I.F. output} = P_o + \frac{P_n}{S_f}$$

Dans le mode antiphase :

$$\text{Sortie F.I.} = P_n + \frac{P_o}{S_f}$$

Lorsque  $P_n$  est réglé pour avoir la même sortie à fréquence intermédiaire dans les deux modes, on a :

$$P_o + \frac{P_n}{S_f} = P_n + \frac{P_o}{S_f}$$

d'où  $P_o = P_n$

#### 25.1.4.2 *Mesure*

Le tube est branché comme indiqué à la figure 24, page 46, et l'atténuateur 1 est réglé pour donner un niveau de porteuse convenable aux détecteurs. La méthode de mesure consiste d'abord à régler le gain à fréquence intermédiaire afin que le niveau de bruit de bande latérale donne une lecture convenable sur l'indicateur de sortie à fréquence intermédiaire lorsque le mélangeur est branché sur le mode de fonctionnement en phase. Le mélangeur est ensuite commuté sur le mode antiphase et l'atténuateur 2 est ajusté jusqu'à ce que la même indication soit obtenue sur l'indicateur de sortie à fréquence intermédiaire.

L'excès de bruit de bande latérale de l'oscillateur, atténué par l'atténuateur 1 et la perte directe de l'isolateur, est alors exactement égal à l'excès de bruit procuré par la source de bruit atténué par l'atténuateur 2. Le résultat est exprimé dans les mêmes unités que celles utilisées pour la source de bruit.

#### *Précautions*

Les techniques de sélection des diodes en paires équilibrées et l'application d'une polarisation continue à chaque diode permettent d'obtenir des rapports de suppression de puissance atteignant 50 dB.

Il faut prendre soin de prévoir la commutation de la connexion à fréquence intermédiaire de la diode de façon telle que les impédances des diodes à la fréquence intermédiaire et en radiofréquence ne soient pas affectées par l'opération de commutation. Cela est réalisé au mieux en maintenant une symétrie géométrique dans le système de commutation et en prévoyant des interrupteurs individuels identiques pour chacune des diodes.

*Note.* — Pour calculer le bruit de bande latérale, il n'est pas nécessaire de connaître le niveau de suppression procuré par le mélangeur. Toutefois, un fort niveau de suppression donne une plus grande sensibilité de mesure, comme indiqué par les preuves données ci-dessus.

Un avantage supplémentaire de cette méthode est que l'optimisation du rapport de suppression ne nécessite pas des mesures auxiliaires pouvant amener la déconnexion du système de mesure. L'optimisation peut être effectuée immédiatement avant la mesure, pour les réglages exacts de l'oscillateur effectivement essayé aux fréquences intermédiaires et aux radiofréquences prévues. Il est seulement nécessaire d'introduire une atténuation maximale entre la source de bruit et le mélangeur, et de rendre maximale la différence entre les niveaux de sortie à fréquence intermédiaire en phase et antiphase par réglage de la polarisation continue et sélection des diodes.

#### 25.2 *Mesures du bruit de modulation*

Dans la mesure du bruit de modulation en amplitude, de petits changements de fréquence ne doivent pas produire de changements dans le signal détecté. Cela implique que la réponse en fréquence soit plate sur la bande de mesure.

Dans la mesure du bruit de modulation en fréquence, il est nécessaire d'utiliser un discriminateur de fréquence pour la détection, et cela conduira à détecter à la fois les bruits de modulation en amplitude et en fréquence. Des moyens de séparer et de mesurer ces deux composantes sont indiqués ci-après.

Le bruit de fond apporte inévitablement une contribution à la valeur mesurée mais, en général, à des fréquences proches de la porteuse, cette contribution est relativement petite et peut être ignorée.

Pour des fréquences espacées de moins de 1 MHz de la porteuse, des mesures précises du bruit de modulation en amplitude sont difficiles car le détecteur vidéo à cristal contribue au bruit en basse fréquence (bruit de scintillation) de l'ordre de  $-120$  dB Hz.

In the anti-phase mode:

$$\text{I.F. output} = P_n + \frac{P_o}{S_f}$$

If  $P_n$  is adjusted so that the intermediate frequency output is the same in both modes:

$$P_o + \frac{P_n}{S_f} = P_n + \frac{P_o}{S_f}$$

hence  $P_o = P_n$

#### 25.1.4.2 Measurement

The tube is connected as shown in Figure 24, page 46, and attenuator 1 is adjusted to provide a suitable carrier level at the detectors. The method of measurement is first to set the intermediate frequency gain so that the level of sideband noise gives a convenient reading on the intermediate frequency output meter when the mixer is switched to the inphase mode. The mixer is then switched to the anti-phase mode and attenuator 2 is adjusted until the same indication is obtained on the intermediate frequency output meter.

The oscillator sideband excess noise, attenuated by attenuator 1 and the forward loss of the isolator, is then exactly equal to the excess noise provided by the noise source attenuated by attenuator 2. The result is expressed in the same units as that of the noise source.

#### Precaution

By techniques of selecting diodes in matched pairs and by applying d.c. bias to each diode it is possible to obtain power suppression ratios up to 50 dB.

Care shall be taken to arrange the switching of diode intermediate frequency connection so that the intermediate frequency and radio-frequency impedances of the diodes remain unaffected by the switching operation. This is best achieved by maintaining geometrical symmetry in the switching system and arranging identical individual switches for both diodes.

*Note.* — It is not necessary to know the amount of suppression provided by the mixer in order to calculate the sideband noise. However, a high degree of suppression provides greater sensitivity of measurement, as may be seen from the proof given above.

A further advantage of this method is that optimizing of the suppression ratio does not require auxiliary measurements that could involve dismantling the measurement system. The optimizing can be carried out immediately prior to the measurement at the exact intermediate frequency and radiofrequency settings of the actual oscillator under test. All that is required is to introduce maximum attenuation between the noise source and the mixer and maximize the difference between in-phase and anti-phase intermediate frequency output levels by adjustment of d.c. bias and diode selection.

### 25.2 Modulation noise measurements

In the measurement of amplitude modulation noise, small variations in frequency must not produce variations in the detected signal. This implies a flat frequency response over the measurement band.

In the measurement of frequency modulation noise, it is necessary to use a frequency discriminator for detection, and this will result in the detection of both amplitude modulation noise and frequency modulation noise. Means of separating and measuring the two components are described below.

The background noise will inevitably contribute to the measured value but, generally, this is relatively small in amount at frequencies close to the carrier and may be ignored.

At frequencies spaced less than about 1 MHz from the carrier, accurate measurements of amplitude-modulation noise are difficult because the video crystal detector contributes low-frequency (flicker) noise of the order of  $-120$  dB/Hz.

Il faut prendre en considération la réduction du coefficient de conversion du discriminateur de fréquence avec la réduction de la fréquence de modulation conformément à la loi :

$$\left( \frac{f_{\text{mod}}}{B_{1/2}} \right)^2$$

où  $B_{1/2}$  est la demi-bande passante du résonateur du discriminateur.

La réduction du coefficient de conversion résulte en une importance accrue des bruits du détecteur aux faibles fréquences.

Notes 1. — L'utilisation de diodes polarisées en inverse ou de diodes à électrons chauds réduira la limitation imposée par le bruit de scintillation à un écart d'environ 10 kHz par rapport à la porteuse.

2. — Il faut aussi noter que la largeur de bande effective et la sensibilité différentielle du détecteur et de l'amplificateur dépendent à la fois de la puissance fournie au détecteur et des largeurs de bandes individuelles du détecteur et de l'amplificateur.

En général, on fait fonctionner le détecteur en détection linéaire avec une largeur de bande nettement supérieure à celle de l'amplificateur qui le suit, de façon que le rapport de porteuse à bruit soit maintenu pendant la détection, la composante continue à la sortie du détecteur étant proportionnelle à l'amplitude de la porteuse et la composante alternative proportionnelle à l'amplitude efficace. Le rapport de porteuse à bruit est donné en décibels par la relation :

$$10 \log_{10} \frac{P_c}{P_n} = 20 \log_{10} \frac{V_{cc}}{V_{ca}} \text{ dB, dans une bande passante de } B \text{ Hz}$$

où :

$P_c$  = puissance porteuse fournie au détecteur (W),

$P_n$  = puissance de bruit fournie au détecteur (W),

$V_{cc}$  = tension continue aux bornes de la charge (V),

$V_{ca}$  = tension efficace de bruit aux bornes de la charge du détecteur (V),

$B$  = bande passante de l'amplificateur (Hz).

La tension de bruit peut soit provenir principalement d'une seule fréquence, soit être étalée sur une bande de fréquences.

Dans ce dernier cas, la puissance de bruit  $P_n$  peut être remplacée par la densité de puissance de bruit  $\frac{P_n}{B}$  et la tension efficace de bruit par  $\frac{V_{ca}}{\sqrt{B}}$  de façon que le rapport de densité de porteuse à bruit soit donné en dB par Hz.

En général, lorsque le rapport n'est pas maintenu après détection, on l'exprime par la relation :

$$10 \log_{10} \frac{P_c}{P_n} = 20 \log_{10} \frac{V_{cc}}{V_{ca}} R \sqrt{B} \text{ (dB/Hz)}$$

pour une bande passante de 1 Hz, où  $R$  = rapport des sensibilités différentielle et continue du détecteur, qui dépend de la réponse du détecteur à la fois à la fréquence et au niveau de puissance, et de la bande passante de l'amplificateur qu'il faut déterminer par étalonnage. La puissance de bruit peut être déterminée sous forme d'une densité de puissance.

La technique d'annulation ou de suppression de porteuse est utile pour mesurer les rapports élevés de porteuse à bruit lorsque les bandes latérales nécessaires ne sont pas trop proches de la porteuse et que la puissance de porteuse est nettement au-dessus du minimum requis pour la mesure. On peut soit insérer avant le détecteur un filtre de réjection à bande étroite ou un pont accordé sur la fréquence porteuse soit, en particulier dans les mesures de bruit d'amplificateur on peut réinjecter un échantillon de la porteuse, « nettoyé » si nécessaire, afin d'annuler ou de réduire la porteuse de bruit et de laisser les bandes latérales de bruit passer dans le détecteur pendant la mesure. L'importance de la suppression, en dB, doit être mesurée et ajoutée au rapport observé, en dB, afin d'obtenir le rapport de porteuse à bruit du tube mesuré.

3. — *Types de discriminateurs* : Plusieurs types de discriminateurs peuvent être utilisés dans les mesures de bruit. Les discriminateurs en radiofréquences sont basés soit sur la réponse en fréquence d'une cavité à forte surtension, soit sur la caractéristique de dispersion introduite au moyen d'une ligne de retard. Le discriminateur à cavité à forte surtension est utile pour les fréquences basses de bandes latérales dans la gamme de 1 kHz (ou moins avec une fréquence médiane stabilisée) à 10 kHz et peut, dans une bande de 70 Hz, séparer des déviations efficaces allant de 0,01 Hz à 300 Hz. La ligne de retard ou le discriminateur à deux voies est utile pour des fréquences de bande latérale dans la plage de 10 kHz à 10 MHz et peut, dans une bande de 3 kHz, séparer des déviations efficaces allant de 10 Hz à 3 MHz pour une fréquence de bande latérale de 10 MHz. On peut utiliser diverses dispositions pour obtenir la suppression de porteuse, l'échantillonnage ou le filtrage, ou la réintroduction avec déphasage, mais les caractéristiques de base de ces discriminateurs sont semblables près de la fréquence centrale en ce qui concerne la forme de la courbe de la tension de sortie en fonction de la fréquence. On peut réduire au minimum la sensibilité à la modulation en amplitude en équilibrant la composante de porteuse, mais lorsque la fréquence de bande latérale augmente, le taux de suppression diminue.

Les discriminateurs à fréquence intermédiaire sont de type analogique ou de type compteur.

Le type analogique est basé, comme aux radiofréquences, sur une réponse résonnante, mais a l'avantage qu'on peut utiliser un limiteur pour supprimer la modulation en amplitude et que la fréquence de mesure peut être facilement modifiée ou balayée. Un désavantage est que la modulation en fréquence de l'oscillateur local doit être faible par rapport à celle du tube mesuré. On l'utilise généralement pour les mesures de modulation en fréquence à bande large, pour les fréquences de bande latérale dans la plage allant de 300 Hz à 10 MHz, et il peut séparer des déviations efficaces de 5 Hz dans une bande de 4 kHz.

Account should be taken of the reduction of the conversion coefficient of the frequency discriminator with reduction of modulating frequency according to the law.

$$\left( \frac{f_{\text{mod}}}{B_{1/2}} \right)^2$$

where  $B_{1/2}$  is half the bandwidth of a discriminator resonator.

The reduction of the conversion coefficient results in an increased importance of detector noises at low frequencies.

*Notes 1.* — The use of backward or hot-carrier diodes will reduce the limitation imposed by the flicker noise to a deviation of approximately 10 kHz from the carrier.

2. — It should also be noted that the effective bandwidth and incremental sensitivity of the detector and amplifier depend on both the power delivered to the detector and the separate bandwidths of the detector and the amplifier.

The detector is usually operated as a linear detector with a bandwidth much greater than that of the amplifier which follows it, so that the carrier-to-noise ratio is preserved through detection, the direct component of detector output being proportional to the carrier amplitude and the alternating component proportional to the r.m.s. amplitude. The carrier-to-noise ratio is given in decibels by the relation:

$$10 \log_{10} \frac{P_c}{P_n} = 20 \log_{10} \frac{V_{dc}}{V_{ac}} \text{ dB, in a bandwidth of } B \text{ Hz}$$

where:

$P_c$  = carrier power delivered to the detector (W),

$P_n$  = noise power delivered to the detector (W),

$V_{dc}$  = direct voltage developed across load (V),

$V_{ac}$  = r.m.s. noise voltage developed across detector load (V),

$B$  = amplifier bandwidth (Hz).

The noise voltage may be either mainly at a single frequency or spread over a frequency band. In the latter case, the noise power  $P_n$  can be replaced by the noise power density  $\frac{P_n}{B}$  and the r.m.s. noise voltage by  $\frac{V_{ac}}{\sqrt{B}}$  so that the carrier-to-noise density ratio is given in dB per Hz.

Generally, when the ratio is not preserved after detection, it is expressed by the relation:

$$10 \log_{10} \frac{P_c}{P_n} = 20 \log_{10} \frac{V_{dc}}{V_{ac}} R \sqrt{B} \text{ (dB/Hz)}$$

for bandwidth of 1 Hz, where  $R$  = ratio of incremental to direct sensitivity of the detector, which depends on detector response to both frequency and power level and on the amplifier bandwidth, which must be determined by calibration. The noise power may be expressed as a power density.

The technique of carrier cancellation or suppression is useful for measuring high carrier-to-noise ratios when the required sidebands are not too near the carrier and carrier power is well above the minimum required for measurement. Either a narrow stop-band filter or a bridge tuned to the carrier frequency may be used prior to the detector or, particularly in amplifier noise measurements, a sample of the carrier may be reinjected after "cleaning" if necessary, so as to cancel or reduce the noise carrier and leave the noise sidebands to pass through the detector for measurement. The amount of suppression, in dB, must be measured and added to the observed ratio, in dB, in order to obtain the carrier-to-noise ratio of the tube being measured.

3. — *Types of discriminator:* Several types of discriminator are available for use in noise measurements. Radio-frequency discriminators are based on either the frequency response of a high-Q cavity or a dispersion characteristic introduced by means of a delay line. The high-Q cavity discriminator is useful for low sideband frequencies in the range 1 kHz (lower with stabilised mean frequency) to 10 kHz and can resolve in a 70 Hz band from 0.01 Hz r.m.s. deviation up to 300 Hz. The delay line or two-path discriminator is useful for sideband frequencies in the range 10 kHz to 10 MHz and can resolve in a 3 kHz band from 10 Hz up to 3 MHz r.m.s. deviation at a sideband frequency of 10 MHz. Various arrangements to provide carrier suppression or sampling and filtering or reintroduction with phase change can be used, but the basic characteristics of these discriminators are similar near the centre frequency with regard to the form of the curve of output voltage versus frequency. Sensitivity to amplitude modulation can be minimized by balancing the carrier component, but as the sideband frequency increases the amount of suppression decreases.

Intermediate frequency discriminators are of either analogue or counter type.

The analogue type is based, as at radiofrequency, on a resonance response, but has the advantages that a limiter can be used to suppress amplitude modulation and that the measurement frequency can easily be changed or swept. A disadvantage is that local-oscillator frequency modulation must be low compared with that of the tube being measured. It is generally used for wideband frequency modulation measurements for sideband frequencies in the range 300 Hz to 10 MHz and can resolve 5 Hz r.m.s. in a 4 kHz band.

Un discriminateur compteur est, en lui-même, insensible à la modulation en amplitude, mais dépend de la qualité de l'oscillateur local. Il est utile pour les fréquences de modulation basses, en particulier dans la plage où le bruit et l'instabilité en fréquence ne peuvent être distingués.

### 25.2.1 *Mesure du bruit de modulation en amplitude par détection directe*

#### *Théorie*

Un schéma fonctionnel du circuit de mesure est indiqué à la figure 25, page 47. La puissance fournie au détecteur est réglée à la valeur normalement nécessaire pour le fonctionnement du mélangeur. De cette manière, la porteuse peut être considérée comme la sortie d'un oscillateur local, et les bandes latérales de bruit comme le signal. Pourvu que la combinaison du détecteur et du premier étage amplificateur soit convenablement conçue, on peut mesurer à moins de quelques décibels du niveau du bruit thermique sur la plus grande partie de la plage de bande latérale allant de 1 MHz à 100 MHz, pour obtenir un rapport de porteuse à modulation en amplitude plus bruit de fond d'environ 170 dB/Hz. La méthode est aussi utile pour des fréquences de bande latérale de bruit descendant jusqu'à la porteuse, où on peut l'utiliser pour la mesure du bruit provoqué par les ondulations des sources d'alimentation et des vibrations mécaniques, pour lequel un rapport de porteuse à bruit de 60 dB à 80 dB peut être nécessaire.

#### *Mesure*

On fait fonctionner le tube dans des conditions données. Une partie de la puissance de sortie est fournie au détecteur, le courant redressé résultant étant utilisé pour indiquer le niveau de porteuse. La porteuse est réglée à un niveau convenable à l'aide de l'atténuateur de réglage de niveau. Les composantes alternatives du courant de détecteur provenant de la modulation en amplitude sont amplifiées par l'amplificateur sélectif. Pour déterminer le rapport de porteuse à bruit, on mesure la sortie de l'amplificateur à l'aide d'un voltmètre en valeur efficace et on la compare avec la puissance fournie au détecteur.

On étalonne le circuit en déterminant la sensibilité de l'amplificateur et de l'indicateur à l'aide d'un générateur de signal d'étalonnage et en déterminant séparément la puissance fournie au détecteur pour donner l'indication de référence. Le générateur d'étalonnage peut être soit une source étalon de bruit, soit un générateur de signal sinusoïdal. Dans ce dernier cas, il est nécessaire de tracer la réponse de l'amplificateur afin de déterminer la bande passante effective. Il faut aussi connaître la sensibilité différentielle du détecteur à la fréquence de bande latérale, afin que les variations de puissance fournies au détecteur puissent être liées à la composante alternative mesurée à l'aide de l'amplificateur.

Le rapport de porteuse à bruit peut être calculé en utilisant les formules données en note 2 au paragraphe 25.2 soit pour la largeur de l'amplificateur sélectif, soit pour une largeur de bande de 1 Hz.

On peut aussi effectuer l'étalonnage en remplaçant le tube par un générateur de signal modulé en amplitude avec une profondeur connue et une fréquence connue, la fréquence de modulation étant modifiée de façon à obtenir la bande passante du détecteur et de l'amplificateur.

Pour des tubes de plus haute puissance, une partie de la puissance de sortie est fournie au détecteur à l'aide d'un coupleur directionnel convenable.

L'amplificateur peut être un amplificateur sélectif accordable ou un analyseur de spectre ayant une bande passante qui procurera la résolution nécessaire des composantes de bande latérale de modulation en amplitude.

Pour le niveau de bruit le plus bas, on doit utiliser comme indicateur un détecteur synchrone ou un détecteur de phase.

#### *Précaution*

La bande passante vidéo du détecteur doit être suffisante pour recouvrir tous les produits de bruit désirés.

### 25.2.2 *Mesure du bruit de modulation en fréquence par détection directe (méthode simplifiée)*

#### 25.2.2.1 *Théorie*

Un schéma fonctionnel du circuit correspondant à cette méthode est indiqué à la figure 26, page 48.

On détecte un échantillon du signal à l'aide d'un discriminateur donnant une sortie proportionnelle à la fois à l'amplitude et à la fréquence.

A counter discriminator is inherently insensitive to amplitude modulation, but is dependent upon local oscillator quality. It is useful for low modulation frequencies, particularly in the range where noise and frequency instability are indistinguishable.

### 25.2.1 *Amplitude modulation noise measurement by direct detection*

#### *Theory*

A block diagram of the circuit for this measurement is shown in Figure 25, page 47. The power delivered to the detector is adjusted to the value normally required for mixer operation. In this way, the carrier may be considered at the output of a local oscillator, and the noise sidebands as the signal. Provided the combination of detector and first amplifier stage is adequately designed, it is possible to measure within a few decibels of thermal noise level over most of the sideband range from 1 MHz to 100 MHz, to obtain a carrier-to-A.M. plus background noise ratio of approximately 170 dB/Hz. The method is also useful for noise sideband frequencies down to the carrier where it is used for the measurement of noise caused by power supply ripple and mechanical vibrations, for which a carrier-to-noise ratio of 60 dB to 80 dB may be required.

#### *Measurement*

The tube is operated under stated conditions. A portion of the output power is applied to the detector, the resulting rectified current being used to indicate carrier level. The carrier is adjusted to a suitable level by means of the level setting attenuator. The alternating components of the detector current caused by amplitude modulation are amplified by the selective amplifier. In order to determine the carrier-to-noise ratio, the output from the amplifier is measured with an r.m.s. voltmeter and compared with the power delivered to the detector.

The circuit is calibrated by determining the sensitivity of the amplifier and indicator by means of a calibrating signal generator, and separately determining the power delivered to the detector to provide the reference indication. The calibrating generator may be either a calibrated noise source or a sinusoidal signal generator. In the latter case, it is necessary to plot the amplifier response in order to determine the effective bandwidth. It is also necessary to know the incremental sensitivity of the detector at the sideband frequency so that the changes in power delivered to it can be related to the alternating component measured by means of the amplifier.

The carrier-to-noise ratio can be calculated using the formulae given in Note 2 to Sub-clause 25.2 either for the bandwidth of the selective amplifier or for a bandwidth of 1 Hz.

Calibration may also be carried out by replacing the tube by a signal generator amplitude modulated at known depth and frequency, the modulation frequency being varied to obtain the detector and amplifier bandwidth.

For high power tubes, a proportion of the output power is supplied to the detector by means of a suitable directional coupler.

The amplifier may be a tunable selective amplifier or a spectrum analyser having a bandwidth that will provide the required resolution of the amplitude modulation sideband components.

For the lowest noise level, a synchronous or phase detector should be used as the indicator.

#### *Precaution*

The video bandwidth of the detector should be sufficient to include all the required noise products.

### 25.2.2 *Frequency modulation noise measurement by direct detection (simplified method)*

#### 25.2.2.1 *Theory*

A block diagram of the circuit for this method is shown in Figure 26, page 48.

A sample of the signal is detected by a discriminator giving an output proportional to both amplitude and frequency.

Le signal détecté provenant du bruit de modulation en amplitude est, dans beaucoup de cas, négligeable par rapport au signal provenant du bruit de modulation en fréquence, et cette méthode peut donc être utilisée pour mesurer le bruit de modulation en fréquence.

La bande passante du discriminateur fournissant la sortie proportionnelle à la fréquence doit être quelque peu supérieure à la bande de la mesure, mais comme la sensibilité est inversement proportionnelle à la largeur de bande, elle ne doit pas être très supérieure à celle donnant une linéarité raisonnable de la sortie en fonction de la fréquence.

La méthode est aussi utile pour mesurer les effets des ondulations des sources d'alimentation jusqu'à quelques hertz de la fréquence de la porteuse.

#### 25.2.2.2 *Mesure*

On fait fonctionner le tube dans des conditions données. Un échantillon de puissance est pris pour le circuit de mesure qui consiste en un atténuateur réglable, un discriminateur et un détecteur. La tension de sortie du détecteur est principalement continue avec de petites composantes alternatives proportionnelles aux déviations de fréquence qui sont superposées.

L'atténuateur réglable est réglé de façon telle que la tension continue de référence sur le détecteur soit égale à la valeur optimale pour le facteur de bruit du détecteur. L'entrée de l'amplificateur sélectif est alors proportionnelle à la déviation de fréquence et au niveau de référence.

Les déviations de fréquence provenant du bruit peuvent être mesurées quantitativement par étalonnage du système à l'aide d'un générateur de signal modulé en fréquence mis à la place du tube mesuré. La lecture sur le voltmètre correspondant à une déviation connue de fréquence fournie par le générateur de signal modulé en fréquence est enregistrée pour diverses déviations et diverses fréquences de modulation, et une courbe d'étalonnage est tracée. Le spectre du bruit de modulation en fréquence peut être obtenu en accordant l'amplificateur sélectif sur la plage de bande latérale requise, ou peut être indiqué à l'aide d'un analyseur de spectre. On peut utiliser un amplificateur à large bande pour obtenir la valeur efficace de la déviation totale sur une plage de fréquences de bande latérale donnée.

*Note.* — Le discriminateur peut être une cavité accordée. La fréquence d'accord et le facteur de surtension sont choisis de façon telle que la bande de la mesure soit couverte par un côté de la courbe de réponse.

#### 25.2.3 *Mesure du bruit de modulation en fréquence par détection directe à l'aide d'un discriminateur à deux voies*

##### 25.2.3.1 *Théorie*

Un schéma fonctionnel du circuit correspondant à cette méthode est indiqué à la figure 27, page 49.

On utilise un discriminateur à deux voies en raison de son bon comportement sur une large plage de fréquences de bande latérale. Un détecteur équilibré et un amplificateur différentiel procurent une sortie proportionnelle à la déviation de fréquence et relativement indépendante de la modulation en amplitude. La bande passante du discriminateur est choisie pour correspondre à la bande de mesure requise sur la partie linéaire de la courbe de réponse sinusoïdale centrée sur la fréquence de référence. Une bande excessive réduira le niveau de sortie dû à la modulation en fréquence par rapport à celui dû à la modulation en amplitude. En raison de la nature répétitive de la réponse du discriminateur à d'autres fréquences, il peut être nécessaire de limiter la bande passante de l'étalon de bruit à large bande à l'aide d'un filtre passe-bande.

##### 25.2.3.2 *Mesure*

Avant la mesure, on utilise un générateur de signal pour régler le discriminateur mélangeur équilibré en même temps que l'amplificateur différentiel, afin d'obtenir la sensibilité minimale de détection pour la composante de modulation en amplitude et d'avoir une suppression suffisante de cette composante. On suppose alors que la sortie de l'amplificateur sélectif est proportionnelle à la déviation de fréquence seulement.

On fait fonctionner le tube dans des conditions données. La puissance d'attaque des détecteurs est réglée à la valeur normalement nécessaire pour le fonctionnement en mélangeur et maintenue tout au long de la mesure.

La puissance de la porteuse est mesurée à l'entrée de l'hybride 3 à 3 dB ou rapportée à cette entrée.

La composante de modulation en fréquence de la puissance de bruit est évaluée de façon similaire à celle utilisée pour la mesure du bruit de bande latérale à l'aide d'un filtre accordable transmettant la fréquence porteuse avec ou sans ses bandes latérales de bruit associées (voir paragraphe 25.1.2 et figure 22, page 44).

The detected signal caused by amplitude modulation noise is in many cases negligible in comparison with the signal caused by frequency modulation noise and therefore this method can be used to measure frequency modulation noise.

The bandwidth of the discriminator providing the output proportional to frequency should be somewhat greater than the band of measurement but, since the sensitivity is inversely proportional to bandwidth, not much greater than will give reasonable linearity of output versus frequency.

The method is also useful for measuring the effects of power supply ripple to within a few hertz from the carrier.

#### 25.2.2.2 *Measurement*

The tube is operated under stated conditions. One power sample is taken for the measurement circuit which consists of a variable attenuator, a discriminator and a detector. The output voltage of the detector is mainly d.c. with small alternating components, superimposed proportional to the frequency deviations.

The variable attenuator is adjusted so that the reference d.c. voltage at the detector is made equal to the optimum value for detector noise factor. The input to the selective amplifier is then proportional to the frequency deviation and to the reference level.

The frequency deviations caused by noise may be measured quantitatively by the calibration of the system using a frequency-modulated signal generator in place of the tube being measured. The reading on the voltmeter corresponding to a known amount of frequency deviation provided by the frequency-modulated signal generator is recorded for various deviations and modulation frequencies, and a calibration curve is drawn. The spectrum of the frequency modulation noise can be obtained by tuning the selective amplifier over the required sideband range or displayed by means of a spectrum analyser. A wideband amplifier may be used to obtain the total r.m.s. deviation over a stated sideband frequency range.

*Note.* — The discriminator used can be a tuned cavity. The tuning frequency and  $Q$  are chosen so that the band of measurement is covered by one side of the response curve.

#### 25.2.3 *Frequency modulation noise measurement by direct detection using a two-path discriminator*

##### 25.2.3.1 *Theory*

A block diagram of the circuit for this method is shown in Figure 27, page 49.

A two-path discriminator is used because of its good performance over a wide range of sideband frequencies. A balanced detector and differential amplifier provide an output proportional to frequency deviation and relatively insensitive to amplitude modulation. The discriminator bandwidth is chosen to accommodate the required band of measurement on the linear part of the sinusoidal response curve centered on the reference frequency. Excessive bandwidth will reduce the output level due to frequency modulation relative to that due to amplitude modulation. Because of the repetitive nature of the discriminator response at other frequencies, it may be necessary to restrict the bandwidth of the broadband calibrating noise by means of a bandpass filter.

##### 25.2.3.2 *Measurement*

Prior to the measurement, a signal generator is used to adjust the balanced mixer discriminator together with the differential amplifier, to have the minimum detecting sensitivity for the amplitude-modulation component in order to provide sufficient suppression of that component. The output from the selective amplifier is then assumed to be proportional only to the frequency deviation.

The tube is operated under stated conditions. The power drive of the detectors is adjusted to the value normally required for mixer operation, and is maintained constant throughout the measurement.

The carrier power is measured at, or referred to, the input of 3 dB hybrid 3.

The frequency modulation component of noise power is evaluated in a manner similar to that for the measurement of sideband noise, using a tunable filter to transmit the carrier frequency with or without its associated noise sidebands (see Sub-clause 25.1.2 and Figure 22, page 44).

The noise sideband spectrum can be measured by tuning the selective amplifier or by means of a spectrum analyser. For narrow-band measurements, the calibration can be carried out using a signal generator with calibrated frequency modulation.

*Precautions*

1. 3 dB hybrids 3 and 4 must be carefully balanced.
2. The semiconductor diodes used as detectors must be a matched pair over the dynamic range expected.
3. The bandwidth of the detectors and the differential amplifier should exceed the frequency range of the noise sideband to be measured.

25.2.4 *Amplitude and frequency modulation noise measurement close to the carrier using a high-Q microwave discriminator*

25.2.4.1 *Theory*

A block diagram of the circuit for this method is shown in Figure 28, page 50.

Measurements of frequency-modulation noise components at frequencies spaced less than about 1 MHz from the carrier become less accurate when direct detection methods are used (see Sub-clause 25.2.3) and consequently measurements are made in that sideband range by use of a discriminator at intermediate frequencies, often after carrier suppression at the radio frequency.

In the case of measurement at the intermediate frequency, the sensitivity of the discriminator is limited by the overall noise factor of the mixer and intermediate frequency amplifier, together with the limited power of the signal input that can be applied to a microwave mixer. Because of these difficulties, it is usually easier to use a microwave discriminator at the radio frequency.

In operation at the radio frequency, however, the input is similarly limited if the discriminator consists of a detuned resonant cavity. This limitation can be overcome if the microwave discriminator is balanced—that is, if the input carrier power is suppressed before the signal is applied to the mixer crystal, and then later reintroduced at a suitable level and in the correct phase to provide detection of the required modulation noise sideband.

This can be achieved at the intermediate frequency where the reference carrier can be used for the switching signal in a phase detector. An advantage of this method is that the requirement for a very stable local oscillator is removed. By the use of an additional phase detector switched in quadrature with the first, a simultaneous measurement of amplitude modulation and frequency modulation can be made so that their correlation can also be measured. The method described here uses only one phase detector.

The sensitivity of this method increases with the modulation frequency, and is considerably higher than that obtained by use of direct detection methods at the higher modulation frequencies.

In this method, a sinusoidal variation of signal frequency is first changed in phase in proportion to the deviation, then transposed to intermediate frequency with the phase change preserved and finally applied to a phase detector to yield an output proportional to frequency.

The following property of a resonant cavity is used to obtain the change in phase and at the same time to suppress the carrier.

When a modulated signal is applied to a resonant cavity, tuned to resonance at the carrier frequency, the signal reflected from the cavity depends upon a known relationship. The in-phase and quadrature components of the voltage reflection factor near resonance are shown in Figure 29, page 51.

The reference plane is that at which the cavity presents a short circuit at frequencies well off resonance, at which the cavity is matched, and only the quadrature component is significant, having a reflection factor  $n$ , given by:

$$n = \frac{(f-f_0)}{f_0} \cdot 2Q_L$$

où:

$f_0$  = fréquence de résonance (fréquence porteuse dans la mesure),

$f$  = une fréquence de bande latérale proche de la fréquence de résonance,

$Q_L$  = facteur de surtension en charge.

L'effet sur une porteuse modulée à une seule fréquence basse, par exemple, est de supprimer la porteuse, de changer la phase d'une des bandes latérales et de changer la phase de l'autre bande de la même valeur plus  $180^\circ$ .

En raison du fort degré de suppression, la puissance fournie au circuit de mesure peut être nettement plus forte qu'avec une détection directe, augmentant ainsi de façon considérable la sensibilité au bruit de bande latérale.

Les bandes latérales traversent alors la voie signal et sont détectées par le détecteur de phase. Selon la phase du signal de référence, on détectera les bandes latérales de modulation en amplitude ou bien de modulation en fréquence.

La sortie variable provenant du détecteur de phase est examinée à l'aide d'un amplificateur sélectif ou d'un analyseur de spectre, et on mesure l'amplitude des composantes de la bande latérale. La sortie mesurée provenant du canal de référence représente l'amplitude de porteuse, et, en conséquence, le rapport entre ces deux grandeurs donnera le rapport de porteuse à bruit recherché.

L'effet du bruit de l'oscillateur local proche de la fréquence du signal peut être rendu négligeable par le choix de l'oscillateur et l'utilisation d'un mélangeur équilibré qui peut donner une amélioration de 10 dB à 20 dB.

Le bruit de modulation en amplitude proche de la fréquence de l'oscillateur local peut être ignoré pourvu que la puissance de fuite du discriminateur soit faible par rapport à la puissance de l'oscillateur local sur le mélangeur.

Une modulation en fréquence (ou en phase) de l'oscillateur local n'a pas d'influence si les amplificateurs en fréquence intermédiaire du signal et de la référence ont des pentes égales ou des retards égaux, puisque l'effet produirait des modulations de phase égales pour les porteuses de référence et de fuite. Avec un équilibrage du discriminateur de 70 dB, le bruit de modulation de fréquence de l'oscillateur local peut, exprimé en déviation de fréquence, être  $10^4$  fois plus mauvais que celui du signal mesuré, avant de causer une erreur appréciable.

Pour des fréquences très nettement en dehors de la bande passante de la cavité, le discriminateur devient simplement un filtre de porteuse, les bandes latérales de bruit étant réfléchies avec une amplitude non atténuée.

Le circuit comprend essentiellement un guide d'onde d'entrée terminé par une cavité résonnante accordée. A l'entrée du guide d'onde, deux voies sont couplées: une voie de signal et une voie de référence. Dans la voie de signal, le signal réfléchi par la cavité est couplé à l'aide d'un hybride à 3 dB à un mélangeur suivi par un amplificateur à fréquence intermédiaire, puis par un détecteur de phase. Un échantillon de puissance du tube mesuré est couplé par l'intermédiaire de la voie de référence au détecteur de phase.

Dans ce circuit, la cavité résonnante constitue une partie d'un pont qui comprend un atténuateur variable et un court-circuit réglable, procurant une impédance variable sur un des bras de l'hybride afin que l'impédance de la cavité à la résonance puisse être équilibrée et que le minimum de puissance porteuse soit transmis à la voie du signal. Le niveau d'atténuation dans le bras d'équilibrage pour la condition optimale d'équilibrage donne aussi une indication utile sur l'équilibrage donné par la cavité, ce qui peut être utilisé pour s'assurer que la cavité n'a pas été mal accordée sur un mode parasite quelconque pouvant exister dans la plage d'accord de la cavité.

La puissance de porteuse est normalement dissipée dans la cavité, ce qui peut nécessiter un refroidissement pour de fortes puissances. Comme la sensibilité augmente avec la puissance de porteuse, il faut utiliser le niveau le plus élevé permettant d'obtenir un équilibre. On peut utiliser un coupleur ou un atténuateur pour réduire la puissance.

Le bruit de modulation en amplitude se produisant de façon semblable dans les deux canaux est supprimé à la sortie par l'action d'équilibrage du détecteur de phase pourvu que les bandes latérales ne s'étendent pas de façon appréciable vers les fréquences pour lesquelles les composantes en quadrature augmentent. Une valeur de réjection supérieure à 40 dB n'est pas difficile à obtenir.

Le spectre de bande latérale de bruit peut être mesuré en accordant l'amplificateur sélectif ou à l'aide d'un analyseur de spectre. Pour des mesures à bande étroite, l'étalonnage peut s'effectuer à l'aide d'un générateur de signal avec une modulation en fréquence étalonnée.

### Précautions

1. Les hybrides 3 et 4 à 3 dB doivent être équilibrés avec soin.
2. Les diodes à semiconducteur utilisées comme détecteurs doivent provenir d'une paire équilibrée sur la plage dynamique prévue.
3. La bande passante des détecteurs et de l'amplificateur différentiel devra être supérieure à la plage de fréquences de la bande latérale de bruit à mesurer.

### 25.2.4 Mesure du bruit de modulation en amplitude et en fréquence près de la porteuse à l'aide d'un discriminateur en hyperfréquences à forte surtension

#### 25.2.4.1 Théorie

Un schéma fonctionnel du circuit correspondant à cette méthode est indiqué à la figure 28, page 50.

Les mesures des composantes du bruit de modulation en fréquence, à des fréquences espacées de moins de 1 MHz de la porteuse, deviennent moins précises lorsqu'on utilise des méthodes de détection directe (voir paragraphe 25.2.3), et, en conséquence, les mesures sont faites dans cette plage de bande latérale en utilisant un discriminateur à des fréquences intermédiaires, souvent après avoir supprimé la porteuse à la radiofréquence.

Dans le cas de la mesure en fréquence intermédiaire, la sensibilité du discriminateur est limitée par le facteur de bruit total du mélangeur et de l'amplificateur à fréquence intermédiaire, ainsi que par la puissance limitée du signal d'entrée que l'on peut appliquer à un mélangeur en hyperfréquences. A cause de ces difficultés, il est généralement plus facile d'utiliser un discriminateur en hyperfréquences à la fréquence radioélectrique.

Toutefois, lors du fonctionnement à la fréquence radioélectrique, l'entrée est également limitée si le discriminateur est constitué par une cavité résonnante désaccordée. On peut s'affranchir de cette limitation si le discriminateur en hyperfréquences est équilibré — c'est-à-dire si la puissance d'entrée de porteuse est supprimée avant que le signal soit appliqué au cristal mélangeur, puis réintroduite ultérieurement à un niveau convenable et avec la phase correcte pour permettre la détection de la bande latérale de bruit de modulation requise.

Cela peut être réalisé à la fréquence intermédiaire quand on peut utiliser la fréquence porteuse comme signal de commutation dans un détecteur de phase. Un avantage de cette méthode est qu'un oscillateur local très stable n'est plus exigé. En utilisant un détecteur de phase supplémentaire commuté en quadrature avec le premier, une mesure simultanée de la modulation en amplitude et de la modulation en fréquence peut être faite de façon telle que leur corrélation puisse aussi être mesurée. La méthode décrite ci-dessous n'utilise qu'un seul détecteur de phase.

La sensibilité de cette méthode augmente avec la fréquence de modulation et est considérablement supérieure à celle obtenue en utilisant des méthodes de détection directe aux fréquences de modulation les plus élevées.

Dans cette méthode, une variation sinusoïdale de fréquence du signal est d'abord changée de phase proportionnellement à la déviation, puis transposée à la fréquence intermédiaire en maintenant le déphasage et finalement appliquée à un détecteur de phase afin de donner une sortie proportionnelle à la fréquence.

La propriété suivante d'une cavité résonnante est utilisée pour obtenir le changement de phase et, simultanément, supprimer la porteuse.

Lorsqu'un signal modulé est appliqué à une cavité résonnante, accordée à la résonance sur la fréquence porteuse, le signal réfléchi par la cavité dépend d'une relation connue. Les composantes en phase et en quadrature du facteur de réflexion de la tension près de la résonance sont indiquées à la figure 29, page 51.

Le plan de référence est celui pour lequel la cavité présente un court-circuit à des fréquences éloignées de la résonance, pour laquelle la cavité est adaptée, et seule la composante en quadrature est importante ayant un facteur de réflexion  $n$  donné par :

$$n = \frac{(f-f_0)}{f_0} \cdot 2Q_L$$

where:

$f_0$  = resonance frequency (a carrier frequency in the measurement),

$f$  = a sideband frequency near the resonance frequency,

$Q_L$  = loaded  $Q$ .

The effect on a carrier modulated at single low frequency, for example, is to suppress the carrier, change the phase of one of the sidebands, and change the phase of the other by the same amount plus  $180^\circ$ .

Because of the high degree of suppression, the power delivered to the measuring circuit may be very much higher than with direct detection, thus considerably increasing the sensitivity to sideband noise.

The sidebands then pass through the signal channel and are detected by the phase detector. Depending on the phase of the reference signal, either amplitude modulation or frequency modulation sidebands will be detected.

The varying output from the phase detector is examined by means of a selective amplifier or a spectrum analyser, and the magnitude of the sideband components measured. The measured output from the reference channel represents the carrier amplitude, and hence the ratio between these two quantities will provide the required carrier-to-noise ratio.

The effect of local oscillator noise near the signal frequency is made negligible by the choice of oscillator and the use of a balanced mixer that can provide a 10 dB to 20 dB. improvement

The amplitude modulation noise near the local oscillator frequency may be ignored provided that leakage power from the discriminator is small compared with the local oscillator power at the mixer.

Frequency (or phase) modulation of the local oscillator is insignificant if the signal and reference intermediate frequency amplifiers have equal slopes or time delays, since the effect would produce equal phase modulation of reference and leakage carrier. With a discriminator balance of 70 dB, the local oscillator frequency modulation noise may, in terms of frequency deviation, be  $10^4$  times worse than that of the signal being measured, before causing appreciable error.

At frequencies well outside the cavity passband, the discriminator simply becomes a carrier filter, the noise sidebands being reflected with undiminished amplitude.

The circuit basically comprises an input waveguide terminated by a matched resonant cavity. Coupled to the input waveguide are two channels: a signal channel and a reference channel. In the signal channel, the reflected signal from the cavity is coupled by means of a 3 dB hybrid to a mixer followed by an intermediate frequency amplifier, and finally a phase detector. A power sample from the tube being measured is coupled via the reference channel to the phase detector.

In this circuit, the resonant cavity forms part of a bridge circuit incorporating a variable attenuator and an adjustable shortcircuit, which provide a variable impedance on one arm of the hybrid so that the cavity impedance at resonance may be balanced and the minimum carrier power transmitted to the signal channel. The amount of attenuation in the balancing arm for the optimum balance condition also provides a useful indication of the match presented by the cavity, and this fact may be used to ensure that the cavity has not been tuned in error to any spurious modes that may exist within the cavity tuning range.

The carrier power is normally dissipated in the cavity, which may require cooling for high power. Since the sensitivity increases with carrier power, the highest level consistent with achievable balance should be used. A coupler or an attenuator may be used to reduce the power.

Amplitude-modulation noise occurring similarly in the two channels is suppressed at the output by the balanced action of the phase detector provided the sidebands do not extend appreciably towards the frequencies at which the quadrature components maximize. A rejection value of more than 40 dB is not difficult to achieve.

Notes 1. — Pour mesurer des bandes latérales allant jusqu'à 120 kHz, il faut disposer d'une cavité ayant une largeur de bande d'environ 600 kHz à 3 dB.

2. — Pour des puissances d'entrée élevées appliquées au discriminateur et pour un fort degré de suppression de fréquence porteuse les mesures deviennent compliquées si le tube mesuré a une mauvaise stabilité à long terme. Par exemple, lors d'un fonctionnement à une fréquence porteuse de 10 GHz avec une largeur de bande de discriminateur de 600 kHz, une stabilité en fréquence d'environ  $10^{-6}$  est nécessaire pour pouvoir effectuer la mesure correctement, pourvu qu'un niveau d'entrée de l'ordre de 1 W soit utilisé.

Si le tube n'est pas suffisamment stable, un système de réglage automatique de fréquence doit être utilisé pour lier ensemble les fréquences du discriminateur et du tube mesuré.

#### 25.2.4.2 *Mesure (M.F.)*

L'appareillage est branché et étalonné avant la mesure en reliant un générateur de signal à l'entrée du circuit de mesure. Une porteuse non modulée à la fréquence de référence est utilisée pour régler le circuit du pont à cavité afin d'avoir une suppression maximale de porteuse dans le canal du signal. La fréquence de l'oscillateur local est réglée pour centrer la fréquence intermédiaire dans la bande de l'amplificateur à fréquence intermédiaire. Avec le niveau correct dans le canal de référence, on module en amplitude la porteuse et la phase de référence est réglée pour annuler la sortie en phase du détecteur. La porteuse est alors modulée en fréquence avec une quantité connue et on étalonne l'indicateur de sortie.

Le tube est ensuite branché à la place du générateur et on le fait fonctionner dans des conditions données, exactement sur la fréquence de référence. On règle la puissance pour obtenir le niveau correct dans le canal du signal. A cause de la suppression de porteuse, une puissance de plusieurs centaines de milliwatts peut être nécessaire; une puissance inférieure réduit simplement la sensibilité de mesure. La puissance du canal de référence est aussi réglée au niveau convenable.

Les composantes du spectre de modulation en fréquence sont alors mesurées et rapportées à la puissance de porteuse afin d'obtenir le rapport de porteuse à bruit, ou au niveau de bruit thermique dans la bande passante effective de l'amplificateur sélectif. Le bruit mesuré comprend le bruit de fond.

#### 25.2.4.3 *Mesure (M.A.)*

Aux fréquences inférieures de bande latérale, le canal de référence peut être utilisé seul afin de mesurer la modulation en amplitude plus le bruit de fond de façon semblable à ce que l'on fait en détection directe.

Aux fréquences supérieures de bande latérale, la suppression de porteuse, obtenue en utilisant les deux voies, permet une mesure plus sensible.

On règle le déphaseur de la voie de référence à une phase qui annule la composante de modulation en fréquence et on mesure le bruit de bande latérale de modulation en amplitude comme pour la modulation en fréquence (voir paragraphe 25.2.4.2).

La sensibilité de la mesure augmente avec la fréquence de bande latérale à raison de 6 dB par octave et croît linéairement avec la puissance d'entrée. En conséquence, pour une sensibilité limite de rapport signal à bruit de 110 dB à 1 W d'entrée à 1 kHz de la porteuse, on peut déterminer la méthode qui est préférable.

#### *Précautions*

L'atténuateur de réglage de niveau de l'oscillateur local et les terminaisons des deux voies doivent être correctement adaptés au guide d'onde afin de réduire au minimum l'interaction entre les deux voies.

Lorsqu'on mesure de très faibles valeurs de bruit de modulation en fréquence, il est essentiel que les ondulations des sources d'alimentation aux fréquences de bande latérale correspondantes soient très faibles; par exemple, un tube ayant un coefficient de poussée en fréquence de 2 MHz par ampère, alimenté par une source d'alimentation ayant une ondulation de 10  $\mu$ A, produirait une déviation de fréquence de 20 Hz.

Il faut interpréter avec prudence les mesures faites dans les régions proches des extrémités de la bande de résonance de la cavité en raison des changements de phase et de sensibilité.

Pour obtenir le maximum de sensibilité au voisinage immédiat de la porteuse, il peut être nécessaire de maintenir l'accord de la cavité par réglage en cours de mesure.

Notes 1. — To measure sidebands up to 120 kHz requires a cavity 3 dB bandwidth of about 600 kHz.

2. — For high input powers applied to the discriminator and for high degree of carrier frequency suppression the measurements become complicated if the tube being measured has poor long-term stability. For example, in operation at a carrier frequency of 10 GHz with a discriminator bandwidth of 600 kHz, a frequency stability of about  $10^{-6}$  is required for the measurement to be carried out conveniently, provided that an input level of the order of 1 W is used.

If the tube is not sufficiently stable, an automatic frequency-control system should be used to lock together the frequencies of the discriminator and the tube being measured.

#### 25.2.4.2 Measurement (F.M.)

The equipment is set up and calibrated prior to the measurement by connecting a signal generator to the measuring-circuit input. An unmodulated carrier at the reference frequency is used to adjust the cavity bridge circuit for maximum carrier suppression in the signal channel. The local oscillator frequency is set to centre the intermediate frequency in the intermediate frequency amplifier band. With the correct level in the reference channel, the carrier is amplitude modulated and the reference phase is adjusted for cancellation in the phase detector output. The carrier is then frequency modulated by a known amount and the output indicator calibrated.

The tube is next connected in place of the generator and operated under stated conditions at precisely the reference frequency. The power is adjusted to provide the correct level in the signal channel. As a result of carrier suppression, a power of several hundred milliwatts may be required; lower power simply reduces the measurement sensitivity. The reference channel power is also adjusted to the correct level.

The frequency modulation spectrum components are then measured and referred to the carrier power to provide the carrier-to-noise ratio, or to thermal noise level in effective bandwidth of the selective amplifier. The measured noise includes background noise.

#### 25.2.4.3 Measurement (A.M.)

At lower sideband frequencies, the reference channel can be used alone to measure amplitude modulation plus background noise in a similar manner to direct detection.

At higher sideband frequencies, the carrier suppression obtained by using both channels permits a more sensitive measurement.

The reference channel phase shifter is adjusted to a phase that cancels the frequency modulation component, and the amplitude modulation sideband noise is measured as for frequency modulation (see Sub-clause 25.2.4.2).

The sensitivity of measurement increases with sideband frequency at 6 dB per octave and directly with input power. Therefore, with a limiting sensitivity of 110 dB carrier-to-noise ratio at 1 W input 1 kHz from the carrier, the best method may be determined.

#### Precautions

The local-oscillator level-setting attenuator and the terminations in both channels must present a good match to the waveguide so that interaction between the two channels is reduced to a minimum.

In the measurement of very small values of frequency modulation noise, it is essential that the ripple content of power supplies at the relevant sideband frequencies be very low; for example, a tube with a frequency pushing figure of 2 MHz per ampere, fed from a power supply having a ripple content of 10  $\mu$ A, would produce 20 Hz deviation.

Care is necessary in regions near the edge of the cavity resonance band because of changing phase and sensitivity.

For the highest sensitivity very near the carrier, it may be necessary to maintain cavity tuning by adjustment during the measurement.

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

A l'étude.

### 25.2.6 *Mesure du bruit de modulation à l'aide d'un récepteur balayé en fréquence ou d'un analyseur de spectre*

Un schéma fonctionnel du circuit correspondant à cette méthode est indiqué à la figure 30, page 52.

#### 25.2.6.1 *Théorie*

La méthode est utile pour l'examen et la mesure continue de la puissance de bande latérale de modulation ou d'oscillation parasite pouvant se produire dans des oscillateurs à onde régressive. La répartition de puissance dans la plage de fréquences de la mesure est analysée en transposant la porteuse et ses bandes latérales sur une fréquence intermédiaire convenable et en examinant, à l'aide d'un amplificateur sélectif à fréquence intermédiaire, la puissance dans une partie du spectre à fréquence intermédiaire choisie par accord ou par balayage de l'oscillateur local. Une bande passante à fréquence intermédiaire comprise entre 1 kHz et 2 MHz est couramment utilisée, et, avec une puissance de porteuse d'environ 0,1 mW sur le mélangeur, on peut mesurer une puissance de bande latérale comprise entre -20 dBm et -90 dBm. On peut obtenir une plage de balayage allant jusqu'à 2 GHz. Dans cette mesure, le bruit de fond n'intervient, en général, pratiquement pas.

La fréquence intermédiaire doit être suffisamment élevée pour éviter des réponses sur le canal image lorsque la plage nécessaire à radiofréquence est balayée par l'oscillateur local. Ainsi, une fréquence intermédiaire élevée permet une plage de balayage plus grande et une vue panoramique plus grande pour la mesure.

Le signal vidéo représente la puissance moyenne dans la bande de fréquence intermédiaire, qui doit être suffisamment étroite pour permettre de séparer toutes les pointes de bruit que l'on veut mesurer. Des fréquences de modulation inférieures à la bande de la fréquence intermédiaire ne peuvent pas être séparées.

Le bruit de l'oscillateur local peut contribuer à la valeur de bruit indiquée, mais cette contribution peut être réduite au minimum par un fonctionnement correct du mélangeur et par un choix de l'oscillateur local qui peut être bloqué en phase. La puissance de bande latérale qui apparaît ainsi peut comprendre à la fois les modulations en amplitude et en fréquence. Dans certains cas, par exemple les oscillateurs à onde régressive, la modulation en amplitude peut être faible et la puissance de bande latérale considérée peut provenir entièrement de la modulation en fréquence.

#### 25.2.6.2 *Mesure*

On fait fonctionner le tube dans des conditions données dans le circuit indiqué à la figure 30, et une puissance convenable est fournie au récepteur balayé. Les niveaux des pointes de bande latérale sont observés en faisant varier la fréquence de l'oscillateur local à une vitesse de balayage convenable et en faisant apparaître les réponses dues à la porteuse et aux bandes latérales. La plage de balayage en fréquence du récepteur est réglée pour comprendre autant de bandes latérales que possible à mesurer et, si désiré, on accorde le tube mesuré sur une plage de fréquences telle que les variations de puissance de bande latérale puissent être observées. On mesure les niveaux de bande latérale par rapport à la porteuse au moyen des atténuateurs réglables à radiofréquence et à fréquence intermédiaire ou de l'indication de l'oscilloscope si celui-ci est étalonné. La séparation en fréquence, par rapport à la porteuse, de chaque pointe ou de la fréquence centrale de chaque bande de bruit est notée. Le rapport de signal à bruit est donné par la formule:

$$\left[ \frac{C}{N} \right] = 10 \log_{10} \frac{P_c}{P_s} \text{ dB, à la fréquence de modulation } f_m$$

$$= (R_c - R_s) \text{ dB}$$

où:

$P_c$  = puissance porteuse (W),

$P_s$  = puissance de bande latérale (W),

$R_c$  = niveau de porteuse (dB),

$R_s$  = niveau de bande latérale (dB).

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

Under consideration.

### 25.2.6 Modulation noise measurement using a swept-frequency receiver or spectrum analyser

A block diagram of the circuit for this method is shown in Figure 30, page 52.

#### 25.2.6.1 Theory

The method is useful for the continuous display and measurement of modulation sideband power or undesired oscillation such as may occur in backward-wave oscillators. The distribution of power in the frequency range of measurement is analysed by transposing the carrier and its sidebands to a suitable intermediate frequency and examining, by means of an intermediate frequency band-pass amplifier, the power in a part of the intermediate-frequency spectrum selected by tuning or sweeping the local oscillator. An intermediate-frequency bandwidth from 1 kHz to 2 MHz is commonly used and, with a carrier power of about 0.1 mW at the mixer, sideband power from -20 dBm to -90 dBm may be measured. A sweep range of up to 2 GHz can be achieved. Background noise is not usually significant in this measurement.

The intermediate frequency should be high enough to avoid image channel responses when the required radio-frequency range is swept by the local oscillator. Thus a high intermediate frequency permits a greater sweep range and greater panoramic display for measurement.

The video signal represents the average power within the intermediate frequency band which should be narrow enough to resolve any noise peaks that are required to be measured. Modulation frequencies lower than the intermediate frequency band cannot be resolved.

The local oscillator noise may contribute to the indicated noise, but this can be minimized by correct operation of the mixer and choice of a local oscillator that can be phase locked. The sideband power thus displayed may include both amplitude modulation and frequency modulation. In some cases, for example backward-wave oscillators, the amplitude modulation may be small and the sideband power considered entirely due to frequency modulation.

#### 25.2.6.2 Measurement

The tube is operated under stated conditions in the circuit shown in Figure 30 and a suitable power is delivered to the swept receiver. The levels of sideband peaks are observed by varying the local oscillator frequency at a suitable sweep rate and displaying the responses due to the carrier and sidebands. The receiver swept-frequency range is adjusted to include as many as possible of the sidebands to be measured and, if required, the tube being measured is tuned over a range of frequencies so that variations of sideband power can be observed. The sideband levels are measured relative to the carrier by means of the radio frequency and intermediate frequency variable attenuators or the oscilloscope display, if calibrated. The frequency separation from the carrier, of each peak or of the centre frequency of each noise band is noted. The carrier-to-noise ratio is given by the formula:

$$\left[ \frac{C}{N} \right] = 10 \log_{10} \frac{P_c}{P_s} \text{ dB, at modulation frequency } f_m$$

$$= (R_c - R_s) \text{ dB}$$

where:

- $P_c$  = carrier power (W),
- $P_s$  = sideband power (W),
- $R_c$  = carrier level (dB),
- $R_s$  = sideband level (dB).

Le pouvoir de résolution de la mesure est limité par la réponse en fréquence intermédiaire. En conséquence, si la largeur de la réponse de bande latérale est environ la même que celle de la porteuse, le rapport doit être exprimé comme ci-dessus; si elle est supérieure, le rapport doit être exprimé comme un rapport de densité de puissance de signal à bruit, donné par:

$$(R_c - R_s + 10 \log_{10} B) \text{ dB/Hz}$$

où  $B$  = bande passante à la fréquence intermédiaire (Hz).

Lorsqu'on sait que le bruit de modulation est en modulation en fréquence, la déviation peut être exprimée comme:

$$\Delta f = 2 f_m \sqrt{\frac{P_s}{P_c}} = 2 f_m \left[ \frac{1}{\text{antilog}_{10} \left( \frac{R_c - R_s}{20} \right)} \right]$$

où:

$\Delta f$  = déviation de crête (Hz),

$f_m$  = fréquence de modulation (Hz).

Il faut noter que  $P_s$  représente la puissance dans une seule bande latérale. Pour une modulation pure en fréquence avec un faible indice de modulation, il y a une bande latérale image identique, et l'une ou l'autre bande latérale peut être choisie pour la mesure de  $P_s$ . S'il y a, à la fois, modulation en amplitude et modulation en fréquence à la même fréquence de modulation, les bandes latérales peuvent avoir des niveaux de puissance différents selon la phase de la modulation en amplitude par rapport à la modulation en fréquence. Il est impossible de séparer les composantes de modulation en amplitude et en fréquence sans une mesure séparée pour déterminer l'une ou l'autre.

Si la bande latérale est étendue, le bruit de modulation en fréquence est exprimé sous forme d'une déviation efficace par Hz, c'est-à-dire:

$$\Delta f_{\text{eff}} = \frac{f_m}{B} \sqrt{\frac{2P_s}{P_c}} \text{ Hz/Hz}$$

*Notes 1.* — Les pointes de réponse de bande latérale ne donnent pas généralement une image stable sur l'oscilloscope, et il faut exercer un certain jugement pour estimer la moyenne dans le temps de la valeur maximale.

2. — La déviation de crête à crête à des fréquences de modulation inférieures à la bande passante à la fréquence intermédiaire peut être estimée en examinant la quantité de fluctuations ou d'élargissement de la trace de l'oscilloscope résultant des réponses répétées de la porteuse, et en la liant à l'échelle du balayage.

La méthode ne convient que pour des déviations relativement élevées et est généralement limitée par la stabilité en fréquence de la porteuse.

### Précautions

1. Il faut prendre soin d'éviter de surcharger le mélangeur surtout si plusieurs signaux sont présents, puisqu'une surcharge peut provoquer de l'intermodulation.
2. La vitesse de répétition de balayage doit être suffisamment élevée pour donner une représentation continue si possible mais ne doit pas dépasser la vitesse pour laquelle les circuits à fréquence intermédiaire et vidéo donnent leur réponse propre.

The resolution of the measurement is limited by the intermediate frequency response. Therefore, if the bandwidth of the sideband response is approximately the same as that of the carrier, the ratio should be expressed as above; if it is wider, the ratio should be expressed as carrier-to-noise power density, given by

$$(R_c - R_s + 10 \log_{10} B) \text{ dB/Hz}$$

where  $B$  = intermediate frequency bandwidth (Hz).

If the modulation noise is known to be frequency-modulation noise, the deviation can be expressed as:

$$\Delta f = 2 f_m \sqrt{\frac{P_s}{P_c}} = 2 f_m \left[ \frac{1}{\text{antilog}_{10} \left( \frac{R_c - R_s}{20} \right)} \right]$$

where:

$\Delta f$  = peak deviation (Hz),

$f_m$  = modulation frequency (Hz).

It should be noted that  $P_s$  represents the power in one sideband only. For pure frequency modulation of low modulation index, there will be one equal image sideband and either sideband can be taken for measurement of  $P_s$ . If both amplitude modulation and frequency modulation are present at the same modulation frequency, the sidebands may have different power levels according to the phase of amplitude modulation relative to frequency modulation. It is not possible to separate the amplitude modulation and frequency modulation components without a separate measurement to determine one or the other.

If the sideband is wide, the frequency modulation noise is expressed as an r.m.s. deviation per Hz, thus

$$\Delta f_{\text{rms}} = \frac{f_m}{B} \sqrt{\frac{2P_s}{P_c}} \text{ Hz/Hz}$$

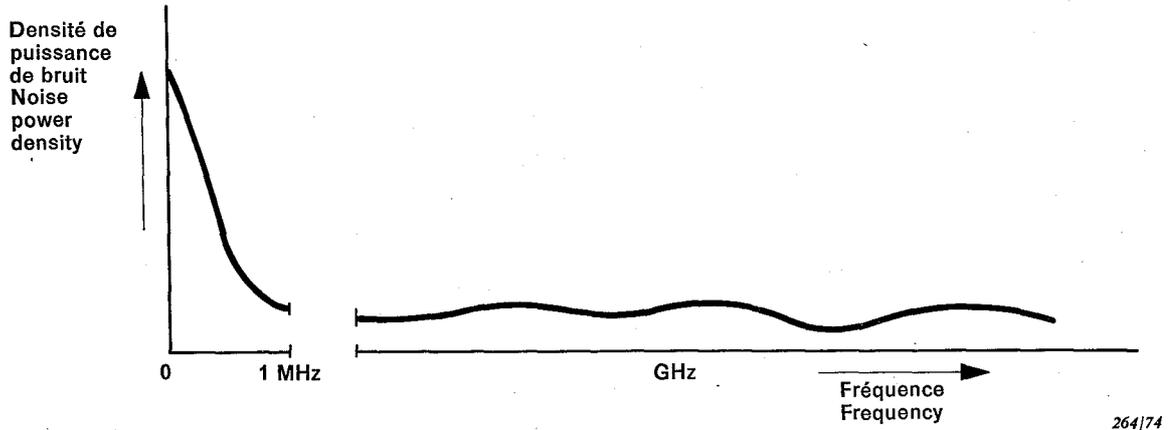
*Notes 1.* — The sideband response peaks do not usually present a steady oscilloscope image and some judgement must be used to estimate the time average of the maximum value.

*2.* — The peak-to-peak deviation at modulation frequencies lower than the intermediate-frequency bandwidth can be estimated by observing the amount of jitter or thickening of the oscilloscope trace as a result of repeated carrier responses and relating it to the scale of the frequency sweep.

The method is suitable only for comparatively high deviations and is usually limited by the frequency stability of the carrier.

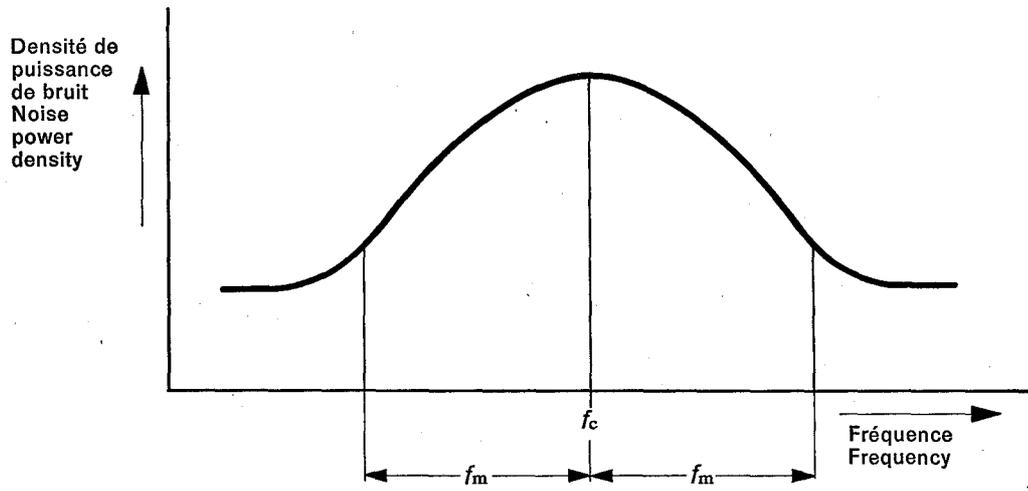
### Precautions

1. Care should be taken to avoid overloading the mixer, particularly if several signals are present, since overloading may cause intermodulation.
2. The sweep repetition rate should be high enough to give a continuous presentation if possible, but the frequency sweep rate should not exceed that for which the intermediate frequency and video circuits give their proper response.



264174

FIG. 18. — Répartition du bruit de fond en fonction de la fréquence.  
Frequency distribution of background noise.

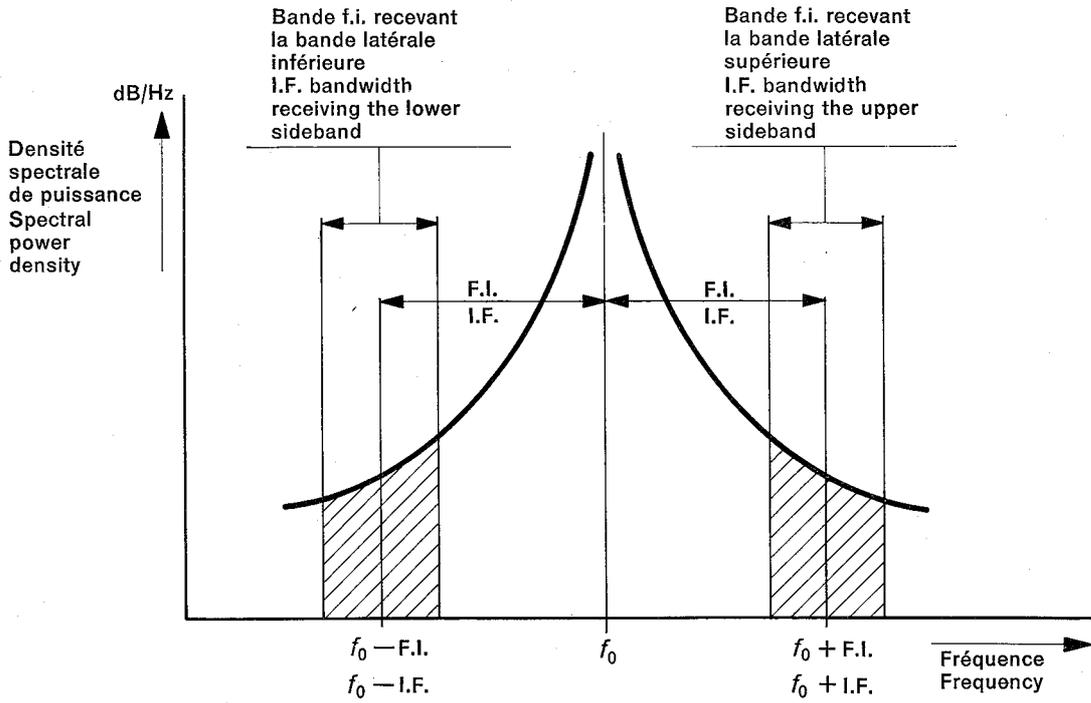


265174

$f_c$  = Fréquence porteuse (généralement en GHz)  
Carrier frequency (usually in GHz)

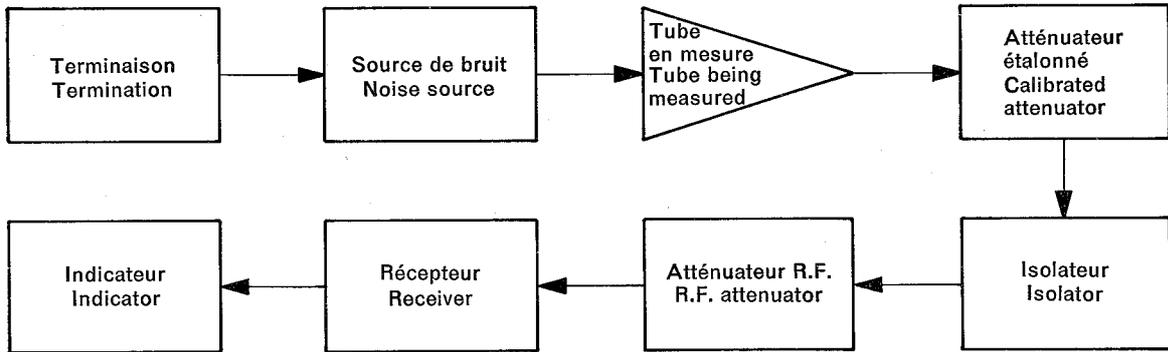
$f_m$  = Fréquence de modulation (généralement 0 MHz à 1 MHz)  
Modulating frequency (usually 0 MHz to 1 MHz)

FIG. 19. — Répartition du bruit de modulation en fonction de la fréquence.  
Frequency distribution of modulation noise.



266/74

FIG. 20. — Bandes latérales de bruit associées à l'oscillateur local dans un récepteur.  
Noise sidebands associated with a local oscillator in a receiver.



267/74

FIG. 21. — Circuit de mesure du facteur de bruit du tube amplificateur.  
Circuit for the measurement of amplifier tube noise factor.

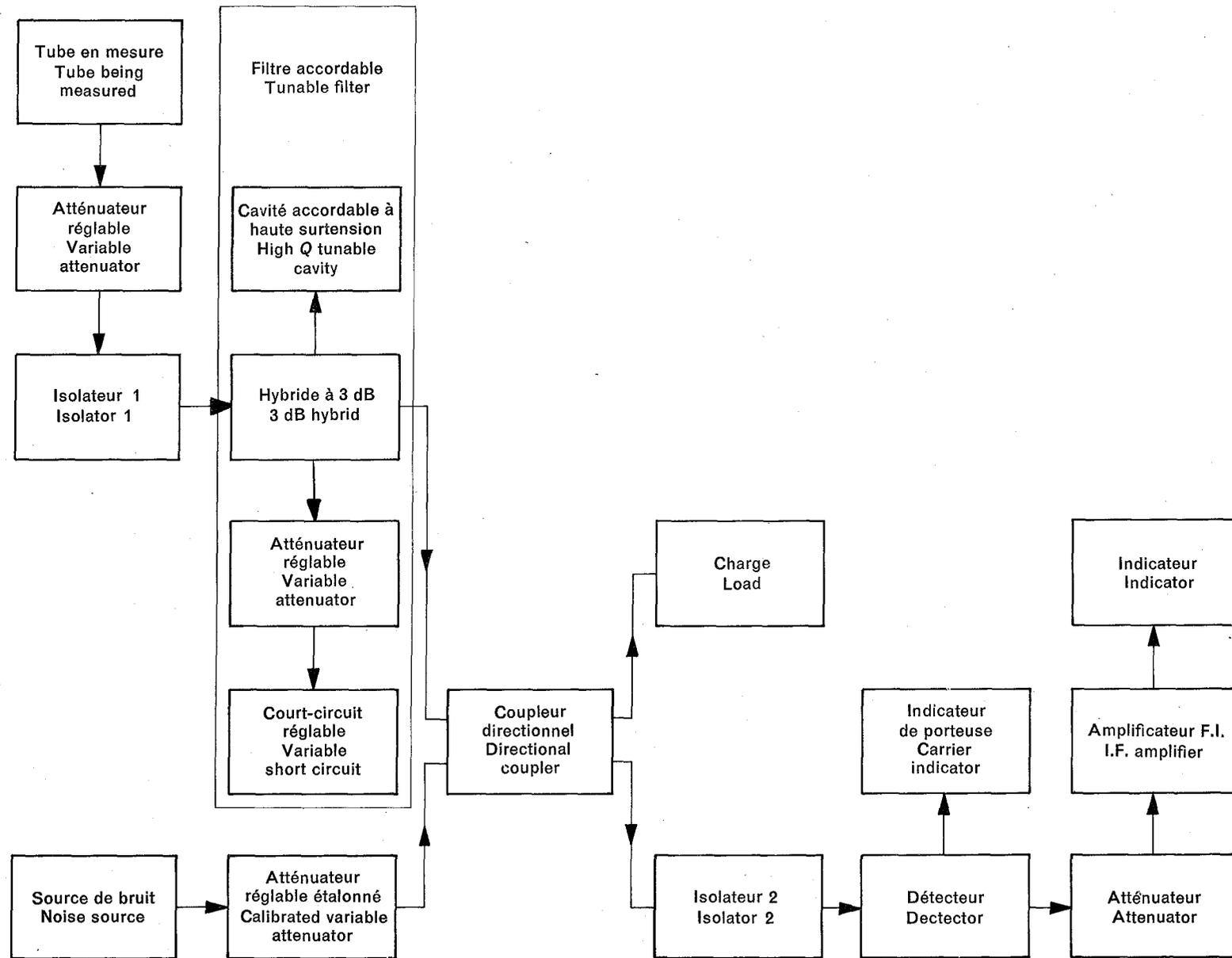
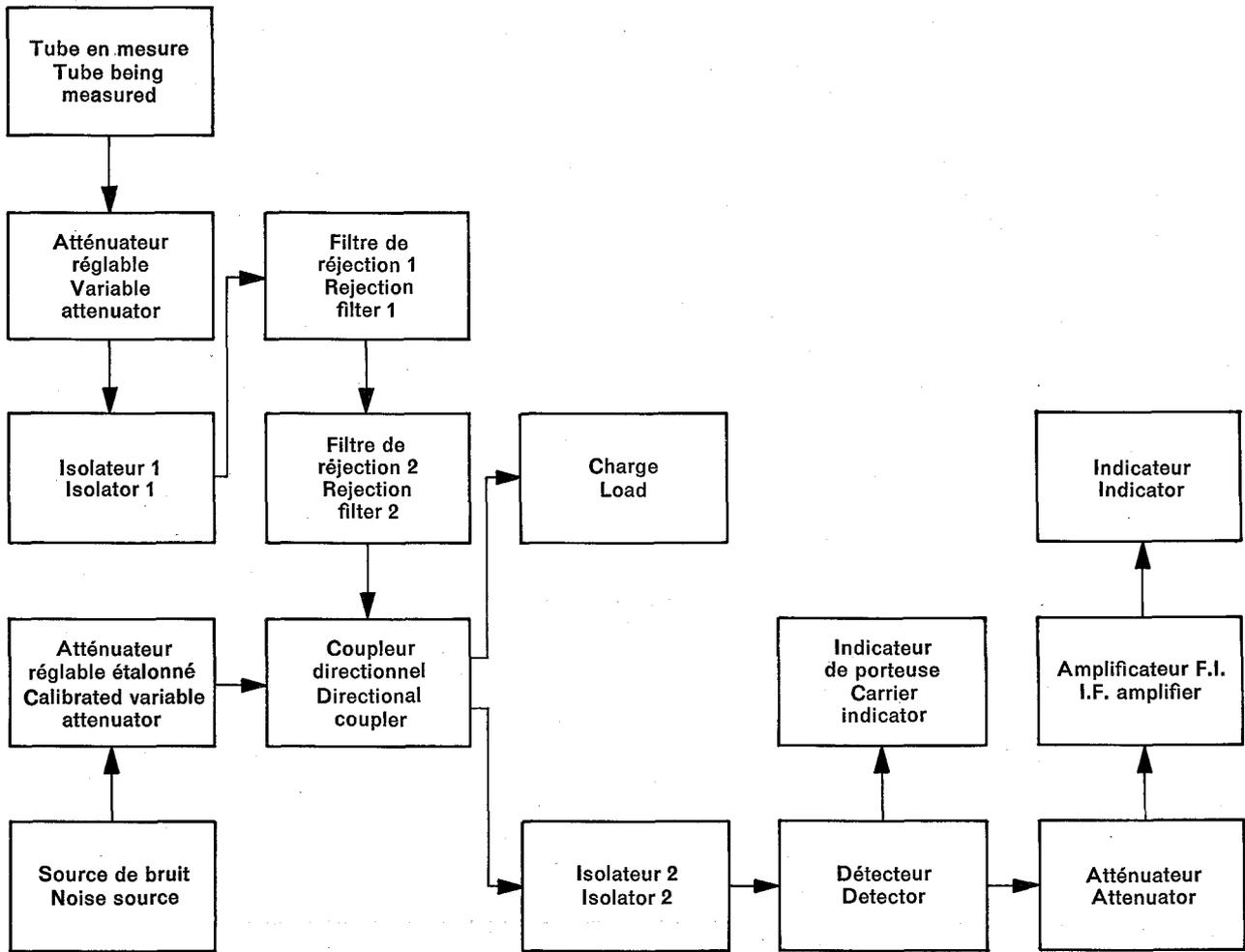


FIG. 22. — Circuit de mesure du bruit de bande latérale à l'aide d'un filtre accordé.  
Circuit using a tunable filter for the measurement of sideband noise.

268/74



269174

FIG. 23. — Circuit de mesure du bruit de bande latérale à l'aide de deux filtres de réjection accordables.  
Circuit using two tunable rejection filters for the measurement of sideband noise.

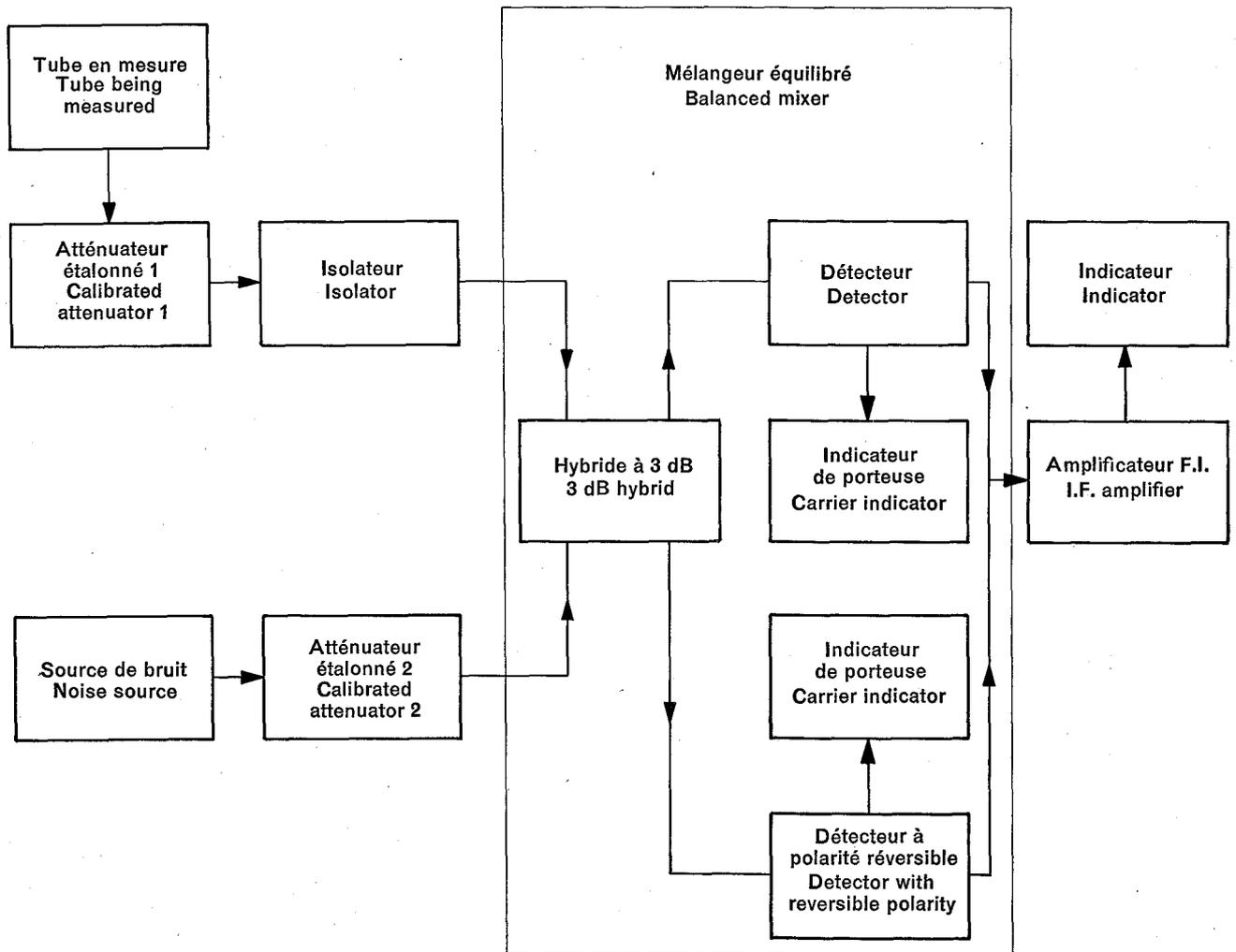
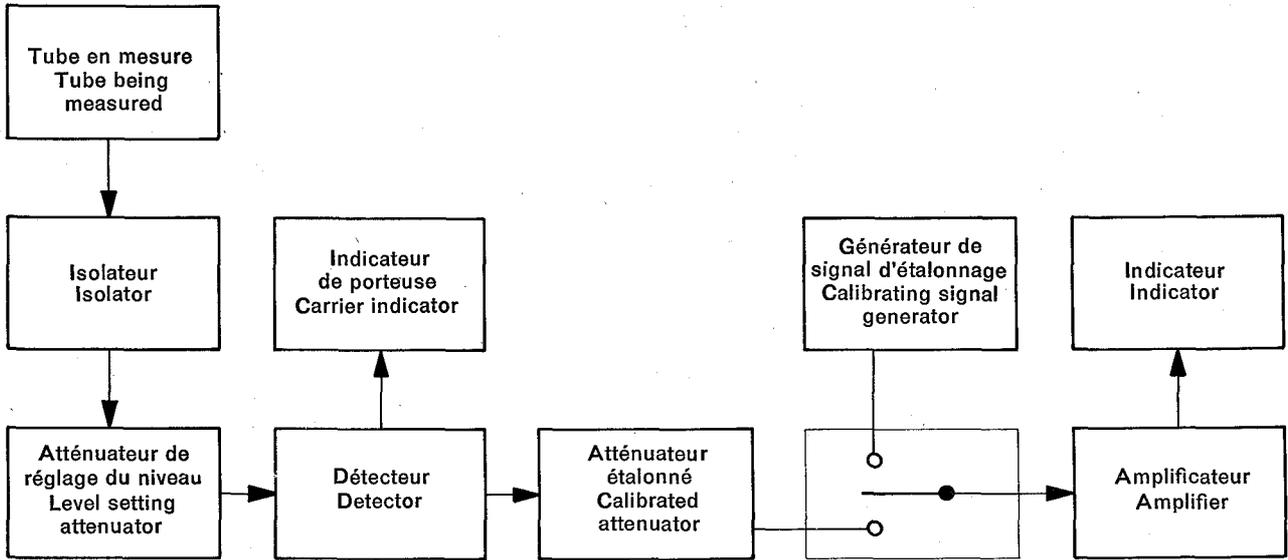
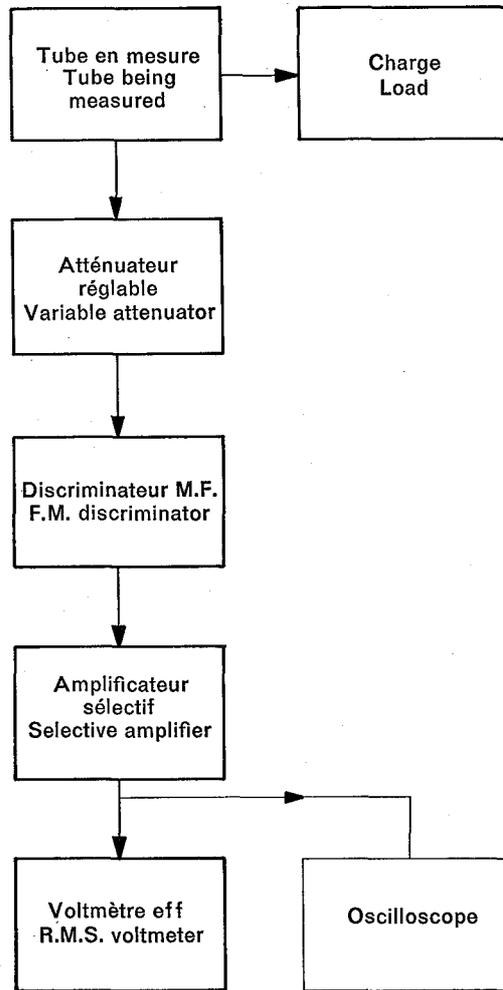


FIG. 24. — Circuit de mesure du bruit de bande latérale à l'aide d'un mélangeur équilibré.  
Circuit using a balanced mixer for the measurement of sideband noise.



271174

FIG. 25. — Circuit de mesure du bruit de modulation en amplitude par détection directe.  
Circuit for the measurement of A.M. noise by direct detection.



272/74

FIG. 26. — Circuit de mesure du bruit de modulation en fréquence par détection directe.  
Circuit for the measurement of F.M. noise by direct detection.

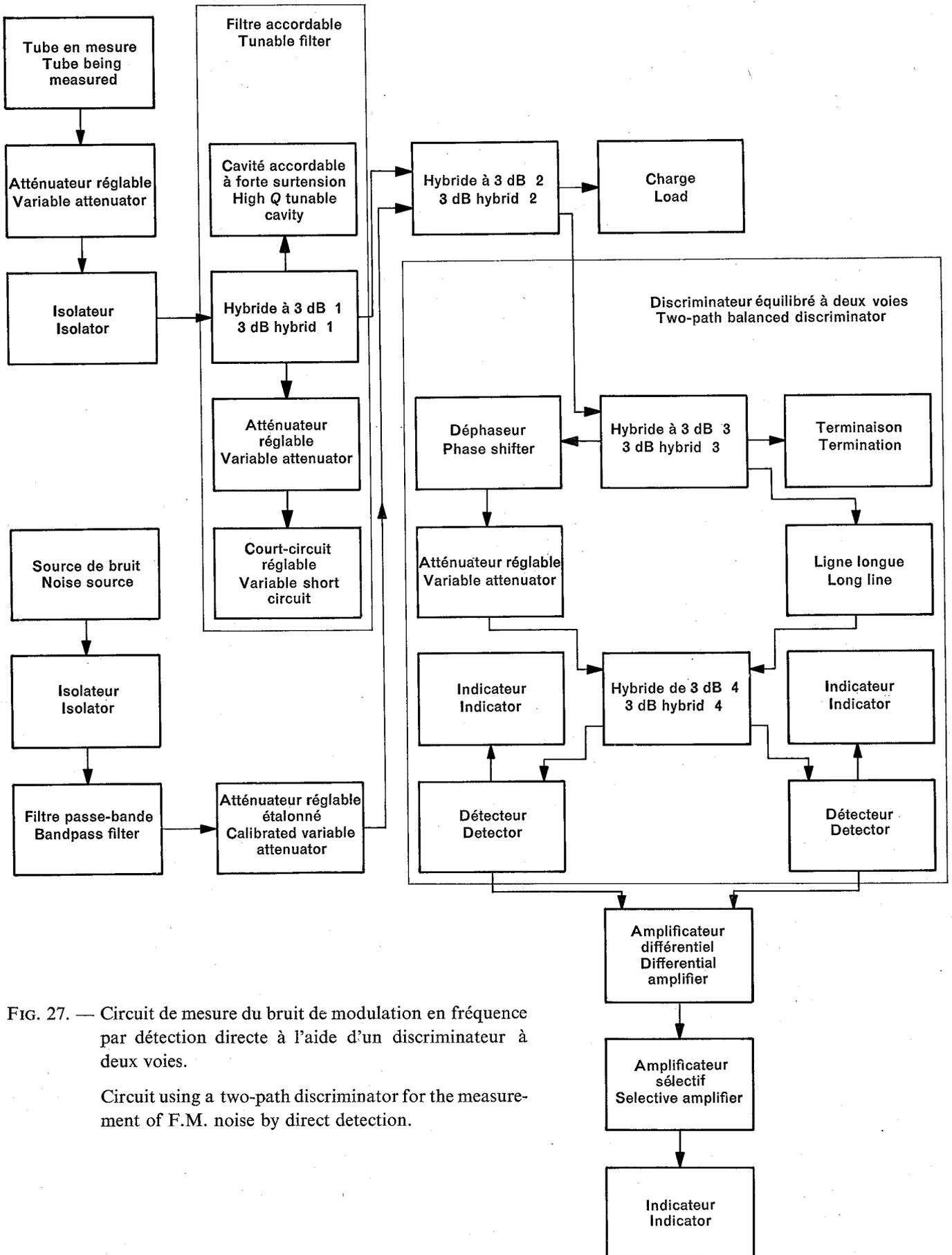


FIG. 27. — Circuit de mesure du bruit de modulation en fréquence par détection directe à l'aide d'un discriminateur à deux voies.

Circuit using a two-path discriminator for the measurement of F.M. noise by direct detection.

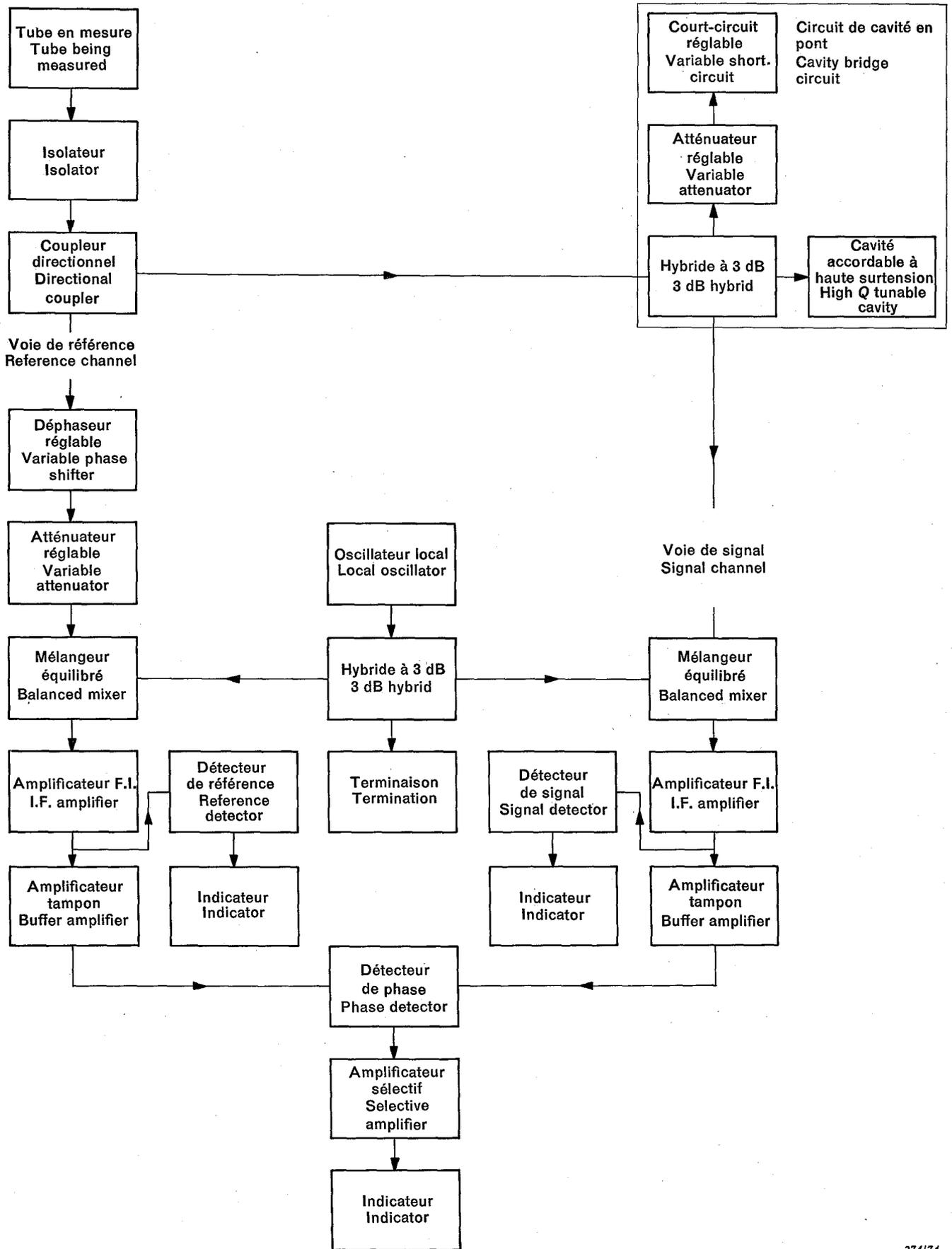
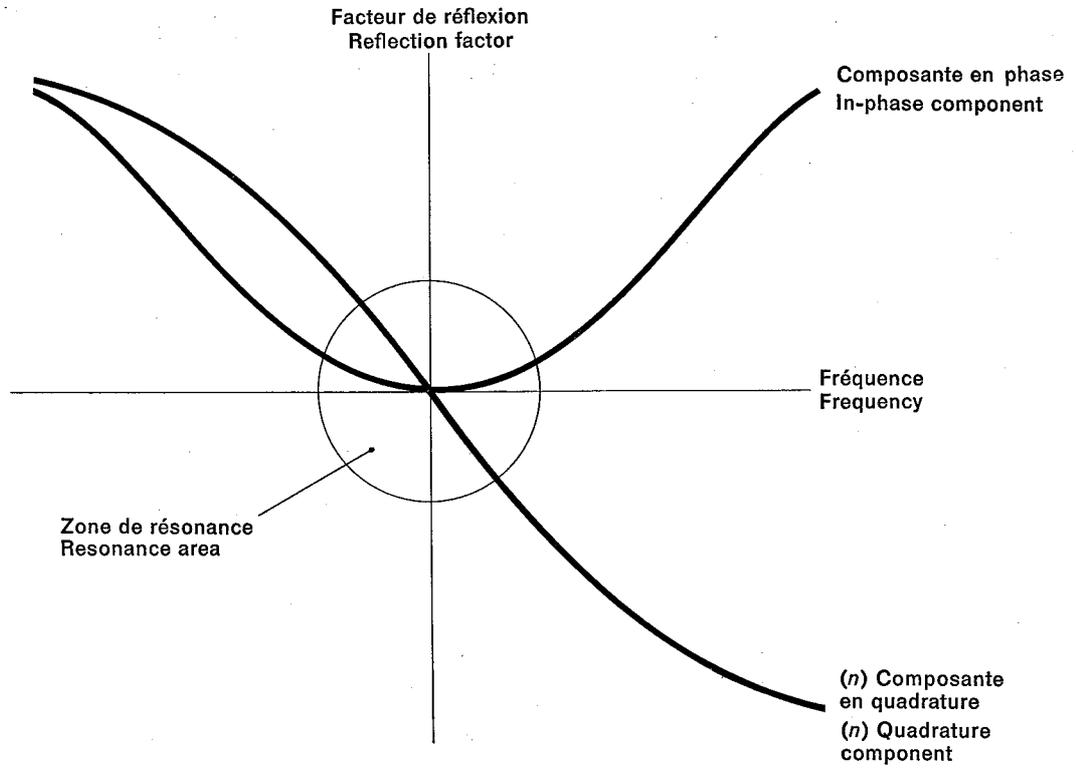


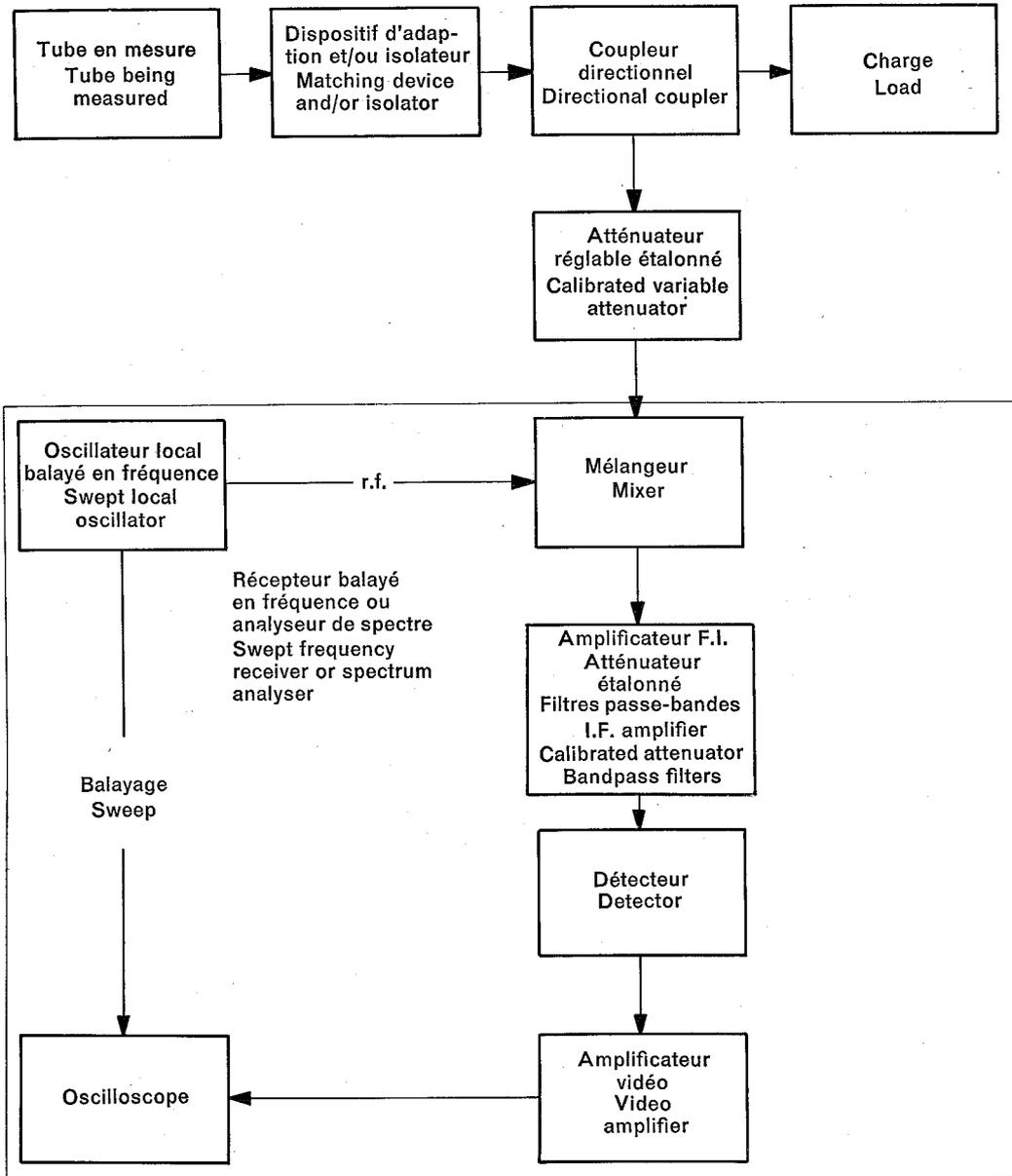
FIG. 28. — Circuit de mesure du bruit de modulation en amplitude et en fréquence près de la porteuse à l'aide d'un discriminateur en hyperfréquences à forte surtension.

Circuit for the measurement of A.M. and F.M. noise close to the carrier frequency by a high-*Q* microwave discriminator.



275174

FIG. 29. — Facteur de réflexion d'une cavité au voisinage de la résonance.  
Reflection factor of cavity near resonance.



276174

FIG. 30. — Circuit de mesure du bruit de modulation à l'aide d'un récepteur balayé en fréquence ou d'un analyseur de spectre.

Circuit for the measurement of modulation noise using a swept-frequency receiver or spectrum analyser.

— Page blanche —

— Blank page —

## ANNEXE

### TABLEAU DONNANT LES CARACTÉRISTIQUES DES MÉTHODES DE MESURE

Méthode		Utilisation	Porteuse	Fréquence de bande latérale de mesure du bruit	Fenêtre de bruit (largeur de bande latérale pour la mesure)	Type de bruit: de fond, M.A. ou M.F.	Niveau de bruit		Corrélation M.A./M.F.
Art. réf.	Description						Fort	Faible	
25.1.1	Comparaison directe avec source de bruit à large bande	Vérification générale d'amplificateur large bande	Sans		1 à 10 MHz (généralement environ 3 MHz)	Fond	Facteur de bruit 30 dB	3 dB	Non
25.1.2	Compare source de bruit à large bande par suppression bande latérale par filtre accordable	Bruit oscillateur non adjacent à la porteuse	1 à 5 mW	1 à 100 MHz (généralement 10 à 70 MHz)	1 à 10 MHz (généralement environ 2 MHz)	Fond (et M.A.)	Rapport porteuse à bruit (ramené à bande passante 1 Hz) 90 dB	170 dB	Non
25.1.3	Compare source de bruit à large bande par suppression bande latérale par deux filtres accordables	Bruit oscillateur non adjacent à la porteuse	1 à 5 mW	1 à 100 MHz (généralement 10 à 70 MHz)	1 à 10 MHz (généralement environ 2 MHz)	M.A. et M.F.	Rapport porteuse à bruit (ramené à bande passante 1 Hz) 90 dB	170 dB	Oui
25.1.4	Compare source de bruit à large bande par suppression bande latérale par mélangeur équilibré	Bruit oscillateur non adjacent à la porteuse	2 à 10 mW	1 à 100 MHz (généralement 3 à 50 MHz)	1 kHz à 2 MHz (dépend de fréquence bande latérale)	Fond M.A. et M.F.	Rapport porteuse à bruit (bande passante 1 Hz) 90 dB	170 dB	Oui
25.2.1	Compare bruit tube après détection avec signal connu à fréquence bande latérale	Bruit M.A. de l'oscillateur proche de porteuse	1 à 5 mW	0 à 10 MHz (généralement 10 Hz à 1 MHz)	10 Hz à 2 MHz (dépend de fréquence bande latérale)	M.A. (et fond)	Rapport porteuse à bruit (bande passante 1 Hz) —	170 dB dépend de fréquence bande latérale proche de porteuse	Non

## APPENDIX

### TABLE OF MEASUREMENT METHOD CHARACTERISTICS

Method		Use	Carrier	Sideband frequency of noise measurement	Noise window (width of sideband measurement)	Type of noise: background, A.M. or F.M.	Noise level		A.M./F.M. correlation
Clause ref.	Description						High	Low	
25.1.1	Direct comparison with broadband noise source	General assessment of broadband amplifier	None		1 to 10 MHz (usually about 3 MHz)	Background	Noise factor 30 dB	3 dB	No
25.1.2	Compares broadband noise source by sideband suppression using tunable filter	Oscillator noise not immediately adjacent to carrier	1 to 5 mW	1 to 100 MHz (usually 10 to 70 MHz)	1 to 10 MHz (usually about 2 MHz)	Background (and A.M.)	Carrier-to-noise ratio (referred to 1 Hz bandwidth) 90 dB	170 dB	No
25.1.3	Compares broadband noise source by sideband suppression using two tunable filters	Oscillator noise not immediately adjacent to carrier	1 to 5 mW	1 to 100 MHz (usually 10 to 70 MHz)	1 to 10 MHz (usually about 2 MHz)	A.M. and F.M.	Carrier-to-noise ratio (referred to 1 Hz bandwidth) 90 dB	170 dB	Yes
25.1.4	Compares broadband noise source by sideband suppression using balanced mixer	Oscillator noise not immediately adjacent to carrier	2 to 10 mW	1 to 100 MHz (usually 3 to 50 MHz)	1 kHz to 2 MHz dependent on sideband frequency	Background A.M., F.M.	Carrier-to-noise ratio (1 Hz bandwidth) 90 dB	170 dB	Yes
25.2.1	Compares tube noise after detection with known signal at sideband frequency	Oscillator A.M. noise near carrier	1 to 5 mW	0 to 10 MHz (usually 10 Hz to 1 MHz)	10 Hz to 2 MHz dependent on sideband frequency	A.M. (and background)	Carrier-to-noise ratio (1 Hz bandwidth) —	170 dB dependent on sideband frequency near carrier	No

TABLEAU DONNANT LES CARACTÉRISTIQUES DES MÉTHODES DE MESURE (suite)

Méthode		Utilisation	Porteuse	Fréquence de bande latérale de mesure du bruit	Fenêtre de bruit (largeur de bande latérale pour la mesure)	Type de bruit: de fond, M.A. ou M.F.	Niveau de bruit		Corrélation M.A./M.F.
Art. réf.	Description						Fort	Faible	
25.2.2	Compare bruit tube avec signal r.f ayant modulation connue. Bruit M.F. obtenu par discriminateur bande latérale	Bruit M.F. de l'oscillateur proche de porteuse	2 à 10 mW	0 à 10 MHz (généralement 10 Hz à 1 MHz)	10 Hz à 2 MHz (dépend de fréquence bande latérale)	M.F. (et fond)	—	140 dB dépend de fréquence proche de porteuse	Non
25.2.3	Compare bruit tube avec source bruit large bande ou signal r.f ayant bruit M.F. obtenu par discriminateurs à deux voies.	Bruit M.F. de l'oscillateur	10 à 20mW	10 kHz à 10 MHz	1 kHz à 2 MHz	M.F.	Rapport porteuse à bruit (bande 3 kHz) 14 dB (déviaton 3 KHz)      120 dB (déviaton 10 Hz)		Non
25.2.4	Compare bruit tube avec signal r.f. de modulation connue. Bruit M.F. obtenu par convertisseur fréquence-phase et détecteur phase	Oscillateurs M.A. et M.F. très proches de porteuse	100 mW	50 Hz à 130 kHz	70 Hz à 1 kHz	M.A. (et fond) M.F. (et fond)	—	136 dB 107 dB (à 1 kHz de porteuse)	Possible
25.2.5	A l'étude								
25.2.6	Mesure puissance bande latérale de modulation ou oscillation parasite	Oscillateurs M.A. et M.F.	0,1 mW	— 2 GHz	1 kHz à 2 MHz	M.A. et M.F. (et fond)	20 dB	90 dB	Non

TABLE OF MEASUREMENT METHOD CHARACTERISTICS (continued)

Method		Use	Carrier	Sideband frequency of noise measurement	Noise window (width of sideband measurement)	Type of noise: background, A.M. or F.M.	Noise level		A.M./F.M. correlation
Clause ref.	Description						High	Low	
25.2.2	Compares tube noise with r.f. signal having known modulation. F.M. noise obtained from "sideband slope" discriminator	Oscillator F.M. noise near carrier	2 to 10 mW	0 to 10 MHz (usually 10 Hz to 1 MHz)	10 Hz to 2 MHz (dependent on sideband frequency)	F.M. (and background)	—	140 dB dependent on frequency near carrier	No
25.2.3	Compares tube noise with broadband noise source or r.f. signal having F.M. noise obtained from two-path discriminator	Oscillator F.M. noise	10 to 20 mW	10 kHz to 10 MHz	1 kHz to 2 MHz	F.M.	Carrier-to-noise ratio (3 kHz band) 14 dB (deviation 3 KHz)	120 dB (deviation 10KHz)	No
25.2.4	Compares tube noise with r.f. signal having known modulation. F.M. noise obtained from frequency to phase convertor and phase detector	Oscillators A.M. and F.M. very near carrier	100 mW	50 Hz to 130 kHz	70 Hz to 1 kHz	A.M. (and background) F.M. (and background)	—	136 dB 107 dB (1 kHz from carrier)	Possible
25.2.5	Under consideration								
25.2.6	Measures modulation sideband power or undesired oscillation	Oscillators A.M. and F.M.	0.1 mW	— 2 GHz	1 kHz to 2 MHz	A.M. and F.M. (and background)	20 dB	90 dB	No



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

---

**ICS 31.100**

---