

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

NORME DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

IEC STANDARD

Publication 147-2 K

1978

Dixième complément à la Publication 147-2 (1963)

**Valeurs limites et caractéristiques essentielles des dispositifs
à semiconducteurs et principes généraux des méthodes de mesure**

Deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure

Tenth supplement to Publication 147-2 (1963)

**Essential ratings and characteristics of semiconductor devices
and general principles of measuring methods**

Part 2: General principles of measuring methods



Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe

Genève, Suisse

Révision de la présente publication

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

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

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

Terminologie

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

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

Symboles graphiques et littéraux

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

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

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

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

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

Revision of this publication

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

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

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

Terminology

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

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

Graphical and letter symbols

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

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

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

Other IEC publications prepared by the same Technical Committee

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

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

NORME DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

IEC STANDARD

Publication 147-2 K

1978

Dixième complément à la Publication 147-2 (1963)

**Valeurs limites et caractéristiques essentielles des dispositifs
à semiconducteurs et principes généraux des méthodes de mesure**

Deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure

Tenth supplement to Publication 147-2 (1963)

**Essential ratings and characteristics of semiconductor devices
and general principles of measuring methods**

Part 2: General principles of measuring methods

Descripteurs: diodes, modulateurs et
démodulateurs, condensateurs
réglables, hyperfréquences,
mesure, propriétés.

Descriptors: diodes, modulators and
demodulators, variable
capacitors, microwave frequencies
measurement, properties.



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 méca-
nique, y compris la photocopie et les microfilms, sans l'accord écrit de l'éditeur.

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

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe
Genève, Suisse

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	6
PRÉFACE	6

CHAPITRE I : DIODES À SEMICONDUCTEURS

SECTION CINQ — DIODES À CAPACITÉ VARIABLE

CAS DES DIODES VARACTORS	10
------------------------------------	----

Articles

2. Méthode de la cavité	10
-----------------------------------	----

SECTION SEPT — DIODES MÉLANGEUSES (UTILISÉES EN HYPERFRÉQUENCES)

1. Généralités	16
2. Mesures en continu	18
2.1 Courant direct (I_F)	18
2.2 Courant inverse (I_R)	18
3. Courant redressé (I_0)	20
4. Impédance pour la fréquence intermédiaire (Z_{if})	22
4.1 Méthode N° 1: Méthode du pont d'impédances	22
4.2 Méthode N° 2: Méthode de substitution ou de comparaison	24
5. Rapport (taux) d'ondes stationnaires	26
6. Facteur de bruit total	28
6.1 Méthode consistant à doubler la puissance de sortie	32
6.2 Méthode de l'atténuation F.I.	34
6.3 Méthode de la puissance de sortie	34
7. Rapport de température de bruit en sortie	36
7.1 Méthode de mesure directe	36
7.2 Valeur calculée	38

CONTENTS

	Page
FOREWORD	7
PREFACE	7

CHAPTER I: SEMICONDUCTOR DIODES

SECTION FIVE — VARIABLE-CAPACITANCE DIODES

CASE OF VARACTOR DIODES	11
-----------------------------------	----

Clause

2. Cavity method	11
----------------------------	----

SECTION SEVEN — MIXER DIODES (USED AT MICROWAVE FREQUENCIES)

1. General	17
2. D.C. measurements	19
2.1 Forward current (I_F)	19
2.2 Reverse current (I_R)	19
3. Rectified current (I_0)	21
4. Intermediate frequency impedance (Z_{if})	21
4.1 Method 1: Impedance bridge method	23
4.2 Method 2: Substitution or comparison method	25
5. Voltage standing wave ratio	27
6. Overall noise factor	29
6.1 Doubling the output method	33
6.2 I.F. attenuation method	35
6.3 Output power method	35
7. Output noise ratio	37
7.1 Direct measurement method	37
7.2 Calculated value	39

Articles	Pages
8. Perte de conversion	40
8.1 Méthode par accroissement en continu	40
8.2 Méthode par modulation d'amplitude	42
9. Energie de destruction par surcharge	44
ANNEXE A — Valeur de la surtension de la cavité nécessaire pour obtenir une réduction déterminée de la puissance de bruit fournie par un oscillateur local à la sortie d'une diode mélangeuse	48
ANNEXE B — Facteur de bruit de l'amplificateur F.I.	52
ANNEXE C — Index des sujets traités	54

Withdrawing
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2K:1978

Clause	Page
8. Conversion loss.	41
8.1 D.C. incremental method	41
8.2 Amplitude modulation method	43
9. Burnout energy.	45
APPENDIX A — Q value of cavity required to provide a stated reduction of the noise power which a local oscillator provides at a mixer crystal output	49
APPENDIX B — I.F. amplifier noise figure	53
APPENDIX C — Guide to subject matter	54

Withdrawing
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2K:1978

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

Dixième complément à la Publication 147-2 (1963)

**VALEURS LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES
DES DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS ET PRINCIPES GÉNÉRAUX
DES MÉTHODES DE MESURE**

Deuxième partie : Principes généraux des méthodes de mesure

PRÉAMBULE

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

PRÉFACE

La présente publication a été établie par le Comité d'Etudes N° 47 de la CEI: Dispositifs à semiconducteurs et circuits intégrés.

Elle constitue le dixième complément à la deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure, de la Publication 147 de la CEI. La première partie, traitant des valeurs limites et des caractéristiques essentielles, est éditée comme Publication 147-1 de la CEI.

Le présent complément traite des dispositifs hyperfréquences.

La section cinq résulte des travaux qui ont débuté à Monte-Carlo (1970) et se sont poursuivis à Stockholm (1971). Un projet, document 47(Bureau Central)441, a été soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en janvier 1973.

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

Allemagne	Japon
Australie	Portugal
Belgique	Roumanie
Canada	Suède
Danemark	Suisse
Finlande	Tchécoslovaquie
Israël	Turquie
Italie	

Le Comité national du Royaume-Uni a voté contre la publication de ce projet.

La section sept résulte des travaux qui ont débuté à Londres (1968) et se sont poursuivis à Leningrad (1969) et Monte-Carlo (1970). Un projet, document 47(Bureau Central)376, a été soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en juin 1971; seul l'article 6 a été accepté pour publication.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

Tenth supplement to Publication 147-2 (1963)

ESSENTIAL RATINGS AND CHARACTERISTICS OF SEMICONDUCTOR
DEVICES AND GENERAL PRINCIPLES OF MEASURING METHODS

Part 2 : General principles of measuring methods

FOREWORD

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

PREFACE

This publication has been prepared by IEC Technical Committee No. 47, Semiconductor Devices and Integrated Circuits.

It constitutes the tenth supplement to Part 2: General Principles of Measuring Methods, of IEC Publication 147. Part 1, dealing with essential ratings and characteristics, is issued as IEC Publication 147-1.

This supplement deals with microwave devices.

Section Five results from the work started in Monte-Carlo (1970) and continued in Stockholm (1971). A draft, Document 47(Central Office)441, 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 of this draft:

Australia	Italy
Belgium	Japan
Canada	Portugal
Czechoslovakia	Romania
Denmark	Sweden
Finland	Switzerland
Germany	Turkey
Israel	

The United Kingdom National Committee voted against publication of this draft.

Section Seven results from the work started in London (1968) and continued in Leningrad (1969) and Monte-Carlo (1970). A draft, Document 47(Central Office)376, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in June 1971; Clause 6 only was accepted for publication.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication de l'article 6:

Afrique du Sud (République d')	Japon
Australie	Portugal
Belgique	Roumanie
Canada	Royaume-Uni
Danemark	Suède
Finlande	Suisse
France	Tchécoslovaquie
Israël	Turquie
Italie	Union des Républiques Socialistes Soviétiques

Le Comité national des Etats-Unis d'Amérique a voté contre la publication de cet article.

Le reste de la section sept a été soumis à nouveau à l'approbation des Comités nationaux (document 47(Bureau Central)492) suivant la Procédure des Deux Mois en octobre 1973.

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

Belgique	Roumanie
Canada	Suède
Danemark	Suisse
Etats-Unis d'Amérique	Tchécoslovaquie
Pologne	Turquie
Portugal	Union des Républiques Socialistes Soviétiques

Le Comité national italien a voté contre la publication de ce projet.

Withd 2019
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2K:1978

The following countries voted explicitly in favour of publication of Clause 6:

Australia	Japan
Belgium	Portugal
Canada	Romania
Czechoslovakia	South Africa (Republic of)
Denmark	Sweden
Finland	Switzerland
France	Turkey
Israel	Union of Soviet Socialist Republics
Italy	United Kingdom

The United States of America National Committee voted against publication of this clause.

The rest of Section Seven was submitted again to the National Committees (Document 47(Central Office)492) for approval under the Two Months' Procedure in October 1973.

The following countries voted explicitly in favour of publication of this draft:

Belgium	Romania
Canada	Sweden
Czechoslovakia	Switzerland
Denmark	Turkey
Poland	Union of Soviet Socialist Republics
Portugal	United States of America

The Italian National Committee voted against publication of this draft.

Withd 2020
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2K:1978

Dixième complément à la Publication 147-2 (1963)

**VALEURS LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES
DES DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS ET PRINCIPES GÉNÉRAUX
DES MÉTHODES DE MESURE**

Deuxième partie : Principes généraux des méthodes de mesure

CHAPITRE I: DIODES À SEMICONDUCTEURS

SECTION CINQ — DIODES À CAPACITÉ VARIABLE

Page 46 de la Publication 147-2F de la CEI

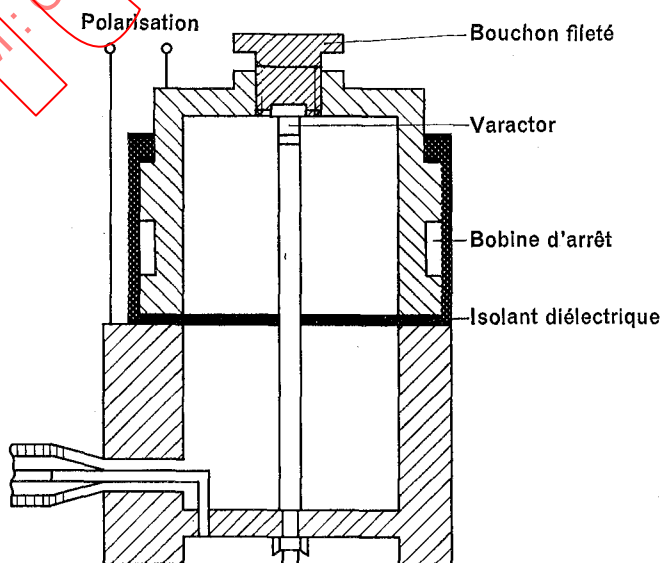
CAS DES DIODES VARACTORS

Après l'article 1, ajouter le texte suivant.

2. Méthode de la cavité

Cette méthode convient pour mesurer les varactors qui ont un facteur de qualité effectif supérieur à 15 à la fréquence de mesure; les résultats obtenus ne sont pas affectés par des variations de la résistance série en fonction de la polarisation.

Noté. — On considère que cette méthode est utilisable jusqu'à une fréquence de mesure de 15 GHz (tandis que la méthode 1, décrite dans la Publication 147-2F, s'applique davantage aux mesures à une fréquence supérieure à 6 GHz).



512/78

FIG. 1. — Exemple de cavité.

Tenth supplement to Publication 147-2 (1963)

ESSENTIAL RATINGS AND CHARACTERISTICS OF SEMICONDUCTOR
DEVICES AND GENERAL PRINCIPLES OF MEASURING METHODS

Part 2 : General principles of measuring methods

CHAPTER I: SEMICONDUCTOR DIODES

SECTION FIVE — VARIABLE-CAPACITANCE DIODES

Page 47 of IEC Publication 147-2F

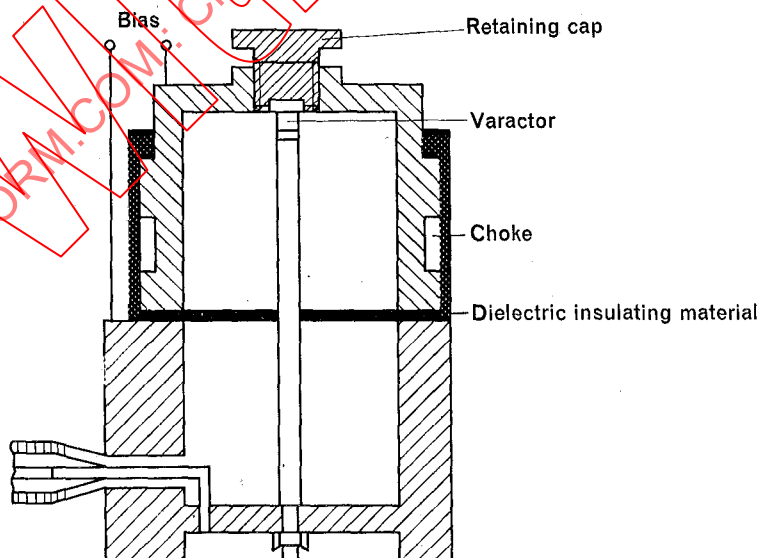
CASE OF VARACTOR DIODES

After Clause 1, add the following text:

2. Cavity method

This method is satisfactory for measuring varactors having an effective quality factor which exceeds 15 at the measuring frequency; the results are not affected by changes in the series resistance with bias.

Note. — It is considered that this method is usable up to a measurement frequency of 15 GHz (whereas method 1, described in Publication 147-2F, is more practical for measurement above 6 GHz).



512/78

FIG. 1. — Example of cavity.

2.1 Théorie

Dans cette méthode, on évalue l'effet d'une diode varactor sur la fréquence de résonance et sur le facteur de qualité d'un résonateur à cavité coaxiale, dont la longueur est voisine d'une demi-longueur d'onde à la fréquence de mesure. La diode est placée entre le conducteur central et la paroi plane de la cavité, comme il est indiqué dans la figure 1, page 10.

Afin de limiter la plage de variations de la fréquence de la cavité résonante lorsque la capacité de jonction varie ou que l'on change le varactor, il convient d'utiliser un résonateur ayant un rapport élevé du diamètre extérieur au diamètre intérieur des conducteurs (forte impédance caractéristique de la cavité coaxiale).

Cette mesure permet d'obtenir la capacité de jonction C_{j0} et la fréquence de coupure f_{co} pour la tension de polarisation V_0 .

Ces grandeurs permettent de déterminer la résistance série r_s et le facteur de qualité effectif Q_{eff} du varactor.

Les caractéristiques suivantes doivent être déterminées pour la cavité:

- f_{ro} = fréquence de résonance de la cavité contenant le varactor, pour la tension de polarisation V_0
- Q_{ro} = facteur de qualité de la cavité contenant le varactor, pour la tension de polarisation V_0
- C_p = capacité parasite du boîtier du varactor
- $C_T(V)$ = variation de la capacité totale mesurée en basse fréquence du varactor (capacité de jonction + capacité parasite) en fonction de la tension de polarisation, autour de V_0
- $f_r(V)$ = loi de variation de la fréquence de résonance de la cavité contenant le varactor en fonction de la tension de polarisation, autour de V_0
- f' = fréquence de résonance de la cavité lorsque le varactor est remplacé par une diode fictive métallique ayant les mêmes dimensions que celles du boîtier de la diode mesurée
- Q' = Q à vide de la cavité lorsque le varactor est remplacé par la diode fictive

Connaissant $C_T(V)$ et $f_r(V)$, on peut tracer la courbe de f_r en fonction de C_T . Cette courbe permet d'évaluer une quantité « a », « a » étant la pente de la courbe pour $C_T = C_T(V_0)$.

La capacité de jonction pour la tension de polarisation V_0 est:

$$C_{j0} = C_T(V_0) - C_p \quad (1)$$

et la fréquence de coupure:

$$f_{co} = 2 a k Q_{ro} C_{j0} \quad (2)$$

où k est un facteur de correction introduit pour tenir compte des pertes dans les parois de la cavité; pour la deuxième fréquence de résonance TEM, il est donné par:

$$k = \frac{1}{1 - \frac{Q_{ro}}{Q'} \sqrt{\frac{f'}{f_{ro}}}}$$

La résistance série, pour la tension de polarisation V_0 , est donnée par:

$$r_{so} = \frac{1}{2 \pi f_{co} C_{j0}} \quad (3)$$

2.1 Theory

In this method, the effect is evaluated of a varactor diode on the resonant frequency and Q -factor of a coaxial cavity resonator about half-wavelength at the operating frequency. The diode is mounted between the centre conductor and the plane wall of the cavity resonator, as shown in Figure 1, page 11.

In order to limit the range of variation of the cavity resonant frequency when the junction capacitance or the diode is changed, it is essential to use a resonator having a large ratio of external to internal conductor diameter (high-characteristic impedance of the coaxial cavity).

This method will determine the junction capacitance C_{jo} and the cut-off frequency f_{co} at bias voltage V_o .

These quantities enable to determine series resistance r_s and effective Q -factor Q_{eff} of the varactor.

The following characteristics must be determined for the cavity:

- f_{ro} = resonant frequency of the cavity with the varactor, at the bias voltage V_o
- Q_{ro} = loaded Q -factor of the cavity with the varactor, at the bias voltage V_o
- C_p = stray capacitance of the varactor case
- $C_T(V)$ = the variation of the total low-frequency capacitance of the varactor (junction capacitance) versus the bias voltage, around V_o
- $f_r(V)$ = the variation of the resonant frequency of the cavity with the varactor versus bias voltage, around V_o
- f' = the resonant frequency of the cavity when the varactor is replaced by a metallic dummy diode with the same dimensions as the diode being measured
- Q' = unloaded- Q of the cavity when the varactor is replaced by the dummy diode

From the knowledge of $C_T(V)$ and $f_r(V)$, a curve can be derived which represents f_r versus C_T . This curve enables a quantity " a " to be evaluated, " a " being the slope of the curve at $C_T = C_T(V_o)$.

The junction capacitance, deduced at the bias voltage V_o , is given by:

$$C_{jo} = C_T(V_o) - C_p \quad (1)$$

and the cut-off frequency:

$$f_{co} = 2 a k Q_{ro} C_{jo} \quad (2)$$

where k is a correction factor introduced to take into account losses in the cavity walls; for the second TEM resonance frequency, it is given by:

$$k = \frac{1}{1 - \frac{Q_{ro}}{Q'} \sqrt{\frac{f'}{f_{ro}}}}$$

Series resistance, at the bias voltage V_o , is given by:

$$r_{so} = \frac{1}{2 \pi f_{co} C_{jo}} \quad (3)$$

et le Q effectif Q_{eff} , pour la tension de polarisation V_o , est donné par:

$$Q_{\text{eff}} = \frac{f_{\text{co}}}{f_{\text{ro}}} \quad (4)$$

2.2 Mesures

2.2.1 Schéma

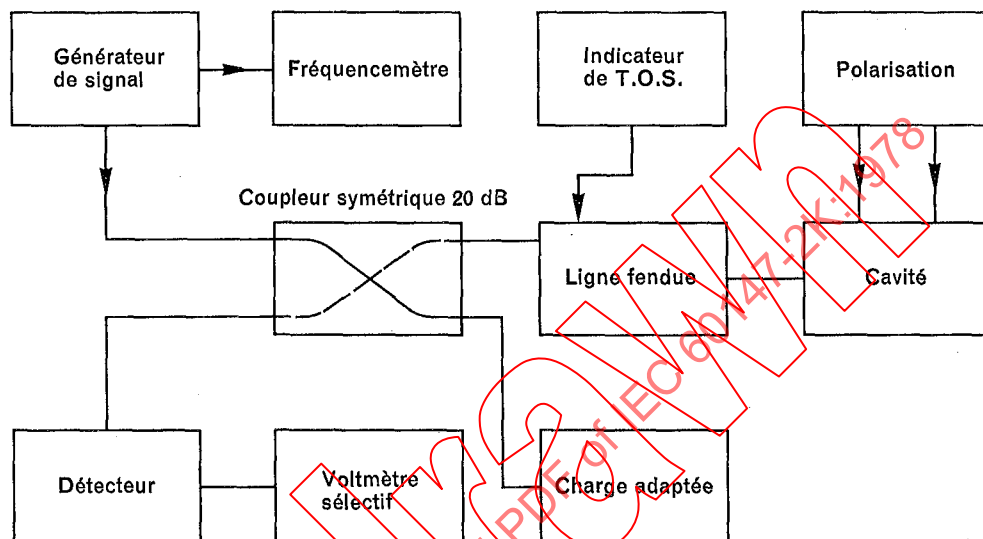


FIG. 2. — Schéma synoptique.

2.2.2 Description et exigences du circuit

Le générateur de signal R.F. doit avoir une stabilité suffisante en fréquence et être modulé en amplitude à une fréquence basse convenable pour le voltmètre sélectif et l'indicateur R.O.S. (T.O.S.); la puissance R.F. est transmise à la cavité par un coupleur directif de 20 dB.

La tension R.F. de pointe V_p appliquée à la diode doit être suffisamment faible pour éviter d'introduire une erreur due à la non-linéarité de la caractéristique de la diode.

Dans ce but, la puissance incidente à l'entrée de la cavité ne doit pas dépasser la valeur donnée par l'expression:

$$P = \frac{\pi (r + 1)^2}{4r} \frac{f_{\text{ro}}^2}{f_{\text{co}}} C_{\text{jo}} V_p^2,$$

où r désigne le R.O.S. (ou T.O.S.) mesuré avec la ligne fendue à l'entrée de la cavité. Comme la limite de la puissance incidente n'est pas critique, on peut prendre pour f_{co} une valeur approximative.

2.2.3 Exécution

2.2.3.1 Mesure de $f_r(V)$ et de f_{ro}

Effectuer la mesure de la fréquence de résonance $f_r(V)$ pour un certain nombre de valeurs de la polarisation autour de V_o (par exemple si $V_o = -6$ V, on peut mesurer f_r pour les tensions suivantes: -4 V; $-4,5$ V; -5 V; $-5,5$ V; -6 V; $-6,5$ V; -7 V; $-7,5$ V).

and the effective Q_{eff} at bias voltage V_o is given by:

$$Q_{\text{eff}} = \frac{f_{\text{co}}}{f_{\text{ro}}} \quad (4)$$

2.2 Measurements

2.2.1 Circuit diagram

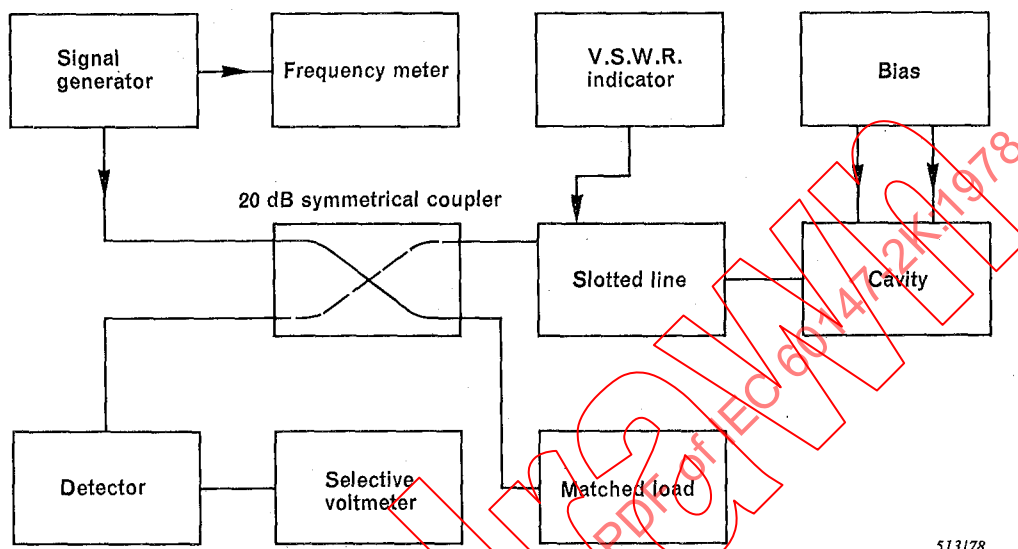


FIG. 2. — Block diagram.

2.2.2 Circuit description and requirements

The R.F. signal shall be of high-frequency stability and modulated at a low frequency appropriate to the selective voltmeter and V.S.W.R. indicator, and is applied to the cavity through a 20 dB directional coupler.

The amplitude of the peak R.F. signal V_p must be low enough to ensure that non-linearity does not occur at the operating point of the characteristic.

The incident power at the cavity input shall not exceed the value given by the expression:

$$P = \frac{\pi (r + 1)^2}{4r} \frac{f_{\text{ro}}^2}{f_{\text{co}}} C_{10} V_p^2,$$

where r indicates the V.S.W.R. in the slotted line at the input of the cavity. Since the limitation on the incident power is not critical, an estimated value can be used for f_{co} .

2.2.3 Measurement procedure

2.2.3.1 Measurement of $f_r(V)$ and f_{ro}

The measurement of the resonant frequency $f_r(V)$ is performed at a number of bias points around V_o (e.g. if $V_o = -6$ V, f_r can be measured at the following voltages: -4 V; -4.5 V; -5 V; -5.5 V; -6 V; -6.5 V; -7 V; -7.5 V).

On effectue la mesure en recherchant un minimum de la puissance réfléchie lorsqu'on fait varier la fréquence du signal. Pour avoir une bonne précision, il est préférable de déterminer f_r comme étant la moyenne de deux fréquences situées de part et d'autre de f_r pour lesquelles la même puissance est réfléchie par la cavité.

2.2.3.2 Mesure de Q_{ro}

Amener la tension de polarisation à V_0 et déduire la valeur de Q_{ro} de la mesure de R.O.S. (ou T.O.S.).

2.2.3.3 Mesure de f' et de Q'

Obtenir ces valeurs de la même façon que f_r et Q_{ro} , une fois le varactor remplacé par une diode fictive.

Ces deux valeurs sont des caractéristiques fondamentales de la cavité.

2.3 Mesure de $C_T(V)$ et de C_p

On obtient la capacité totale du varactor:

$$C_T(V) = C_j(V) + C_p$$

par une mesure avec un pont conventionnel basse fréquence.

On peut déduire la valeur de C_p en utilisant l'expression:

$$C_p = \frac{(\varphi - V_2)^n C_T(V_2) - (\varphi - V_1)^n C_T(V_1)}{(\varphi - V_2)^n - (\varphi - V_1)^n},$$

où:

V_1 et V_2 = deux valeurs de la tension de polarisation (prises avec le signe moins pour la polarisation inverse)

φ = différence de potentiel de contact (par exemple 0,7 V pour les diodes au silicium)

n = exposant qui caractérise la variation de C_j en fonction de V

2.4 Mesure directe de C_p

On peut mesurer C_p directement après avoir supprimé le contact ohmique entre la connexion métallique interne et la pastille semiconductrice d'un varactor.

Ajouter la section suivante:

SECTION SEPT — DIODES MÉLANGEUSES (UTILISÉES EN HYPERFRÉQUENCES)

1. Généralités

Bien que l'on puisse effectuer sur la diode un certain nombre de mesures isolément, il est nécessaire, pour évaluer le fonctionnement de la diode, d'indiquer une disposition normalisée du montage, afin d'obtenir des mesures satisfaisantes. En général, le dispositif de montage a la forme d'un support normalisé conforme aux besoins. Si le support est ajustable, tous les réglages sont faits pour satisfaire aux exigences de la mesure.

The measurement is performed by varying the signal frequency and observing the value for minimum reflected power. To ensure a high accuracy, it is better to determine f_r as the average between two frequencies adjacent to f_r which have the same power from the cavity.

2.2.3.2 Measurement of Q_{ro}

Set the bias voltage to V_o and determine the value of the loaded Q_{ro} by means of V.S.W.R. measurement.

2.2.3.3 Measurement of f' and Q'

These values are obtained in the same way as f_r and Q_{ro} , after the varactor has been replaced by a dummy diode.

These are fundamental characteristics of the cavity.

2.3 Measurement of $C_T(V)$ and C_p

The total capacitance of the varactor diode:

$$C_T(V) = C_j(V) + C_p$$

is obtained by a conventional low-frequency bridge measurement.

The value of C_p can be deduced using the expression:

$$C_p = \frac{(\phi - V_2)^n C_T(V_2) - (\phi - V_1)^n C_T(V_1)}{(\phi - V_2)^n - (\phi - V_1)^n},$$

where:

V_1 and V_2 = two values of bias voltage; for reverse bias, V_1 and V_2 will be negative terms

ϕ = contact potential difference (e.g. 0.7 V for silicon diodes)

n = factor of non-linear dependence of C_j on V

2.4 Direct measurement of C_p

C_p can be measured directly when the ohmic contact between the internal metallic lead and the semiconductor chip has been interrupted in a varactor.

Add the following section:

SECTION SEVEN — MIXER DIODES (USED AT MICROWAVE FREQUENCIES)

1. General

Although a number of measurements may be carried out on a diode by itself, it is necessary for an assessment of diode performance to provide a standard mounting arrangement to enable satisfactory measurements to be made. Usually, the mounting takes the form of a standard holder designed for the purpose. If the holder is adjustable, all adjustments are made to conform with given measurement requirements.

Dans le cas de diodes réversibles, il peut être nécessaire d'effectuer les mesures avec la diode montée de façon à évaluer son fonctionnement pour chaque polarité.

Tous les composants hyperfréquences utilisés dans le matériel de mesure doivent être contrôlés pour garantir un fonctionnement satisfaisant dans la bande de fréquences prescrites. Il est recommandé d'utiliser dans ce but un balayage en fréquence.

Les constantes de temps, ou les caractéristiques de réponse en impulsions de tout instrument indicateur, ne doivent pas affecter les résultats de mesure lorsqu'on utilise une modulation.

Il est essentiel de s'assurer que des champs électromagnétiques parasites n'affectent pas de façon appréciable la précision de la mesure.

En outre, tout générateur faisant partie du circuit de mesure doit être capable de donner un niveau stable équivalant à celui fourni en petits signaux à la diode en mesure.

Sauf indication contraire, il est recommandé que les tolérances maximales pour le niveau de signaux en hyperfréquences soient :

- a) $\pm 0,1\%$ pour les mesures à faible puissance imposées par les conditions en petits signaux, et
- b) $\pm 1\%$ pour les mesures à puissance élevée

Lorsqu'une température spécifiée est exigée, on mesurera la température du corps de la monture de mesure lorsque les conditions d'équilibre auront été atteintes.

2. Mesures en continu

2.1 Courant direct (I_F)

2.1.1 Schéma

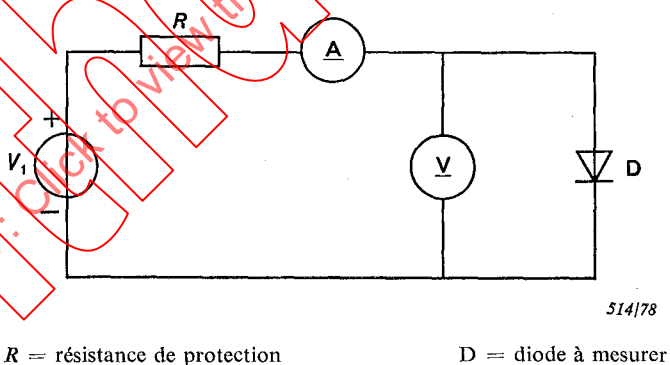


FIGURE 3

Il faut utiliser un voltmètre à grande impédance.

2.1.2 Exécution

Appliquer les conditions indiquées et mesurer le courant traversant la diode à l'aide d'un ampèremètre.

2.2 Courant inverse (I_R)

On mesure le courant inverse, la diode fonctionnant dans des conditions déterminées, en utilisant la méthode décrite dans la Publication 147-2B, Section Un.

In the case of reversible diodes, it may be necessary for measurements to be made with the diode connected to provide an assessment of performance in each polarity.

All microwave components used in the measuring equipment shall be checked to ensure satisfactory operation over the required frequency band. It is recommended that this be performed using swept frequency techniques.

The time constants, or pulse response characteristics of any indicating instrument, must not affect the measurement results when modulation is used.

It is essential to ensure that stray electro-magnetic fields do not significantly affect the accuracy of measurement.

In addition, any signal source used as part of the measuring circuitry shall be capable of stable operation at a signal level equivalent to the small-signal conditions of the diode being measured.

Unless otherwise stated, it is recommended that the maximum tolerances permitted for microwave signal levels should be:

- a) $\pm 0.1\%$ for low-power measurements required under small-signal conditions, and
- b) $\pm 1\%$ for high-power measurements.

Where a specified temperature is required, the temperature of the body of the measuring mount shall be measured when equilibrium conditions have been reached.

2. D.C. measurements

2.1 Forward current (I_F)

2.1.1. Circuit diagram

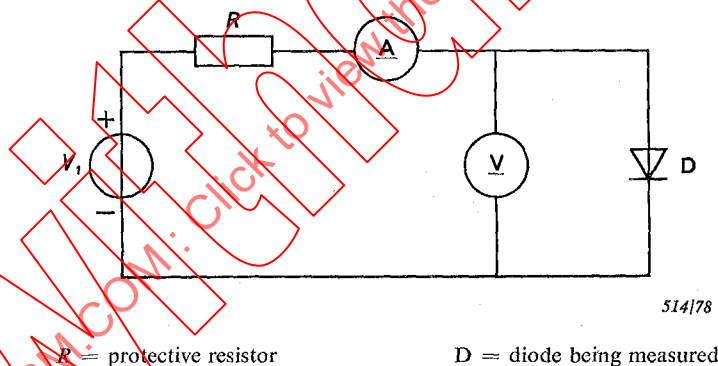


FIGURE 3

It is essential to use a high-impedance voltmeter.

2.1.2 Measurement procedure

The specified conditions are applied and the current through the diode is measured by means of an ammeter.

2.2 Reverse current (I_R)

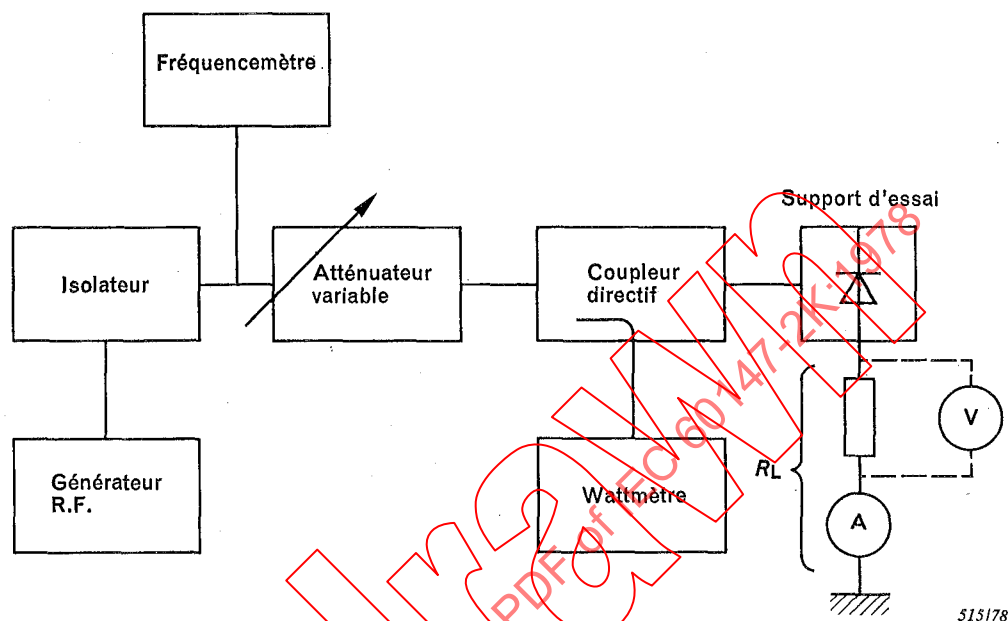
The reverse current is measured with the diode operating under given conditions by the method stated in Publication 147-2B, Section One.

3. Courant redressé (I_0)

3.1 But

Mesurer le courant redressé d'une diode hyperfréquences dans des conditions spécifiées.

3.2 Schéma



R_L = résistance de charge de la diode, de valeur spécifiée.

FIGURE 4

3.3 Description et exigences du circuit

Le fréquencemètre est faiblement couplé à la ligne, le wattmètre et son coupleur associé sont choisis de façon à mesurer le niveau de puissance spécifié appliqué à la diode.

Afin de réduire les effets inductifs sur la polarisation, la résistance de charge R_L qui inclut la résistance de l'ampèremètre doit être aussi faible que possible et normalement doit être inférieure à 100Ω .

La valeur du courant redressé I_0 peut être mesurée sur l'appareil A ou par l'utilisation d'un voltmètre à haute impédance branché aux bornes de la résistance de charge comme il est indiqué en pontillé.

3.4 Exécution

Placer la diode dans le support de mesure.

Augmenter la puissance R.F. appliquée à la diode jusqu'à la valeur spécifiée et mesurer le courant redressé I_0 .

4. Impédance pour la fréquence intermédiaire (Z_{if})

But

Mesurer l'impédance pour la fréquence intermédiaire d'une diode hyperfréquences dans des conditions spécifiées.

3. Rectified current (I_0)

3.1 Purpose

To measure the rectified current of a microwave diode under specified conditions.

3.2 Circuit diagram

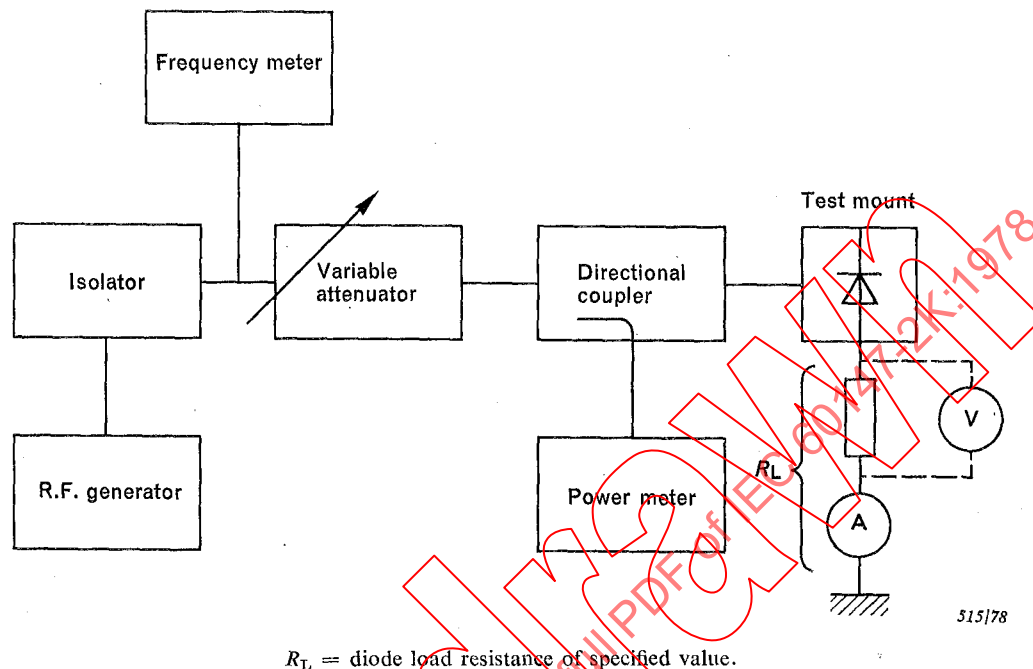


FIGURE 4

3.3 Circuit description and requirements

The frequency meter is loosely coupled to the line, the power meter and its associated coupler are selected to measure the specified power level incident upon the diode.

To reduce self-biasing effects, the value of the load resistance R_L , which includes the resistance of the ammeter shall be as low as possible and normally less than 100Ω .

The value of the rectified current I_0 can be measured on the meter A or by use of a high-impedance voltmeter across the load resistance as shown by the dotted lines.

3.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measuring mount.

The R.F. power incident upon the diode is increased to the specified value and the rectified current I_0 is measured.

4. Intermediate frequency impedance (Z_{if})

Purpose

To measure the intermediate frequency impedance of a microwave diode under specified conditions.

4.1 Méthode N° 1: Méthode du pont d'impédances

4.1.1 Schéma

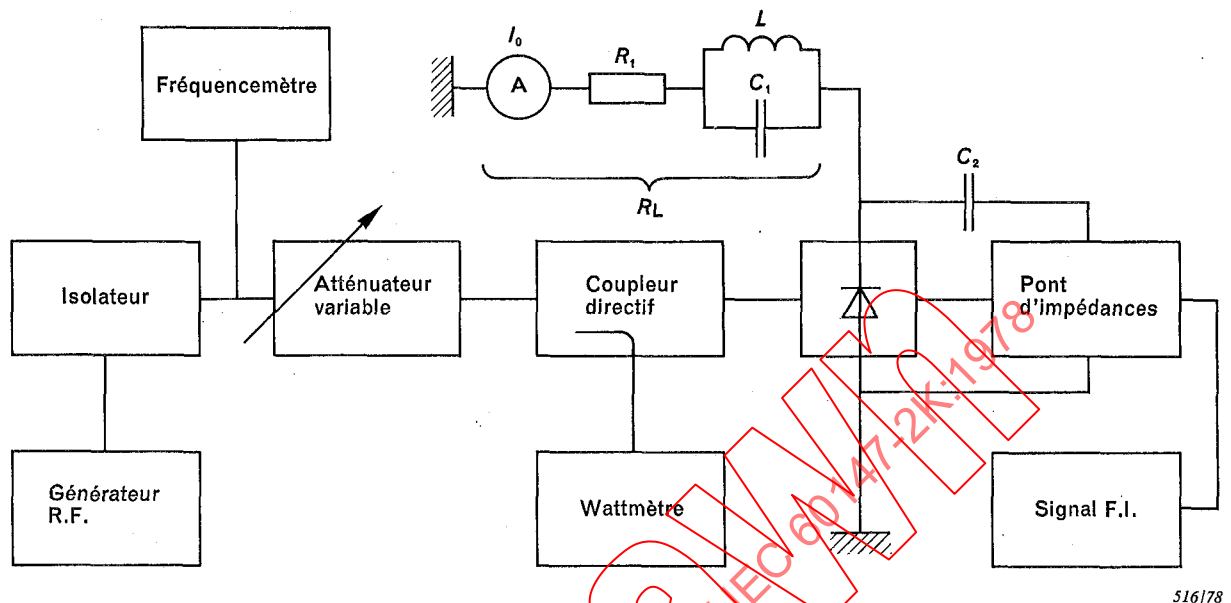


FIGURE 5

4.1.2 Description et exigences du circuit

Le générateur R.F. doit pouvoir fonctionner à la fréquence du signal, et le pont d'impédances doit pouvoir fonctionner à la fréquence intermédiaire exigée.

Le fréquencesmètre est faiblement couplé à la ligne, le wattmètre et son coupleur associé sont choisis de façon à mesurer le niveau de puissance spécifié appliqué à la diode. L'ampèremètre A mesure le courant redressé I_0 .

Les valeurs de L et C_1 sont choisies de façon que le circuit LC_1 présente une haute impédance à la fréquence intermédiaire spécifiée.

Le circuit comprenant L , C_1 , R_1 et l'ampèremètre A doit avoir en continu une résistance égale à la charge spécifiée R_L . Le condensateur C_2 doit être équivalent à un court-circuit à la fréquence intermédiaire.

La valeur du signal F.I. envoyé dans le pont ne doit pas donner un accroissement supérieur à 1% du courant redressé.

4.1.3 Précautions à prendre

La fréquence de mesure doit être suffisamment basse pour que l'impédance F.I. de la diode puisse être considérée comme purement résistive.

4.1.4 Exécution

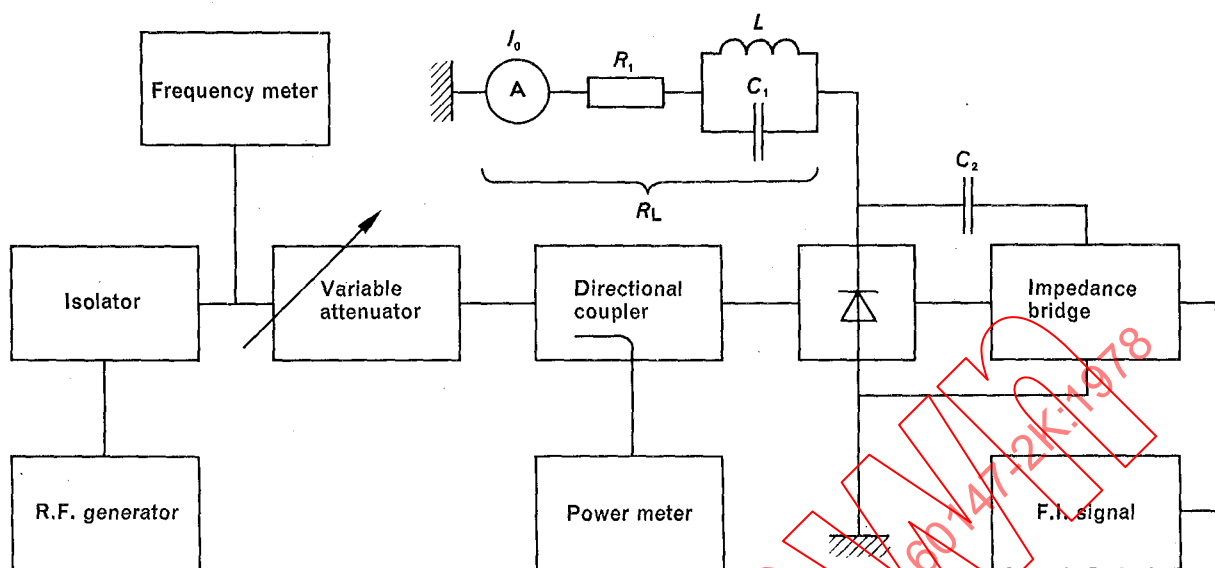
Placer la diode dans le support de mesure.

Ajuster le courant de polarisation, lorsqu'il est spécifié, à la valeur voulue.

Régler le générateur à la fréquence voulue; augmenter la puissance R.F. jusqu'à la valeur spécifiée. Ajuster le pont d'impédances à la fréquence intermédiaire spécifiée et mesurer l'impédance de la diode.

4.1 Method 1: Impedance bridge method

4.1.1 Circuit diagram



516/78

FIGURE 5

4.1.2 Circuit description and requirements

The R.F. generator shall be capable of operating at the signal frequency, and the impedance bridge shall be capable of operating at the required intermediate frequency.

The frequency meter is loosely coupled to the line, the power meter and its associated coupler are selected to measure the specified power level incident upon the diode. Meter A measures the rectifier current I_0 .

The values of L and C_1 are chosen so that the LC_1 circuit has a high impedance at the specified intermediate frequency.

The circuit comprising L , C_1 , R_1 and ammeter A shall have a d.c. load value equal to the specified load R_L . Capacitor C_2 shall present a short circuit at the intermediate frequency.

The I.F. signal level into the bridge shall not cause more than a 1% increase in the rectified current.

4.1.3 Precautions to be observed

The measurement frequency shall be sufficiently low so that the diode I.F. impedance can be assumed to be wholly resistive.

4.1.4 Measurement procedure

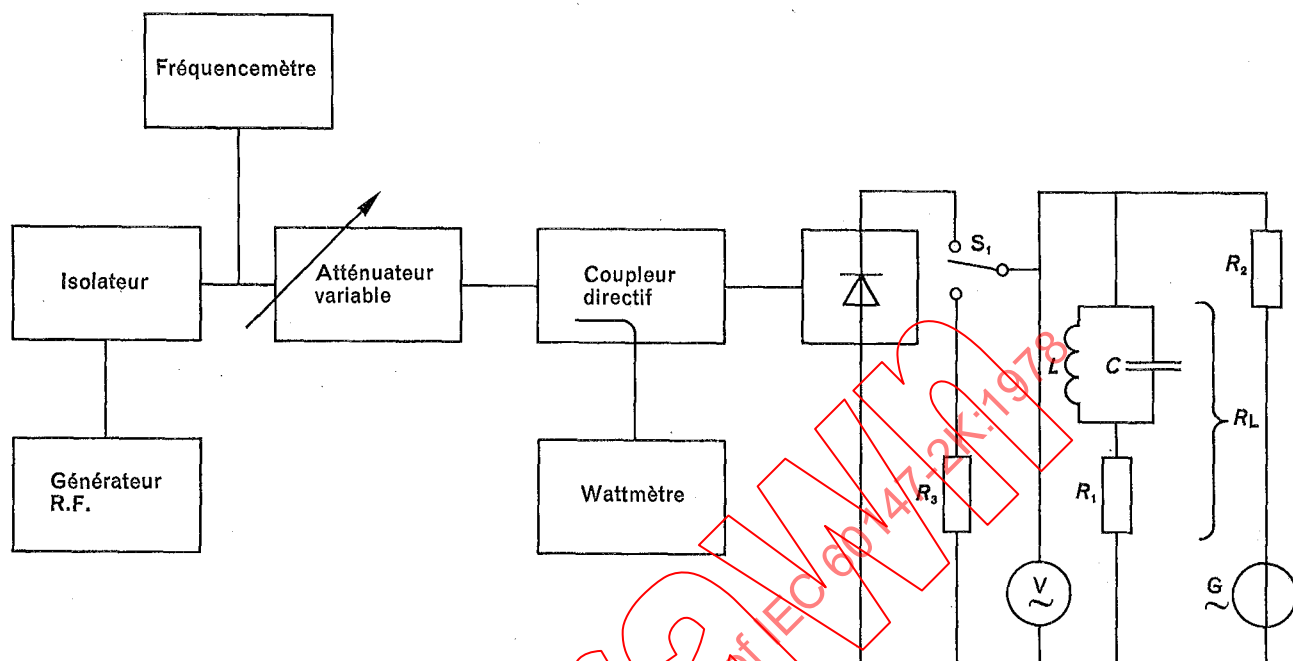
The diode is inserted into the test mount.

The bias current, where specified, is adjusted to the required value.

The signal generator is set to the required frequency and the R.F. power output is increased to the required power level. The impedance bridge is adjusted to the specified intermediate frequency, and the diode impedance is measured.

4.2 Méthode N° 2: Méthode de substitution ou de comparaison

4.2.1 Schéma



517/78

G = générateur basse fréquence

FIGURE 6

4.2.2 Description et exigences du circuit

Le générateur R.F. doit pouvoir fonctionner à la fréquence intermédiaire.

Le fréquencesmètre est faiblement couplé à la ligne, le wattmètre et son coupleur associé sont choisis de façon à mesurer le niveau de puissance spécifié appliqué à la diode. Les valeurs de L et C sont choisies pour être en résonance à la fréquence basse de mesure et, avec R_L , fournissent une impédance équivalente F.I. égale à la valeur continue spécifiée R_L .

Le générateur basse fréquence est couplé à la charge R_L par une résistance élevée R_2 dont la valeur est très supérieure à l'impédance F.I. de la diode afin d'être équivalent à une source de courant alternatif.

La résistance R_3 doit être de l'ordre de l'impédance F.I. de la diode. Les résistances ne doivent pas être inductives à la fréquence intermédiaire. Le voltmètre alternatif V doit avoir une forte impédance d'entrée.

4.2.3 Précautions à prendre

La puissance de sortie du générateur basse fréquence doit être telle que la diode en mesure fonctionne en petits signaux.

4.2.4 Exécution

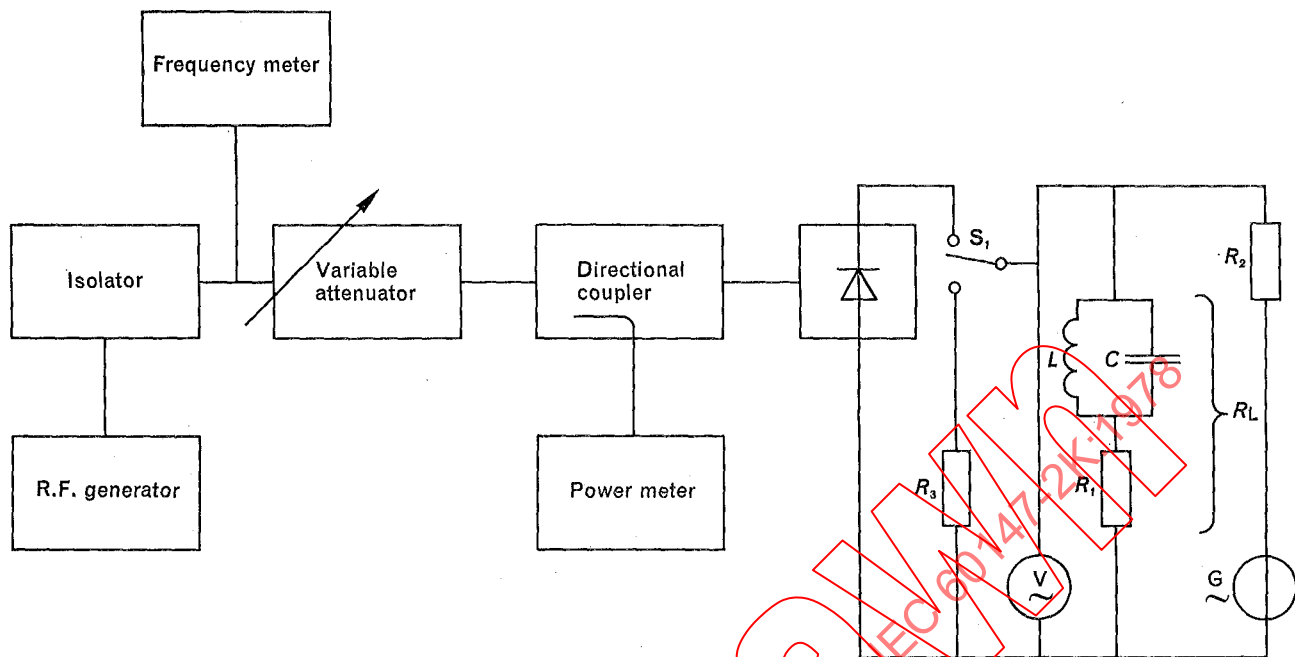
Placer la diode dans le support de mesure.

Ajuster le courant de polarisation, lorsqu'il est spécifié, à la valeur voulue.

Régler le générateur à la fréquence intermédiaire voulue et augmenter la puissance de sortie R.F. à la valeur voulue.

4.2 Method 2: Substitution or comparison method

4.2.1 Circuit diagram



517/78

G = low-frequency generator

FIGURE 6

4.2.2 Circuit description and requirements

The R.F. generator shall be capable of operating at the intermediate frequency.

The frequency meter is loosely coupled to the line, the power meter and its associated coupler are selected to measure the specified power level incident upon the diode. The values of L and C are chosen to be in resonance at the low frequency of measurement and, together with R_1 , provide an equivalent I.F. impedance, the same as the specified load R_L at d.c.

The low-frequency generator is coupled to the load R_L with a high resistance R_2 whose value is much greater than the diode I.F. impedance to provide a constant current a.c. source.

The resistor R_3 shall have a resistance of the order of the diode I.F. impedance. Resistors shall be non-inductive at the intermediate frequency. The a.c. voltmeter V shall have a high-input impedance.

4.2.3 Precautions to be observed

The power output of the low-frequency generator shall not exceed the small-signal capabilities of the diode being measured.

4.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the test mount.

The bias current if specified is adjusted to the required value.

The signal generator is set to the requested intermediate frequency and the R.F. output is increased to the required power level.

Ajuster le générateur de courant constant basse fréquence à la valeur de courant spécifiée.

Noter la tension aux bornes de la diode. Commuter ensuite, par S_1 , la tension basse fréquence de la diode à une résistance de référence (R_3) dont la valeur se situe à l'intérieur des valeurs d'impédances F.I. données. Comme la tension aux bornes de la diode est proportionnelle à sa résistance de sortie, on peut étalonner le cadran de l'appareil de mesure en Z_{if} .

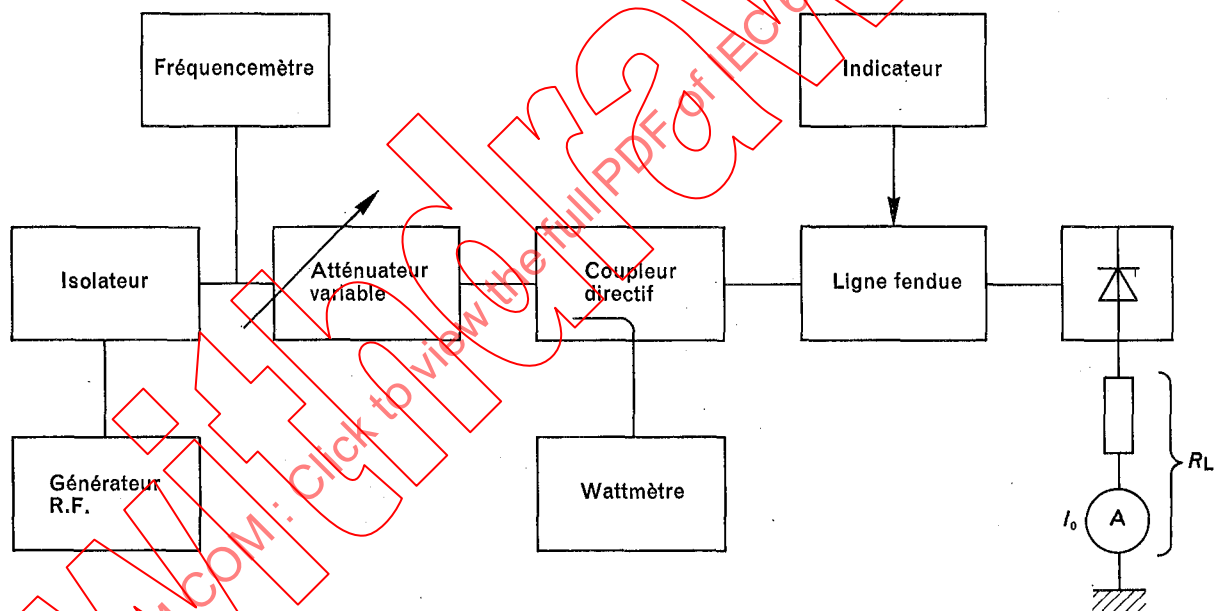
On peut, d'autre part, à la place du commutateur S_1 et de la résistance de référence R_3 , introduire un certain nombre de résistances étalonnées ayant des valeurs convenables dans la gamme d'impédances F.I. dans le dispositif de montage de la diode et étalonner en conséquence le voltmètre de sortie.

5. Rapport (taux) d'ondes stationnaires

5.1 But

Mesurer le rapport (taux) d'ondes stationnaires d'une diode hyperfréquences dans des conditions spécifiées.

5.2 Schéma



R_L = résistance de charge spécifiée

FIGURE 7

Note. — Le filtrage doit être suffisant pour éviter à l'indicateur de répondre aux harmoniques engendrés par la diode en essai.

5.3 Description et exigences du circuit

Le fréquencemètre est faiblement couplé à la ligne, le wattmètre et son coupleur associé sont choisis de façon à donner un niveau de puissance convenable.

Le couplage entre la sonde reliée à l'indicateur et la ligne fendue doit être aussi faible que possible, de sorte que le champ au voisinage de la ligne ne soit pas sensiblement perturbé.

Les valeurs du rapport (taux) d'ondes stationnaires mesuré dépendent de la caractéristique du détecteur utilisé dans l'indicateur; sa réponse aux différents niveaux de puissance doit être vérifiée et étalonnée.

The constant current low-frequency signal from the generator is adjusted to the required value.

The voltage across the diode is recorded. The low-frequency voltage is then switched from the diode using S_1 to a reference resistor (R_3) whose value is within the I.F. impedance values given. As the voltage across the diode is proportional to its output resistance, the measured voltage reading meter may be calibrated in terms of Z_{if} .

Alternatively, in place of the switch S_1 and reference resistor R_3 , a number of calibrating resistors having appropriate values in the required I.F. impedance range may be introduced into the diode envelope and the output voltmeter calibrated accordingly.

5. Voltage standing wave ratio

5.1 Purpose

To measure the voltage standing wave ratio of a microwave diode under specified conditions.

5.2 Circuit diagram

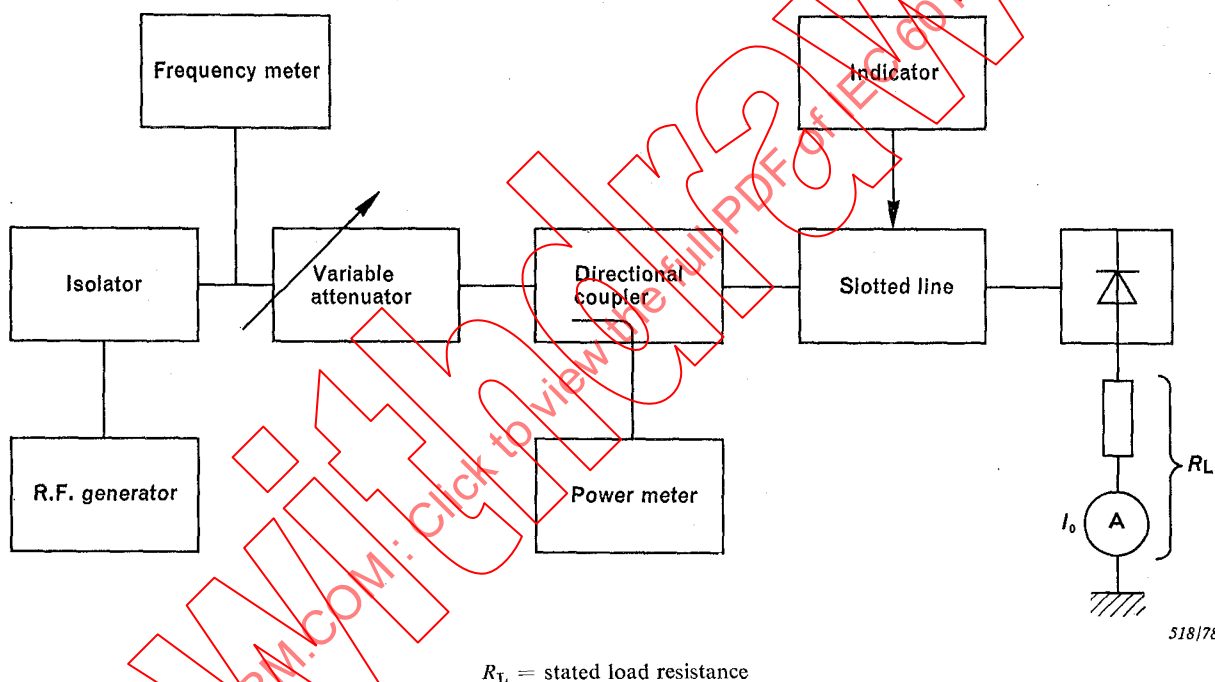


FIGURE 7

Note. — There must be sufficient filtering to prevent the indicator from responding to harmonics generated by the diode under test.

5.3 Circuit description and requirements

The frequency meter is loosely coupled to the line, the power meter and its associated coupler are selected to give a convenient power reading.

The coupling between the indicator probe and the slotted line shall be as loose as possible, so that the field within the line is not significantly affected.

The values of the V.S.W.R. measured are dependent upon the characteristic of the detector used in the indicator; its response to varying power levels shall be checked and calibrated.

L'ampèremètre A mesure le courant redressé I_0 . La résistance de charge R_L comprend la résistance de l'ampèremètre.

5.4 Exécution

Placer la diode dans le support de mesure et la faire tourner, si besoin, pour rechercher la lecture optimale. Augmenter la puissance R.F. appliquée à la diode jusqu'à la valeur spécifiée. Ajuster la ligne fendue afin de lire sur l'indicateur les valeurs $V_{\max}$ et $V_{\min}$.

On a alors : $R.O.S. \text{ (ou T.O.S.)} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$

Une autre méthode consiste à évaluer le R.O.S. (ou T.O.S.) par la détermination des énergies incidente et réfléchie sur la diode (réflectomètre). Si P_i est la puissance hyperfréquences incidente appliquée à la diode et P_r la puissance réfléchie, on a :

$$R.O.S. \text{ (ou T.O.S.)} = \frac{P_i^{1/2} + P_r^{1/2}}{P_i^{1/2} - P_r^{1/2}} \quad (5)$$

Les pertes à la réflexion sont données par le rapport P_i/P_r , valeur qui peut être obtenue directement à l'aide d'un atténuateur placé immédiatement devant le détecteur situé sur le bras latéral (permettant la mesure de la puissance réfléchie) d'un coupleur directif utilisé dans le réflectomètre. En utilisant un commutateur dans le guide d'ondes, on remplace le mélangeur par un court-circuit de façon à réfléchir toute la puissance incidente. Un système sans pertes convenablement accordé n'est pas sensible à la phase de l'onde réfléchie, si bien que la lecture sur l'indicateur reste pratiquement inchangée lorsqu'on déplace le court-circuit mobile remplaçant le mélangeur.

Dans cette méthode, il est nécessaire de s'assurer que les coupleurs utilisés ont une forte directivité, de préférence qui ne soit pas inférieure à 25 dB. De plus, on doit tenir compte du coefficient de couplage des coupleurs lorsqu'on utilise l'équation (5). On s'assurera de l'effet des coefficients de couplage et de la directivité des coupleurs en remplaçant la diode et sa monture par une charge adaptée de bonne qualité.

Si l'on demande d'exprimer le R.O.S. (ou T.O.S.) en valeur d'impédance ou d'admittance, il est essentiel d'indiquer un plan de référence dans le système de transmission. On peut réaliser facilement un court-circuit de référence en utilisant une diode fictive métallique ayant les mêmes dimensions que la diode mesurée.

6. Facteur de bruit total

Théorie

Le facteur de bruit (F) d'un réseau quelconque est donné par l'expression :

$$F = \frac{N_1}{k T_o B G}$$

où :

N_1 = puissance de bruit en sortie

k = constante de Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$

T_o = température absolue, en kelvins (on prend par commodité $293 \pm 5 \text{ K}$)

B = largeur de bande efficace du réseau

G = gain en puissance du réseau

Ammeter A measures the rectified current I_0 . The load resistor R_L includes the meter resistance.

5.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measuring mount and rotated, if necessary, to optimize the performance. The R.F. power incident upon the diode is increased to the specified value. The values of $V_{\max}$ and $V_{\min}$ as measured on the indicator are obtained by adjustment of the slotted line.

Then:
$$\text{V.S.W.R.} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

Alternatively, an assessment of the V.S.W.R. may be made by an inspection of the energy which is incident upon and reflected from the diode (reflectometer). If P_i is the incident microwave power applied to the diode and P_r the reflected power, then:

$$\text{V.S.W.R.} = \frac{P_i^{1/2} + P_r^{1/2}}{P_i^{1/2} - P_r^{1/2}} \quad (5)$$

Return loss is the ratio P_i/P_r , which may be obtained directly from an attenuator located immediately in front of the detector on the reflected-power side arm of the directional coupler used in the reflectometer. Using a waveguide switch or gate, the mixer is replaced by a short circuit in order to reflect all of the incident power. A properly tuned lossless system is insensitive to the phase of the reflection, so that the indicator reading is essentially unchanged by the motion of a moving short circuit replacing the mixer.

In this method, it is necessary to ensure that the couplers used provide a high directivity, preferably not less than 25 dB. In addition, the coefficient of coupling of the couplers must be taken into account when using the expression (5). The effects of the coefficients of coupling and the directivity of the couplers may be checked by the replacement of the diode and mount by a good quality matched termination.

If it is required to express the V.S.W.R. as a magnitude of impedance or admittance, it is essential to give a reference plane within the transmission system. A reference short-circuit may be readily achieved by the use of a metallic dummy diode having the same dimensions as the diode being measured.

6. Overall noise factor

Theory

The noise factor (F) of any network is given by the expression:

$$F = \frac{N_1}{k T_0 B G}$$

where:

N_1 = output noise power

k = Boltzmann's constant = 1.38×10^{-23} J K⁻¹

T_0 = absolute temperature, in kelvins (taken for convenience as 293 ± 5 K)

B = effective bandwidth of the network

G = power gain of network

Lorsqu'un signal de puissance d'entrée disponible N' est appliqué à l'entrée du réseau, le bruit en sortie N_2 devient:

$$N_2 = F(k T_o B G) + N'G$$

d'où:
$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_o B}$$

et:
$$F = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (6)$$

Si la puissance d'entrée disponible N' est appliquée au réseau pour modifier la valeur du bruit en sortie du réseau, en maintenant constants le gain et la bande passante de ce dernier, les valeurs de gain et de bande passante sont éliminées de l'équation et les mesures deviennent indépendantes des caractéristiques de l'amplificateur pourvu que celles-ci demeurent stables.

Schéma

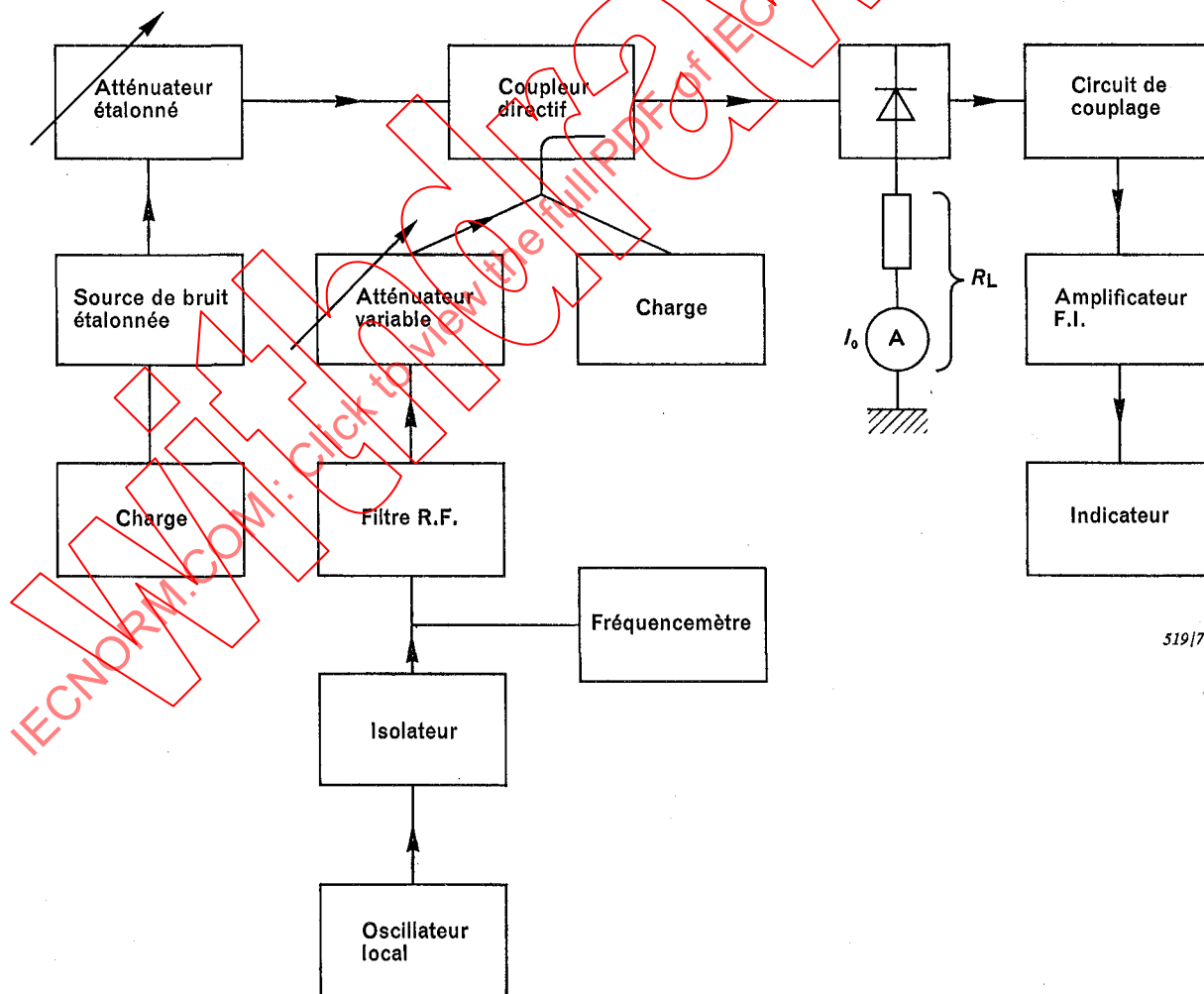


FIGURE 8

When a signal of available input power N' is applied to the input of the network, the output noise N_2 becomes:

$$N_2 = F(k T_o B G) + N'G$$

and hence:

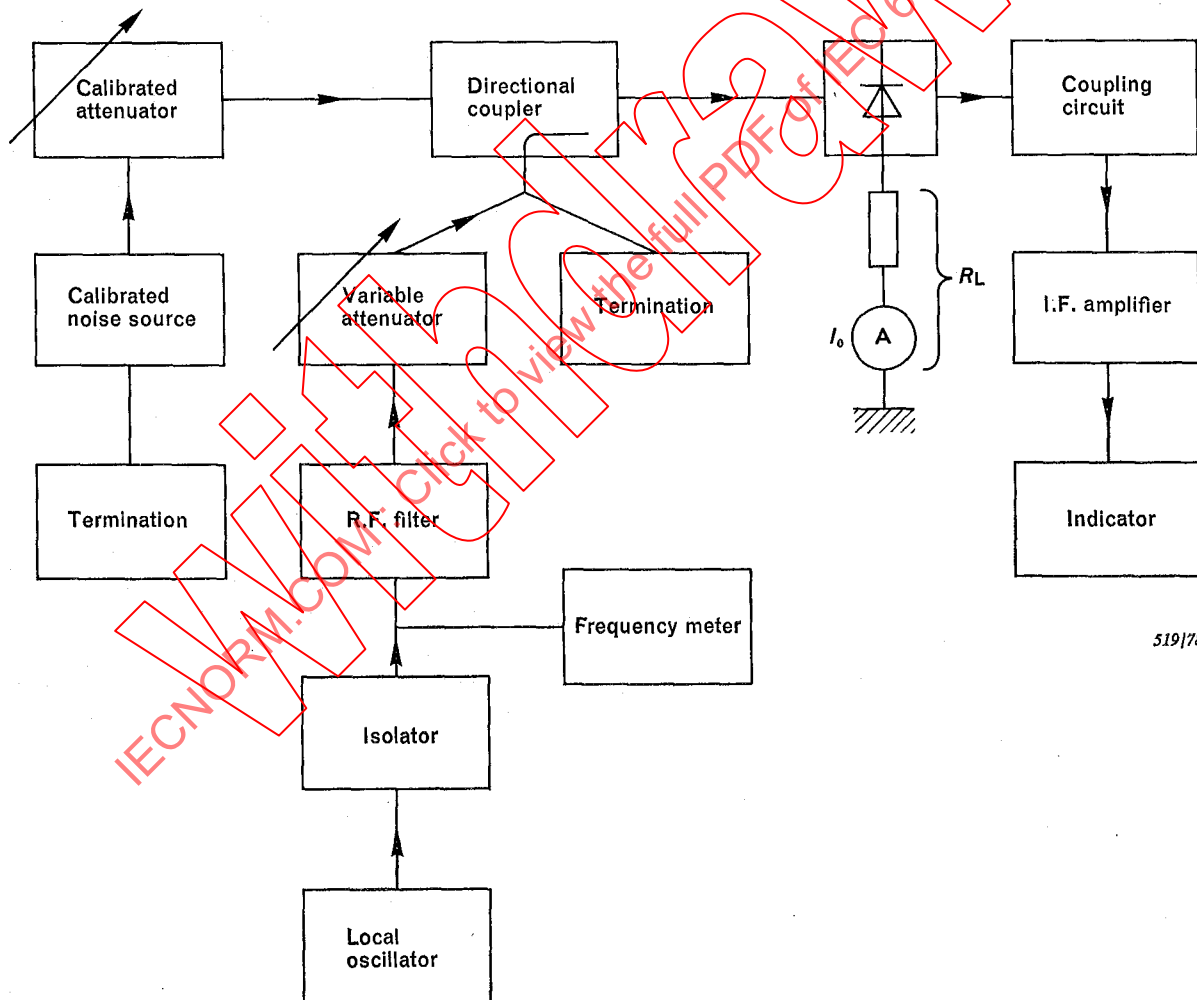
$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_o B}$$

and:

$$F = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (6)$$

If the available input power N' is applied to the network to change the value of the output noise from the network, maintaining a constant gain and bandwidth of the network, the values of gain and bandwidth are removed from the expression and any measurement becomes independent of the amplifier characteristics providing they remain stable.

Circuit diagram



519/78

FIGURE 8

Si la température de bruit effective d'une source de puissance de bruit est T en kelvins, la puissance d'entrée disponible N' est donnée par :

$$N' = k T_0 \left[\frac{T}{T_0} - 1 \right] B$$

d'où :

$$F = \left[\frac{T}{T_0} - 1 \right] \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (7)$$

Description et exigences du circuit

Le filtre R.F. doit avoir un Q élevé à la fréquence de l'oscillateur local, de façon à donner une réjection minimale donnée des bandes latérales de bruit engendrées dans l'oscillateur local (voir l'annexe A).

Le support de la diode doit être tel que spécifié et le circuit de couplage réalisé de façon à adapter l'impédance de sortie de la diode à l'entrée de l'amplificateur F.I. pour toute la bande passante de l'amplificateur F.I.

L'amplificateur doit avoir des caractéristiques stables concernant le gain et la largeur de bande.

Dans le cas d'une source de bruit réalisée par un tube à décharge, il est préférable que la charge reliée à la source de bruit étalonnée soit adaptée plutôt que de réaliser un court-circuit, à cause des erreurs qui peuvent être introduites par l'atténuation de la puissance de bruit réfléchi par le plasma gazeux. Pour éliminer les erreurs qui peuvent être introduites par une modification des conditions d'adaptation de la source de bruit entre un tube générateur de bruit suivant que le filament est alimenté ou non, il est préférable de mettre la source de bruit en service au moyen d'un atténuateur étalonné, de sorte que le tube générateur de bruit soit toujours dans le même état.

Il peut être nécessaire de régler les sources de polarisation.

Exécution

On peut effectuer la mesure du facteur de bruit total en utilisant l'une des méthodes suivantes :

6.1 Méthode consistant à doubler la puissance de sortie

Placer la diode dans un dispositif de montage à l'entrée d'un amplificateur spécifié.

Régler les conditions de fonctionnement aux valeurs spécifiées. Régler l'atténuateur étalonné de façon à donner l'atténuation maximale, de sorte qu'une puissance négligeable de la source de bruit est transmise à la diode. Régler le gain de l'amplificateur pour avoir un niveau convenable de la puissance de sortie, lu sur l'indicateur. Régler ensuite l'atténuateur étalonné afin d'appliquer à la diode une puissance de bruit suffisante pour donner, sur l'indicateur, une lecture double de la valeur initiale. La puissance de bruit délivrée par la source de bruit est alors égale au bruit du réseau; on peut donc déterminer directement la puissance de bruit du réseau.

Le fait de doubler la puissance de bruit en sortie peut être valablement vérifié par l'utilisation d'un atténuateur de 3 dB dans l'amplificateur F.I. On doit s'assurer que l'atténuateur de 3 dB est adapté au circuit.

Ainsi: $N_2 = 2 N_1$, et l'équation (6) devient: $F_0 = \frac{N'}{k T_0 B} \left[\frac{1}{a_{rf}} \right]$

où a_{rf} est l'atténuation R.F.

Comme: $N' = k T_0 B \left[\frac{T}{T_0} - 1 \right],$

If the effective noise temperature of a noise power source is T in kelvins, the available input power N' is given by:

$$N' = k T_o \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] B$$

hence:

$$F = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (7)$$

Circuit description and requirements

The R.F. filter shall have a high Q at the local oscillator frequency, in order to provide a minimum stated rejection of the noise sidebands generated in the local oscillator (see Appendix A).

The diode holder shall be as specified and the coupling circuit designed to match the diode output impedance to the I.F. amplifier input over the I.F. amplifier bandpass.

The amplifier must have stable characteristics of gain and bandwidth.

In the case of a gas discharge noise source, it is preferable that the termination connected to the calibrated noise source be matched rather than provide a short circuit, owing to the errors which may be introduced by the attenuation of the reflected noise power by the gas plasma. To remove errors which may be introduced by a change in the noise source match conditions between a "hot" and "cold" noise tube, it is preferable to "switch in" the noise source by means of a calibrated attenuator so that the noise tube may be continually in one state.

The bias supplies may need adjustment.

Measurement procedure

The measurement of overall noise factor may be made using one of the following methods:

6.1 *Doubling the output method*

The diode is fitted into a mount connected to the input of a specified amplifier.

The operating conditions are adjusted to the specified values. The calibrated attenuator is set to provide maximum attenuation so that negligible power from the noise source is received by the diode. The gain of the amplifier is adjusted to provide a convenient level of output power, as shown on the indicator. The calibrated attenuator is then adjusted so that sufficient power from the noise source is applied to the diode, to provide a reading on the indicator which is double the original value. The noise power from the noise source is then equal to the noise in the network, hence the value of network noise power can be determined directly.

The doubling of the output noise power may be conveniently checked by the use of a 3 dB attenuator in the I.F. amplifier. Care must be taken to ensure the 3 dB attenuator is matched into the circuit.

Thus: $N_2 = 2 N_1$, and equation (6) becomes: $F_o = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{a_{rf}} \right]$

where a_{rf} is the R.F. attenuation

Since: $N' = k T_o B \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right],$

on a :

$$F_o = \frac{\frac{T}{T_o} - 1}{a_{rf}} \quad (8)$$

Lorsque la puissance fournie par le générateur de bruit est utilisée à la fois pour la fréquence du signal et pour la fréquence image, le facteur de bruit est égal à deux fois la puissance de bruit appliquée N' , soit :

$$F_o = \frac{[1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right]}{a_{rf}} \quad (9)$$

où :

$$r = \frac{\text{gain à la fréquence image}}{\text{gain à la fréquence du signal}} = 1$$

ce qui, exprimé en décibels, donne :

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} (1 + r) + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - a_{rf} \quad (10)$$

où a_{rf} est exprimé en décibels.

6.2 Méthode de l'atténuation F.I.

Régler la diode comme dans le paragraphe 6.1.

Dans cette méthode, placer un atténuateur F.I. dans le circuit (en général entre l'amplificateur principal et le préamplificateur, ce qui donne l'amplificateur indiqué dans la figure 8, page 30). On doit s'assurer d'une adaptation correcte de l'atténuateur F.I. dans le circuit.

La méthode est semblable à celle décrite dans le paragraphe 6.1 ; mais elle en diffère en ce que, lorsqu'on applique la puissance de la source de bruit à la diode en réglant l'atténuateur R.F. étaloné de façon à doubler la puissance de sortie, on règle l'atténuateur F.I. pour ramener le niveau de puissance en sortie lu sur l'indicateur à sa valeur d'origine.

Alors :

$$N_1 = \frac{N_2}{a_{if}}$$

où a_{if} est l'atténuation F.I.

On a donc :

$$F_o = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{a_{if} - 1} \right] \quad (11)$$

Si la puissance fournie par le générateur de bruit est utilisée à la fois pour la fréquence du signal et pour la fréquence image, on a :

$$F_o = [1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{a_{if} - 1} \right] \quad (12)$$

ce qui, exprimé en décibels, donne :

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} [1 + r] + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - 10 \log_{10} [a_{if} - 1] \quad (13)$$

où a_{if} est exprimé en décibels dans l'équation (13).

6.3 Méthode de la puissance de sortie

Régler la diode comme dans le paragraphe 6.1 et opérer de même, à la différence près qu'il n'est pas nécessaire de doubler la puissance de sortie. On peut avoir n'importe quel niveau de puissance

then:

$$F_o = \frac{\frac{T}{T_o} - 1}{a_{rf}} \quad (8)$$

When the noise source power is available at both signal and image frequencies, the noise figure will be equal to twice the applied noise power N' , i.e.:

$$F_o = \frac{[1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right]}{a_{rf}} \quad (9)$$

where:

$$r = \frac{\text{gain at image frequencies}}{\text{gain at signal frequencies}} = 1$$

which, expressed in decibels, becomes:

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} (1 + r) + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - a_{rf} \quad (10)$$

where a_{rf} is expressed in decibels.

6.2 I.F. attenuation method

The diode is fitted as in Sub-clause 6.1.

In this method, an I.F. attenuator is included in the circuit (usually between the main and pre-amplifier sections which make up the amplifier as shown in Figure 8, page 31). Care must be taken to ensure the correct match of the I.F. attenuator into the circuit.

The method is similar to that in Sub-clause 6.1 except that, when the power from the noise source is applied to the diode by adjustment of the calibrated R.F. attenuator so as to double the output power, the I.F. attenuator is adjusted to return the power output level shown on the indicator to its original value.

Hence:

$$N_1 = \frac{N_2}{a_{if}}$$

where a_{if} is the I.F. attenuation

Then:

$$F_o = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{a_{if} - 1} \right] \quad (11)$$

If the noise source power is available at both signal and image frequencies, then:

$$F_o = [1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{a_{if} - 1} \right] \quad (12)$$

which, expressed in decibels, gives:

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} [1 + r] + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - 10 \log_{10} [a_{if} - 1] \quad (13)$$

where a_{if} is expressed in decibels in equation (13).

6.3 Output power method

The diode is fitted as in Sub-clause 6.1 and the procedure is similar, except that the doubling of the power output is not required. Any suitable power levels may be shown on the indicator provided

sur l'indicateur, pourvu que le rapport des puissances de sortie indiqué N_2/N_1 soit mesuré dans la partie quadratique de la caractéristique du détecteur.

Dans ce cas, on peut utiliser directement l'équation (7).

Ainsi:

$$F_o = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right].$$

Si la puissance fournie par le générateur de bruit est utilisée à la fois pour la fréquence du signal et pour la fréquence image, on a alors:

$$F_o = [1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right],$$

ce qui exprimé, en décibels, donne:

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} [1 + r] + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - 10 \log_{10} \left[\frac{N_2}{N_1} - 1 \right]. \quad (14)$$

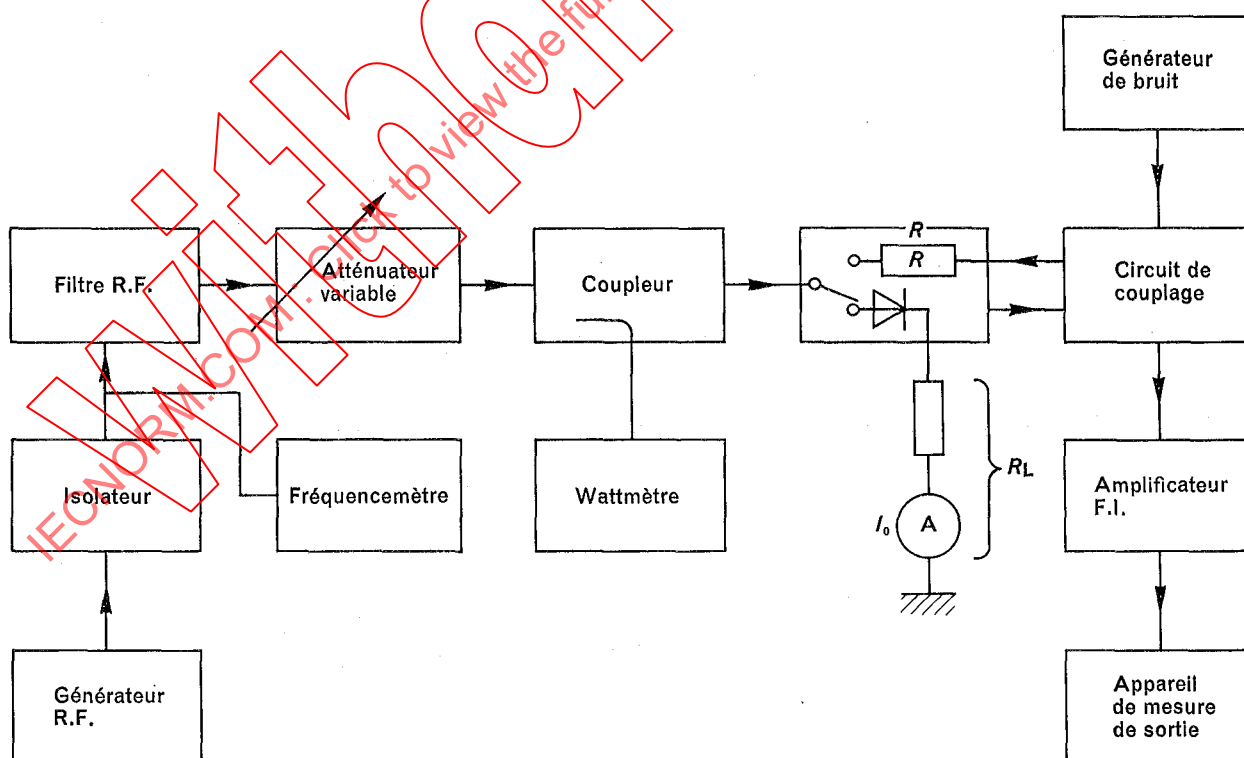
7. Rapport de température de bruit en sortie

7.1 Méthode de mesure directe

7.1.1 But

Mesurer le rapport de température de bruit en sortie d'une diode hyperfréquences dans des conditions spécifiées de fréquence et de polarisation.

7.1.2 Schéma



R = résistance de référence non inductive

FIGURE 9

that the indicated output power ratio N_2/N_1 is measurable within the square law part of the detector characteristic.

In this case, equation (7) may be used directly.

Thus:

$$F_o = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right]$$

If the noise source power is available at both signal and image frequencies, then:

$$F_o = [1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right],$$

which, expressed in decibels, gives:

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} [1 + r] + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - 10 \log_{10} \left[\frac{N_2}{N_1} - 1 \right] \quad (14)$$

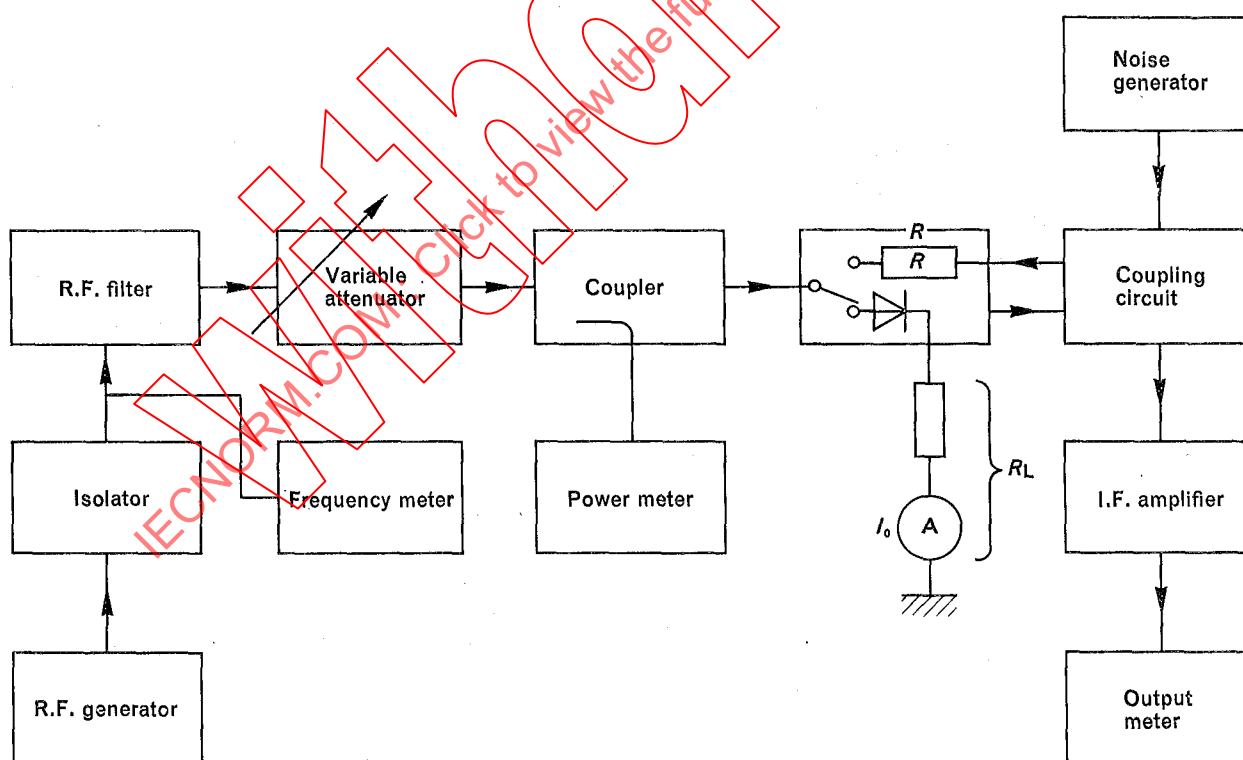
7. Output noise ratio

7.1 Direct measurement method

7.1.1 Purpose

To measure the output noise ratio of a microwave diode under specified conditions of frequency and bias.

7.1.2 Circuit diagram



520/78

R = non-inductive reference resistor

FIGURE 9

7.1.3 Description et exigences du circuit

Le filtre R.F. et le support de mesure de la diode doivent être conformes aux exigences données dans l'article 6. Si l'on désire une plus grande précision, on doit accorder le circuit de couplage pour chaque diode. Le circuit de couplage ne doit pas dissiper.

Le gain et la bande passante de l'amplificateur F.I. doivent être spécifiés. Le facteur de bruit de l'amplificateur doit être plus faible que la valeur de bruit en sortie prévue pour la diode en mesure.

La conductance de sortie du mélangeur doit être égale à celle de la diode en mesure. Par commodité, il est préférable de disposer d'un certain nombre de résistances de référence qui couvrent la gamme des impédances F.I. prévues pour les diodes en mesure; elles doivent être montées dans une position, physiquement et électriquement, équivalente à celle de la diode.

7.1.4 Exécution

Placer la diode dans un support de mesure spécifié, dans des conditions de fonctionnement spécifiées. Le bruit en sortie de la diode est appliqué à un amplificateur de caractéristiques connues, et mesuré sur un appareil en sortie. Ce bruit est comparé au bruit existant aux bornes d'une résistance de référence normalisée, mise dans le support à la place de la diode, les autres conditions demeurant inchangées.

On peut étalonner l'appareil de mesure de sortie en valeurs de rapport de température de bruit en sortie en utilisant plusieurs valeurs de courant de bruit données par la résistance de référence. On peut utiliser une diode thermoionique saturée à température limitée pour produire le courant de bruit.

Le rapport de température de bruit en sortie est donné par:

$$N_r = \frac{e I}{2 k g T_o} \left(\frac{N_2}{N_1} - 1 \right) + 1$$

où:

e = charge élémentaire ($1,6 \times 10^{-19}$ C)

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

I = courant d'anode moyen (continu) de la diode de bruit (A)

T_o = température de bruit de référence (K)

g = conductance de sortie F.I. du mélangeur (généralement exprimée en siemens)

N_2 = valeur indiquée en sortie avec la diode à l'entrée

N_1 = valeur indiquée en sortie avec la résistance de référence à l'entrée

Si $N_2 = 2 N_1$:

$$N_r = \frac{e I}{2 k g T_o} + 1$$

7.2 Valeur calculée

Comme la valeur mesurée, indiquée au paragraphe 7.1, dépend d'exigences précises du circuit de mesure, il est quelquefois plus précis de déduire le rapport de température de bruit en sortie (N_r) des mesures de facteur de bruit total (F_o) et de perte de conversion (L_c), à condition d'avoir mesuré cette dernière et, dans ce cas:

$$N_r = \frac{F_o}{L_c} - F_{if} + 1$$

où F_{if} est le facteur de bruit de l'amplificateur F.I.

7.1.3 Circuit description and requirements

The R.F. filter and diode measurement mount must conform to the requirements given in Clause 6. If more accuracy is required, means should be provided to tune the coupling circuit for each individual diode. The coupling circuit shall be non-dissipative.

The gain and bandwidth of the I.F. amplifier shall be specified. The noise factor of the amplifier must be lower than the expected noise output value of the diode being measured.

The output conductance of the mixer shall be equal to that of the diode being measured. For convenience, a number of reference resistors (covering the I.F. impedance range expected of the diodes under measurement) shall be available; they shall be mounted in a position which is physically and electrically equivalent to that of the diode.

7.1.4 Measurement procedure

The diode is mounted in a specified measurement mount, under specified operating conditions. The noise output from the diode is applied to the amplifier having known characteristics and measured in the output meter. This noise is compared with the injected noise developed across the reference standard resistor mounted in the measuring mount in place of the diode, all other conditions remaining the same.

The output meter may be calibrated in terms of output noise ratio by applying various values of noise current through the reference standard resistor. A temperature-limited saturated thermoionic diode may be used to generate the noise current.

The output noise ratio is given by:

$$N_r = \frac{e I}{2 k g T_o} \left(\frac{N_2}{N_1} - 1 \right) + 1$$

where:

e = elementary charge (1.6×10^{-19} C)

k = Boltzmann constant (1.38×10^{-23} J K⁻¹)

I = average (d.c.) anode current of noise diode (A)

T_o = reference noise temperature (K)

g = mixer I.F. output conductance (usually expressed in siemens or ohms of its reciprocal)

N_2 = indicated output with diode input

N_1 = indicated output with reference resistor input

If $N_2 = 2 N_1$:

$$N_r = \frac{e I}{2 k g T_o} + 1$$

7.2 Calculated value

As the measured value, as given in Sub-clause 7.1, is so dependent on stringent measurement circuit requirements, it is sometimes more accurate to derive the output noise ratio (N_r) from the measurements of overall noise factor (F_o) and conversion loss (L_c), provided the latter has been measured, in which case:

$$N_r = \frac{F_o}{L_c} - F_{if} + 1$$

where F_{if} is the noise factor of I.F. amplifier.

8. Perte de conversion

But

Mesurer la perte de conversion d'une diode hyperfréquences dans des conditions spécifiées.

8.1 Méthode par accroissement en continu

8.1.1 Schéma

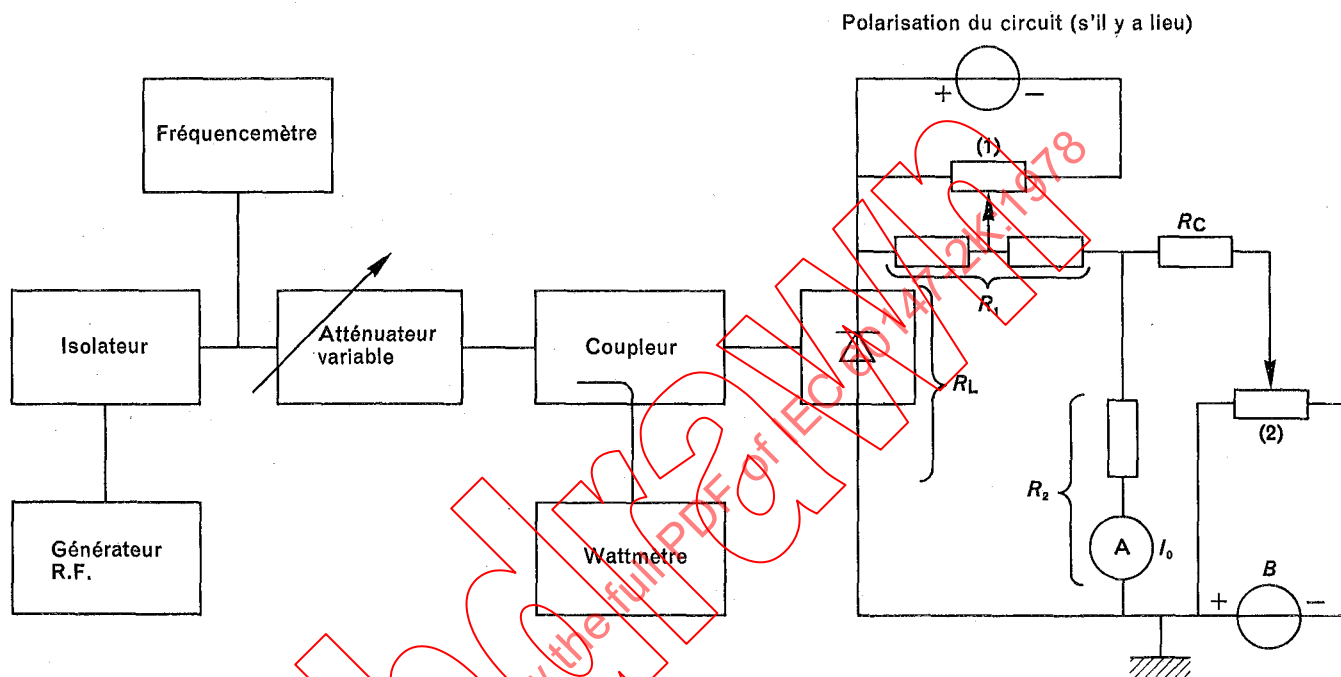


FIGURE 10

8.1.2 Description et exigences du circuit

$R_L = R_1 + R_2 =$ résistance de charge F.I. spécifiée

$R_1 =$ résistance de charge en continu spécifiée

Le wattmètre hyperfréquences et l'ampèremètre utilisé pour lire le courant redressé (I_0) doivent pouvoir indiquer de faibles variations avec précision. On peut aussi utiliser un atténuateur variable de précision pour provoquer une variation connue de la puissance hyperfréquences.

R_c doit être supérieure à 100 k Ω . On peut aussi substituer à l'ensemble résistance-pile-potentiomètre N° 2 une source de courant constant régulée électroniquement. La résistance entre le mélangeur et le curseur du potentiomètre N° 1 doit être très inférieure à R_1 .

8.1.3 Précautions à prendre

Aucune précaution spéciale.

8.1.4 Exécution

Placer la diode dans le circuit de mesure indiqué dans la figure 10 et la faire fonctionner dans les conditions spécifiées. Appliquer à la diode un faible niveau connu de puissance hyperfréquences (P). Ajuster le potentiomètre N° 2 de façon que le courant fourni par la source continue (B) compense exactement le courant redressé (I_0). Faire varier la puissance hyperfréquences appliquée d'une faible quantité (ΔP) et mesurer la petite variation correspondante du courant redressé (ΔI_0).

8. Conversion loss

Purpose

To measure the conversion loss of a microwave diode under specified conditions.

8.1 D.C. incremental method

8.1.1 Circuit diagram

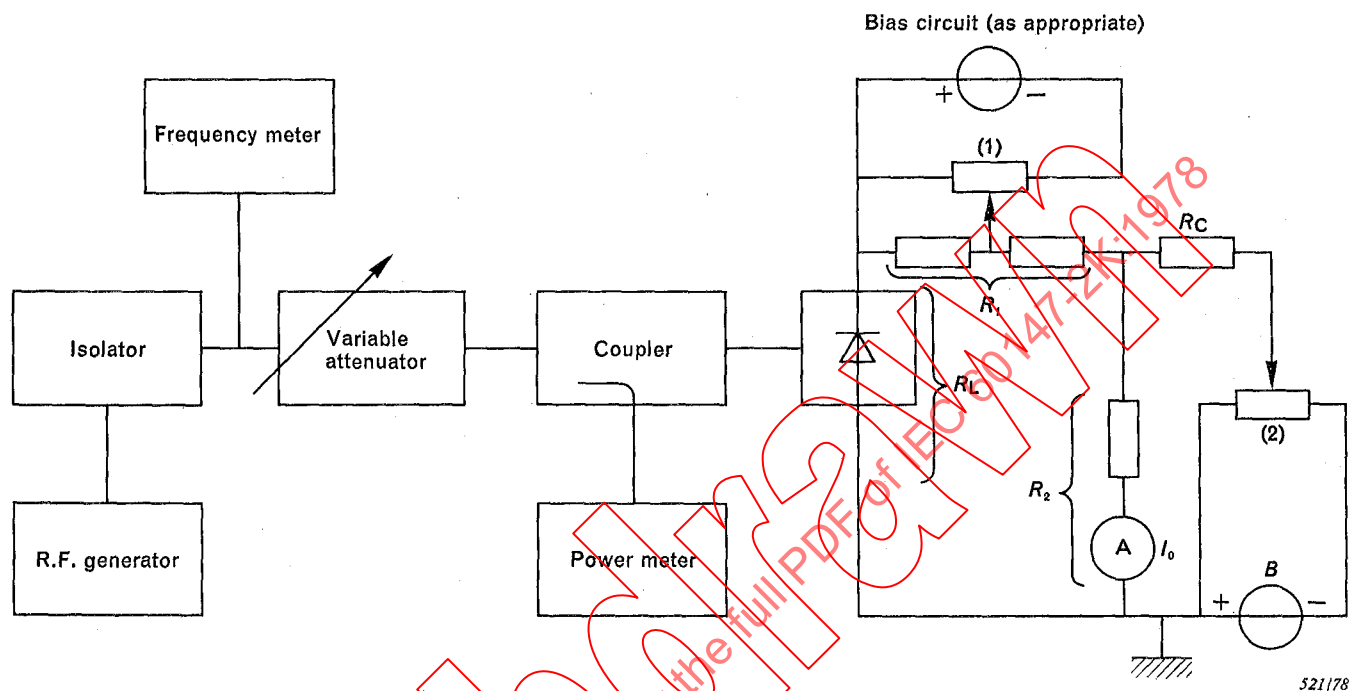


FIGURE 10

8.1.2 Circuit description and requirements

$R_L = R_1 + R_2 =$ specified I.F. load resistance

$R_1 =$ specified d.c. load resistance

Both the microwave power meter and the ammeter used to read the rectified current (I_0) must be capable of accurate indication of small changes. Alternatively, a calibrated variable attenuator may be used to produce an accurately known change of microwave power.

R_0 must be larger than about 100 k Ω . Alternatively, an electronically regulated constant-current source may be substituted for this resistor, the battery, and potentiometer 2. The resistance between the mixer and the tap of potentiometer 1 is much lower than R_1 .

8.1.3 Precautions to be observed

No special precautions.

8.1.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in Figure 10 and operated under specified conditions. A known low level of microwave power (P) is applied to the diode. The potentiometer (2) is adjusted so that the current supplied from the d.c. source (B) reduces the indicated rectified current (I_0) to zero. The applied microwave power is then changed by a small amount (ΔP) and the resulting small change in rectified current (ΔI_0) is measured.

La perte de conversion peut alors se déduire de l'expression :

$$L_c = \frac{2}{P_o R_L^2 \frac{1}{Z_{if}} \left[\frac{\Delta I_0}{\Delta P} \right]^2 \left[\frac{1}{R_L} + \frac{1}{Z_{if}} \right]^2}$$

où :

ΔP = faible variation de la puissance hyperfréquences

ΔI_0 = variation correspondante du courant redressé

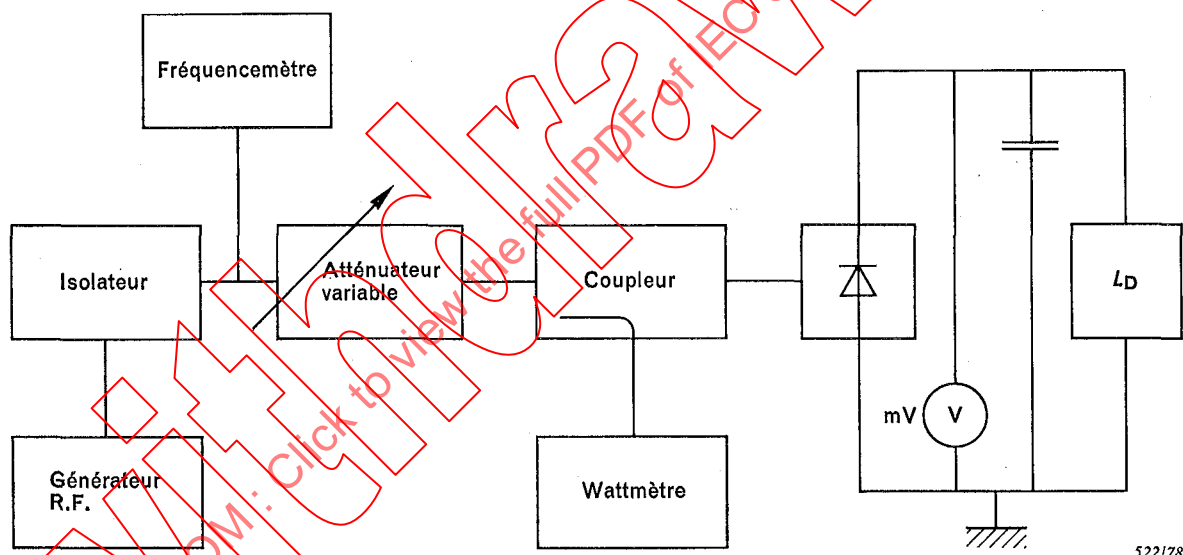
P_o = puissance moyenne $P + \frac{\Delta P}{2}$

Z_{if} = impédance F.I. d'une diode normalisée

La méthode par accroissement en continu n'est pas directement adaptée à un essai rapide de production, mais on l'utilise pour un étalonnage absolu de diodes normalisées. Celles-ci peuvent alors être utilisées pour étalonner la méthode par modulation d'amplitude (paragraphe 8.2).

8.2 Méthode par modulation d'amplitude

8.2.1 Schéma



L_D = circuit de la diode fournissant le courant continu et les impédances à la fréquence de modulation spécifiés

FIGURE 11

8.2.2 Description et exigences du circuit

R_L est la résistance en continu de la charge destinée à satisfaire aux exigences suivantes :

$$\frac{R_L}{2} < Z_{if} < 2 R_L$$

(cette approximation conduit à une erreur inférieure à 0,5 dB).

Le modulateur peut être réalisé à l'aide d'un atténuateur variable entraîné par une diode PIN. Il peut être remplacé par une modulation directe du générateur, mais dans ce cas on peut rencontrer quelques difficultés, car il est essentiel d'indiquer avec précision la valeur du taux de modulation. Il peut être nécessaire de régler les sources de polarisation.

8.2.3 Précaution: Le coefficient de modulation ne doit pas être supérieur à 10%.

The conversion loss is then derived from the expression:

$$L_c = \frac{2}{P_o R_L^2 \frac{1}{Z_{if}} \left[\frac{\Delta I_0}{\Delta P} \right]^2 \left[\frac{1}{R_L} + \frac{1}{Z_{if}} \right]^2}$$

where:

ΔP = small change in microwave power

ΔI_0 = corresponding change in rectified current

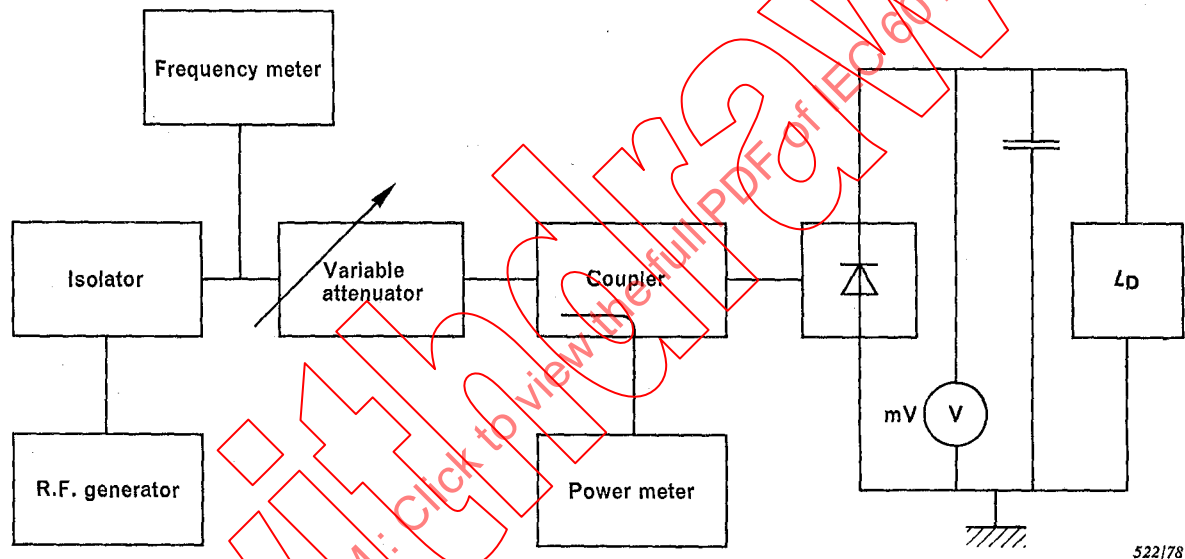
P_o = average power $P + \frac{\Delta P}{2}$

Z_{if} = I.F. impedance of standard diode

The d.c. incremental method is not readily adapted for rapid production testing, but it is used mainly to establish an absolute calibration of standard diodes. These standard diodes may then be used to calibrate the amplitude modulation method (Sub-clause 8.2).

8.2 Amplitude modulation method

8.2.1 Circuit diagram



522/78

L_D = diode circuit providing d.c. and modulation frequency impedances as specified

FIGURE 11

8.2.2 Circuit description and requirements

R_L is the d.c. load resistance to comply with the following requirements:

$$\frac{R_L}{2} < Z_{if} < 2 R_L$$

(this approximation leads to an error smaller than 0.5 dB).

The modulator may be realized by means of an adjustable attenuator driven by a PIN diode. It may be replaced by a direct modulation of the signal source, but in this case, as an accurate assessment of the value of the modulation coefficient is essential, some difficulties may be encountered. The bias supplies may need adjustment.

8.2.3 Precaution: Modulation coefficient is not more than 10%.

8.2.4 Exécution

Placer la diode dans le circuit comme l'indique la figure 11, page 42, où elle fonctionne dans des conditions déterminées. La puissance hyperfréquences arrivant sur la diode est modulée en amplitude à basse fréquence, avec un taux de modulation déterminé. L'enveloppe de la modulation est détectée par la diode et une tension alternative apparaît aux bornes de la charge de la diode. Connaissant le taux de modulation et la puissance délivrée par le générateur, on peut déterminer la perte de conversion comme suit:

$$L_c = \frac{m^2 P R_L}{V^2}$$

où:

m = taux de modulation (inférieur à 10%)

P = puissance moyenne appliquée à la diode

R_L = résistance de charge de la diode

V = tension alternative basse fréquence aux bornes de R_L

Cette méthode peut être utilisée comme mesure absolue ou comme méthode relative de comparaison. Dans le cas de mesures relatives, on peut utiliser des diodes normalisées obtenues par la méthode d'accroissement en continu (paragraphe 8.1).

Comme m^2 , P et R_L sont des constantes du circuit de mesure, il n'y aura pas besoin d'indiquer leur valeur lorsqu'on fait des mesures relatives.

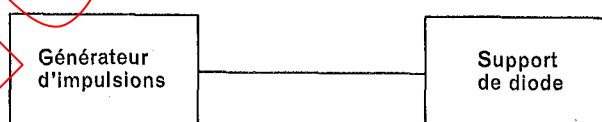
Cependant, si on utilise la méthode par modulation d'amplitude pour faire des mesures absolues, il est absolument nécessaire de mesurer exactement m , P et R_L .

9. Energie de destruction par surcharge

9.1 But

Déterminer la variation du bruit en sortie d'une diode hyperfréquences à la suite de l'application d'une énergie R.F. ou en impulsions.

9.2 Schéma



523/78

FIGURE 12

9.3 Description et exigences du circuit

Le générateur d'impulsions ou le générateur R.F. est adapté à la ligne de transmission reliée au support de mesure de la diode. La puissance ou l'énergie de l'impulsion spécifiée est la puissance ou l'énergie disponible à la ligne de transmission. La dissipation réelle dans la diode dépend de l'impédance de la ligne de transmission et de la géométrie du support de mesure, l'une et l'autre devant être spécifiées.

9.4 Précautions à prendre

Lorsqu'on utilise un interrupteur mécanique à contacts, on doit prendre soin que des variations possibles de la résistance de contact n'affectent pas la sévérité des conditions d'essai.

8.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in Figure 11, page 43, and operated under specified conditions. The microwave power incident upon the diode is modulated in amplitude at a specified low frequency by a specified amount. The modulation envelope is detected by the diode and an a.c. voltage developed across the diode load. Knowing the percentage of modulation and the signal source power, the conversion loss may be obtained from:

$$L_c = \frac{m^2 P R_L}{V^2}$$

where:

m = modulation coefficient (not more than 10%)

P = mean power on the diode

R_L = load resistance of the diode

V = low frequency a.c. voltage across R_L

This method may be used as an absolute measurement or as a relative comparison method. In the case of a relative assessment, standard diodes as obtained using the d.c. incremental method (Sub-clause 8.1) may be used.

As m^2 , P and R_L are constants of the measurement circuit, there will be no need to assess their value when making relative measurements.

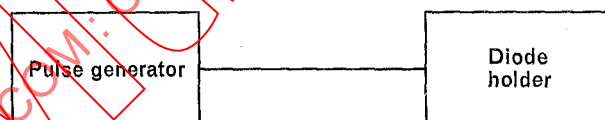
However, if the amplitude modulation method is used to obtain absolute measurements, it is essential to obtain an accurate measurement of m , P and R_L .

9. Burnout energy

9.1 Purpose

To determine the change in noise output of a microwave diode caused by application of R.F. or pulse energy.

9.2 Circuit diagram



523/78

FIGURE 12

9.3 Circuit description and requirements

The pulse or R.F. generator is matched to the transmission line connected to the diode measuring mount. The specified power or pulse energy is the power or energy available from the transmission line. The actual dissipation within the diode depends upon the transmission line impedance and upon the measuring mount geometry, both of which must be specified.

9.4 Precautions to be observed

Where mechanical switch contacts are used, care must be taken to ensure that possible variations in contact resistance do not affect the severity of the test conditions.

Si l'essai est effectué pour de faibles vitesses de répétition, inférieures à 200 Hz, il est recommandé d'utiliser comme interrupteur un relais à mercure.

9.5 Exécution

La diode est soumise à l'une des épreuves suivantes suivant le cas; après l'essai, mesurer la diode pour déterminer la variation du bruit en sortie produite.

9.5.1 Energie de destruction due à des impulsions répétées

La diode est soumise à un nombre d'impulsions spécifié ayant une durée spécifiée (plus courte que la constante de temps thermique de la jonction de la diode), un taux de répétition spécifié et une énergie spécifiée. La polarité de l'impulsion est celle qui correspond au sens du courant donnant l'effet le plus sévère.

9.5.2 Energie de destruction due à une seule impulsion

La diode est soumise à une impulsion ayant une énergie spécifiée et une durée spécifiée (plus courte que la constante de temps thermique de la jonction de la diode). Ou alors, le circuit engendrant l'impulsion peut comprendre un réseau de mise en forme de l'impulsion qui est chargé à une tension donnée (correspondant à la valeur requise de l'énergie), un contact avec la diode est réalisé de telle façon qu'un courant traverse la diode dans le sens qui donne l'effet le plus sévère.

9.5.3 Energie de destruction due à une onde entretenue ou à des impulsions R.F.

La diode est placée dans le support de mesure spécifié et fonctionne dans des conditions spécifiées. On applique la puissance spécifiée en régime entretenu ou en impulsions R.F. à la diode pendant une durée déterminée. Cette puissance doit être adaptée à l'entrée de la diode.