

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

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

RECOMMANDATION DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

(affiliated to the International Organization for Standardization — ISO)

IEC RECOMMENDATION

Publication 147-2F

Première édition — First edition

1974

Sixième 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

Sixth 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 Varembé
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**
Publié trimestriellement
- **Rapport d'activité de la CEI**
Publié annuellement
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement

Terminologie utilisée dans la présente publication

Seuls sont définis ici ou dans la Publication 147-0 de la CEI des termes spéciaux se rapportant à la présente publication.

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.

Symboles graphiques et littéraux

Seuls des symboles graphiques et littéraux spéciaux sont inclus dans la présente publication.

Le recueil complet des symboles graphiques approuvés par la CEI fait l'objet de la Publication 117 de la CEI.

Les symboles littéraux pour les dispositifs à semi-conducteurs et les microcircuits intégrés font l'objet de la Publication 148 de la CEI.

Les symboles littéraux et autres signes approuvés par la CEI font l'objet de la Publication 27 de la CEI.

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

Terminology used in this publication

Only special terms required for the purpose of this publication are defined herein or in IEC Publication 147-0.

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.

Graphical and letter symbols

Only special graphical and letter symbols are included in this publication.

The complete series of graphical symbols approved by the IEC is given in IEC Publication 117.

The letter symbols for semiconductor devices and integrated microcircuits are contained in IEC Publication 148.

Letter symbols and other signs approved by the IEC are contained in IEC Publication 27.

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

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

RECOMMANDATION DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

(affiliated to the International Organization for Standardization — ISO)

IEC RECOMMENDATION

Publication 147-2F

Première édition — First edition

1974

Sixième complément à la Publication 147-2 (1963)

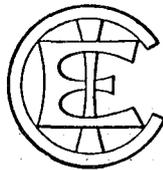
**Valeurs limites et caractéristiques essentielles des dispositifs à semiconducteurs
et principes généraux des méthodes de mesure**

Deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure

Sixth 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

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

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

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe
Genève, Suisse

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4

CHAPITRE I: DIODES À SEMICONDUCTEURS

SECTION QUATRE — DIODES TUNNEL

Articles

1. Caractéristiques courant-tension	8
1.1 Exigences de stabilité	8
1.2 Méthode pour faire apparaître la caractéristique complète tension-courant	10
1.3 Mesure des valeurs caractéristiques statiques	12
2. Capacité terminale au point de vallée	14
2.1 Introduction	14
2.2 Discussion	14
2.3 Exécution	16
3. Capacité de boîtier	18
4. Inductance série	18
4.1 Introduction	18
4.2 Principe de la méthode	18
4.3 Exécution	20
4.4 Précautions à prendre	24
5. Conductance négative	26
5.1 Introduction	26
5.2 Principe de la méthode	26
5.3 Exécution	28
6. Résistance série	28
6.1 Introduction	28
6.2 Mesure de la résistance série en courant continu	30
6.3 Mesure de la résistance série en hyperfréquences	32
7. Temps de commutation	36
Introduction	36
7.1 But	38
7.2 Schéma	38
7.3 Description et exigences du circuit	38
7.4 Exécution	42
7.5 Précautions à prendre	42
8. Facteur de bruit	44

SECTION CINQ — DIODES À CAPACITÉ VARIABLE

CAS DES DIODES VARACTORS	46
1. Mesures à l'aide d'une ligne de transmission	46
1.1 Théorie	46
1.2 Schéma	50
1.3 Description et exigences du circuit	52
1.4 Exécution	52
ANNEXE A — Méthode par transformation de la représentation de l'impédance	58
ANNEXE B	70

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5
 CHAPTER I: SEMICONDUCTOR DIODES SECTION FOUR — TUNNEL DIODES Clause	
1. Current-voltage characteristics	9
1.1 Requirements for stability	9
1.2 Method of displaying the complete voltage-current characteristic	11
1.3 Measurement of static characteristic values	13
2. Valley point terminal capacitance	15
2.1 Introduction	15
2.2 Discussion	15
2.3 Measurement procedure	17
3. Case capacitance	19
4. Series inductance	19
4.1 Introduction	19
4.2 Principle of the method	19
4.3 Measurement procedure	21
4.4 Precautions to be observed	25
5. Negative conductance	27
5.1 Introduction	27
5.2 Principle of the method	27
5.3 Measurement procedure	29
6. Series resistance	29
6.1 Introduction	29
6.2 Measurement for the direct current series resistance	31
6.3 Measurement for the series resistance at microwave frequencies	33
7. Switching time	37
Introduction	37
7.1 Purpose	39
7.2 Circuit diagram	39
7.3 Circuit description and requirements	39
7.4 Measurement procedure	43
7.5 Precautions to be observed	43
8. Noise factor	45
 SECTION FIVE — VARIABLE CAPACITANCE DIODES CASE OF VARACTOR DIODES	
1. Transmission line measurements	47
1.1 Theory	47
1.2 Circuit diagram	50
1.3 Circuit description and requirements	53
1.4 Measurement procedure	53
APPENDIX A — Transformed impedance method	59
APPENDIX B	71

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

SIXIÈME 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 sixième 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 diodes tunnel et des diodes varactors.

La section sur les diodes tunnel résulte des travaux qui ont débuté à Bad Kreuznach (1963) et qui se sont poursuivis à Philadelphie (1964) et à Padoue (1967). Le projet principal (à l'exclusion des articles 6 et 7), document 47(Bureau Central)203, a été soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois en septembre 1968.

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

Afrique du Sud (République d')	Italie
Australie	Japon
Belgique	Roumanie
Canada	Royaume-Uni
Danemark	Suède
Etats-Unis d'Amérique	Suisse
France	Tchécoslovaquie
Israël	Turquie

Les articles 6 et 7 sur les diodes tunnel résultent des discussions qui ont eu lieu à Padoue (1967) et à Leningrad (1969); deux projets, document 47(Bureau Central)326 pour l'article 6 et document 47(Bureau Central)327 pour l'article 7, ont été soumis à l'approbation des Comités nationaux suivant la Règle des Six Mois respectivement en juillet et août 1970.

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

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

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SIXTH 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 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. 47, Semiconductor Devices and Integrated Circuits.

It constitutes the sixth 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 tunnel diodes and varactor diodes.

The section on tunnel diodes results from the work started in Bad Kreuznach (1963) and continued in Philadelphia (1964) and Padua (1967). The main draft (except Clauses 6 and 7), document 47(Central Office)203, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in September 1968.

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

Australia	Japan
Belgium	Romania
Canada	South Africa (Republic of)
Czechoslovakia	Sweden
Denmark	Switzerland
France	Turkey
Israel	United Kingdom
Italy	United States of America

Clauses 6 and 7 on tunnel diodes result from discussions in Padua (1967) and in Leningrad (1969); two drafts, document 47(Central Office)326 for Clause 6 and document 47(Central Office)327 for Clause 7, were submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in July and August 1970 respectively.

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

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

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication de l'article 7:

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

La section sur les diodes varactors résulte des travaux qui ont débuté à Padoue (1967) et qui se sont poursuivis à Leningrad (1969). Un projet, document 47(Bureau Central)328, a été soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en août 1970.

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

Afrique du Sud (République d')	Italie
Allemagne	Pays-Bas
Australie	Royaume-Uni
Belgique	Suède
Canada	Suisse
Finlande	Tchécoslovaquie
France	Turquie
Israël	Union des Républiques Socialistes Soviétiques

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

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-2F:1974

The following countries voted explicitly in favour of publication of Clause 7:

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

The section on varactor diodes results from the work started in Padua (1967) and continued in Leningrad (1969). A draft, document 47(Central Office)328, was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in August 1970.

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

Australia	Italy
Belgium	Netherlands
Canada	South Africa (Republic of)
Czechoslovakia	Sweden
Finland	Switzerland
France	Turkey
Germany	Union of Soviet Socialist Republics
Israel	United Kingdom

The Japanese National Committee voted against publication of this draft.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2:1974

SIXIÈME COMPLÈMENT 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 QUATRE — DIODES TUNNEL

1. Caractéristiques courant-tension

1.1. Exigences de stabilité

Afin d'obtenir la caractéristique statique d'une diode tunnel dans sa région de résistance négative, la résistance négative doit être compensée par une résistance positive appropriée pour stabiliser l'ensemble du circuit. S'il n'en est pas ainsi, le dispositif oscillera, empêchant ainsi des mesures précises.



003174

FIG. 1. — Circuit équivalent.

Comme il est indiqué dans la figure 1, le circuit équivalent d'une diode tunnel est représenté par le circuit qui est à droite des bornes b-b'. On a exclu la capacité du boîtier parce qu'elle a un effet négligeable sur la condition de stabilité. A gauche des bornes a-a', on a la résistance extérieure R_p et son inductance parasite L_p qui doivent être connectées en parallèle avec la diode.

Quand les bornes a-a' sont connectées aux bornes b-b', la condition de stabilité de ce circuit est:

$$\frac{L \cdot g'_{\max}}{C'_1} < R < \frac{1}{g'_{\max}} \quad (1)$$

où:

$$R = R_p + r_s$$

$$L = L_p + L_s$$

g'_{\max} = conductance différentielle négative intrinsèque maximale

C'_1 = capacité intrinsèque au point d'inflexion (en pratique, C' peut être employé au lieu de C'_1)

SIXTH 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

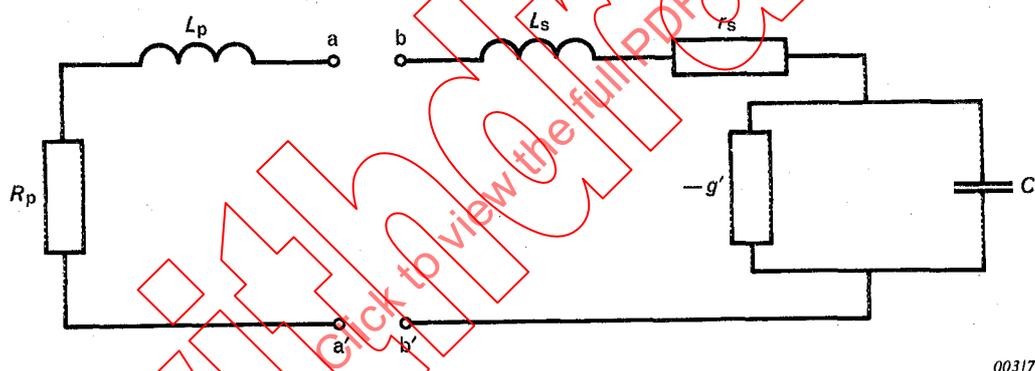
CHAPTER I: SEMICONDUCTOR DIODES

SECTION FOUR — TUNNEL DIODES

1. Current-voltage characteristics

1.1 Requirements for stability

In order to obtain the static characteristic of a tunnel diode in its negative resistance region, the negative resistance shall be compensated by appropriate positive resistance to stabilize the whole circuit. If this is not done, the device will oscillate, thus preventing accurate measurements.



003174

FIG. 1. — Equivalent circuit.

As shown in Figure 1, the equivalent circuit of a tunnel diode is represented by the circuit to the right of terminals b-b'. Case capacitance is excluded because it has a negligible effect on the stability condition. The left side of terminals a-a' shows external resistance R_p and its stray inductance L_p which are to be connected in parallel with the diode.

When terminals a-a' are connected to b-b', the condition for stability of this circuit is:

$$\frac{L \cdot g'_{\max}}{C'_I} < R < \frac{1}{g'_{\max}} \quad (1)$$

where:

$$R = R_p + r_s$$

$$L = L_p + L_s$$

g'_{\max} = intrinsic maximum negative differential conductance

C'_I = intrinsic inflection point capacitance (in practice, C' may be used instead of C'_I)

Pour satisfaire cette condition, l'inductance parasite L_p associée à R_p doit être très petite. Si cette condition est réalisée, le circuit de mesure comprenant la diode tunnel est stable.

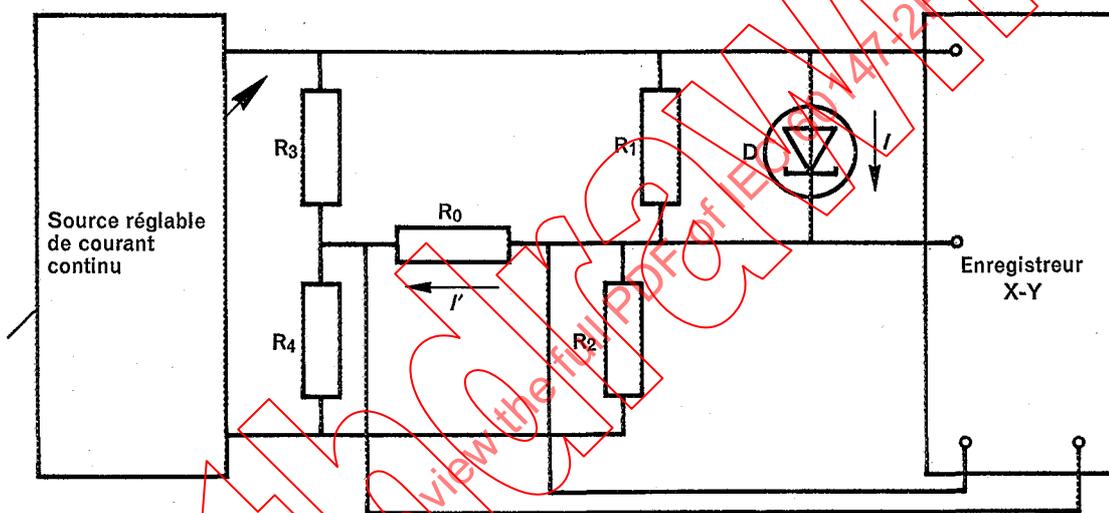
Pour certaines diodes, les conditions de l'équation (1) ne peuvent pas être réalisées et cette méthode d'essai n'est pas appropriée. Dans ce cas, les mesures des points de la courbe devront être effectuées comme il est indiqué au paragraphe 1.3 ci-après.

Comme résistance faiblement inductive, on peut employer une résistance formée par une pellicule métallique mince, tel qu'un alliage nickel-chrome, déposée sur un isolant; on peut aussi utiliser la résistance qu'offre la masse d'un semiconducteur, comme le germanium ou le silicium.

Quand on a besoin d'une résistance dépendant extrêmement peu de la température, on recommande l'utilisation d'un matériau à faible coefficient de température, tel que l'alliage de manganine.

1.2 *Méthode pour faire apparaître la caractéristique complète tension-courant*

La caractéristique complète tension-courant peut être représentée par un enregistreur X-Y, en utilisant le circuit de la figure 2.



004174

D = diode à mesurer

FIG. 2. — Circuit de mesure.

La résistance R_1 ne devra pas être inductive mais devra être montée aussi près que possible du support de la diode à mesurer; sa valeur devra être égale à la valeur calculée de R_p . Les inductances parasites des autres éléments du réseau résistif ne sont pas spécialement critiques, mais devront être faibles.

L'enregistreur X-Y devra avoir des entrées à haute impédance; on s'arrangera pour représenter la tension aux bornes de la diode sur un axe et la chute de tension aux bornes de la résistance R_0 sur l'autre axe.

L'ensemble des résistances devra être réalisé pour obtenir la condition:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}$$

Dans ce cas, le courant I traversant la diode tunnel devient:

$$I = kI' \tag{2}$$

où:

$$k = \frac{R_4 + R_2 + R_0(1 + R_2/R_1)}{R_2} \tag{3}$$

To satisfy this condition, the stray inductance L_p accompanying R_p shall be quite small. Under this condition, the measurement circuit including the tunnel diode is stable.

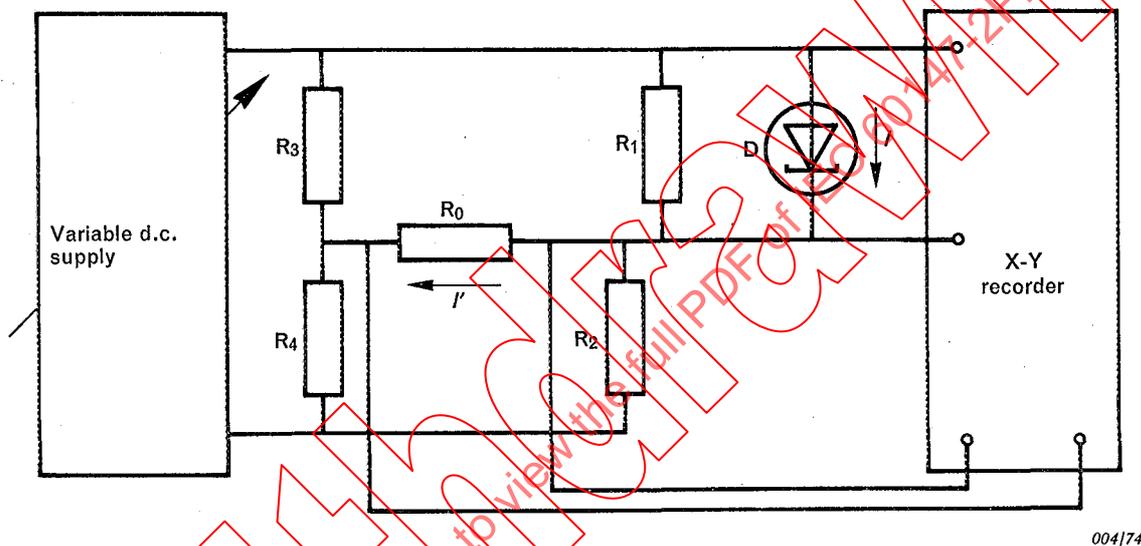
For certain diodes, the conditions of equation (1) cannot be met and this method of test is inappropriate. In this case, the measurements of the points of the curve should be made as given in the following Sub-clause 1.3.

As a low inductive resistance, a thin metallic film resistor such as nickel-chrome alloy deposited on an insulator may be used; the bulk resistance of a semiconductor material, such as germanium or silicon, may also be used.

When an extremely low temperature-dependent resistor is needed, the use of a low temperature coefficient material, such as manganin alloy, is recommended.

1.2 Method of displaying the complete voltage-current characteristic

The complete voltage-current characteristic can be displayed on an X-Y recorder using the circuit of Figure 2.



004/74

D = diode being measured

FIG. 2. — Measurement circuit.

Resistor R_1 should be non-inductive and should be mounted as close to the socket of the device under test as possible; its value should be equal to the calculated value R_p . Stray inductances in the remainder of the resistive network are not especially critical, but they should be low.

The X-Y recorder should have high impedance inputs and should be arranged to display the terminal voltage of the diode on one axis and the voltage drop across resistor R_0 on the other axis.

The resistive network should be adjusted to obtain the condition :

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}$$

In this case, current I through the tunnel diode becomes:

$$I = kI' \tag{2}$$

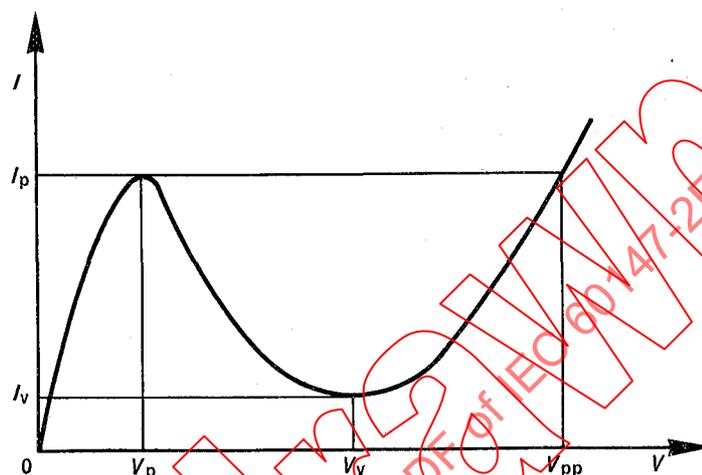
where:

$$k = \frac{R_4 + R_2 + R_0 (1 + R_2/R_1)}{R_2} \tag{3}$$

La valeur de R_2 est choisie normalement supérieure à R_1 , de façon à réduire la dissipation de puissance totale. R_0 devra être petite, mais assez grande pour provoquer une déviation suffisante sur l'enregistreur. On détermine la valeur de R_4 à partir de l'équation (3), de façon à donner à k une valeur convenable.

On augmente la tension d'alimentation de façon à tracer la courbe sur l'enregistreur, comme le montre la figure 3.

La lecture des coordonnées de la courbe permet de déterminer les valeurs suivantes: courant de pic, tension de pic, tension isohypse, courant de vallée, tension de vallée, tension inverse.

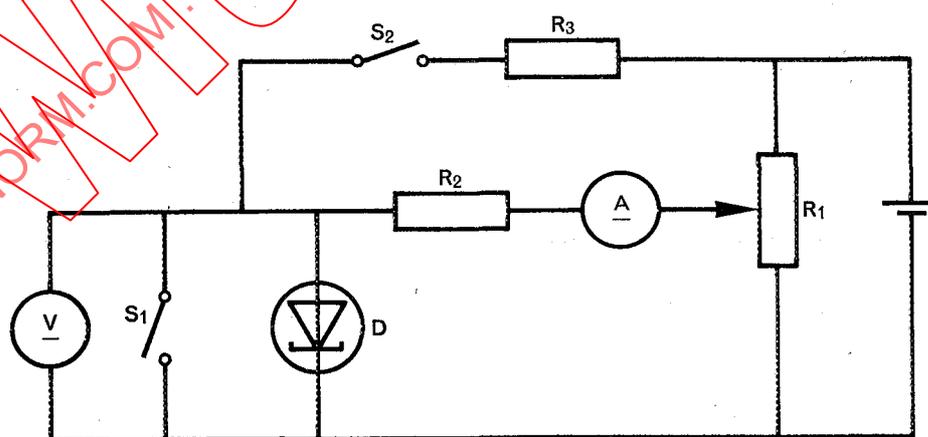


005174

FIG. 3. — Courbe caractéristique typique d'une diode tunnel.

1.3 Mesure des valeurs caractéristiques statiques

Les valeurs caractéristiques statiques peuvent être mesurées dans le circuit représenté par la figure 4. La valeur de R_2 devra être grande par rapport à $\left| \frac{1}{g'} \right|$; R_3 est une résistance limitant le courant. Les interrupteurs S_1 et S_2 sont ouverts, sauf indication contraire. Le circuit de mesure peut être très sensible au bruit induit et, pour cette raison, ce circuit devra être convenablement blindé.



006174

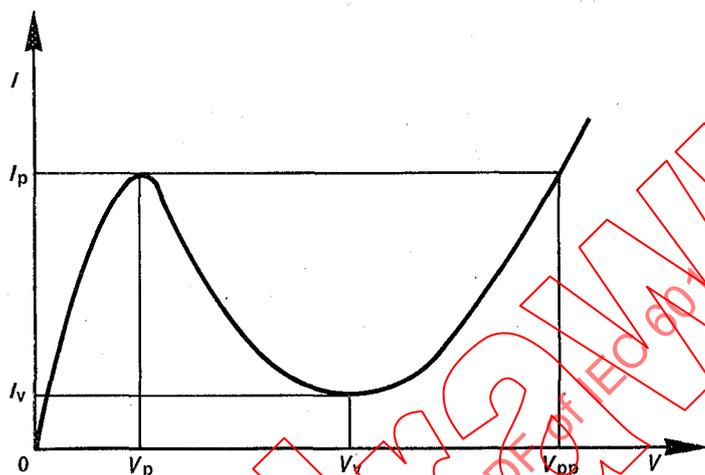
D = diode à mesurer
V = voltmètre à haute impédance

FIG. 4. — Circuit fondamental pour la mesure des caractéristiques statiques.

The value of R_2 is normally chosen larger than R_1 to reduce over-all power dissipation. R_0 should be small, but large enough to give a suitable deflection on the recorder. The value of R_4 is chosen from equation (3), in order to provide a suitable value of k .

The supply voltage is increased so that the curve is displayed on the recorder, as shown in Figure 3.

Reading the co-ordinates of the curve permits the determination of the following values: peak point current, peak point voltage, projected peak point voltage, valley point current, valley point voltage, reverse voltage.

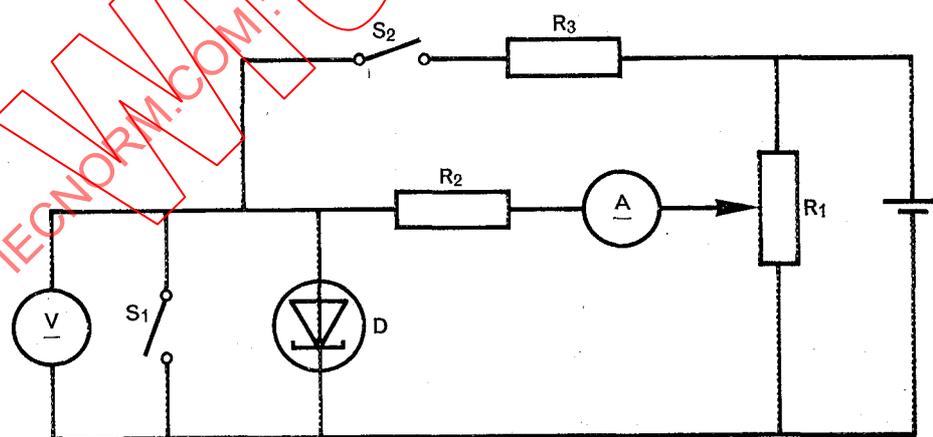


005174

FIG. 3. — Typical characteristic curve of a tunnel diode.

1.3 Measurement of static characteristic values

The static characteristic values can be measured in the circuit given in Figure 4. The value of R_2 should be large compared to $\left| \frac{1}{g} \right|$; R_3 is a current-limiting resistor. Switches S_1 and S_2 are open, unless otherwise specified. The measurement circuit may be very sensitive to the induced noise and, therefore, should be adequately screened.



006174

D = diode being measured
V = high-impedance voltmeter

FIG. 4. — Basic circuit for the measurement of static characteristic values:

1.3.1 Courant de pic I_p

On augmente le courant dans la diode depuis zéro en réglant la résistance R_1 jusqu'à ce que la diode commute de son état basse tension à son état haute tension. Le courant de pic est la valeur indiquée immédiatement avant ce changement d'état. En fermant l'interrupteur S_1 , on peut ramener la diode à son état basse tension; on peut répéter le mode opératoire pour obtenir un résultat précis.

1.3.2 Tension de pic V_p

On peut la mesurer par la méthode décrite au paragraphe 1.3.1, la tension correspondant au courant de pic étant mesurée sur le voltmètre V.

1.3.3 Tension isohypse V_{pp}

On augmente le courant dans la diode au-delà du courant de vallée en réglant la valeur de la résistance R_1 jusqu'à ce qu'on atteigne le courant de pic. La tension au point isohypse est lue sur le voltmètre V.

1.3.4 Courant de vallée I_v

En fermant temporairement l'interrupteur S_2 , on augmente le courant traversant la diode tunnel jusqu'à ce que la diode commute à son état haute tension. On réduit alors progressivement le courant par réglage de la résistance R_1 jusqu'à ce que le courant de la diode ait atteint sa valeur minimale. Cette valeur est le courant de vallée.

1.3.5 Tension de vallée V_v

On peut la mesurer avec la méthode décrite au paragraphe 1.3.4. La tension correspondant au point de vallée est lue sur le voltmètre V.

1.3.6 Tension inverse

On peut mesurer la tension inverse dans le circuit de la figure 4, page 12, si la diode tunnel est connectée en sens inverse.

La tension inverse est mesurée par le voltmètre V quand le courant inverse dans la diode est réglé à la valeur spécifiée.

2. Capacité terminale au point de vallée

2.1 Introduction

La capacité aux bornes d'une diode tunnel est mesurée normalement au point de vallée, ce qui donne le résultat le plus précis à cause de la faible conductance de la diode en ce point. La capacité mesurée est la capacité aux bornes ou totale, et non la capacité de la jonction. La méthode décrite utilise un pont d'admittance ordinaire.

2.2 Discussion

On donne, dans la figure 5, page 16, un circuit équivalent de la diode tunnel, comprenant la capacité du boîtier C_s .

La capacité C aux bornes est donnée par:

$$C = C_s + C' \frac{1 - \frac{g'^2 L_s}{C'} - \omega^2 L_s C'}{(1 - \omega^2 L_s C' - g' r_s)^2 + (\omega L_s g')^2 \left(1 - \frac{r_s C'}{L_s g'}\right)^2} \quad (4)$$

1.3.1 Peak point current I_p

The current through the diode is increased from zero by adjustment of resistor R_1 until the diode switches from its low-voltage state to its high-voltage state. The peak point current is the value indicated immediately prior to this change of state. By closing switch S_1 , the diode may be reset to its low-voltage state, and the procedure may be repeated to obtain an accurate result.

1.3.2 Peak point voltage V_p

This can be measured by the method described in Sub-clause 1.3.1, the voltage corresponding to the peak current being measured on voltmeter V .

1.3.3 Projected peak point voltage V_{pp}

The current through the diode is increased beyond the valley point current by adjustment of resistor R_1 until the peak point current is reached. The voltage at the projected peak point is read on voltmeter V .

1.3.4 Valley point current I_v

By temporarily closing switch S_2 , the current in the tunnel diode is increased until the diode switches to its high-voltage state. The current is then reduced gradually by adjustment of R_1 until the diode current reaches its minimum value. This value is the valley point current.

1.3.5 Valley point voltage V_v

This can be measured by the method described in Sub-clause 1.3.4. The voltage corresponding to the valley point is read on voltmeter V .

1.3.6 Reverse voltage

Reverse voltage can be measured in the circuit of Figure 4, page 13, if the tunnel diode is reversed.

The reverse voltage is measured on voltmeter V when the reverse current through the diode is set to the specified value.

2. Valley point terminal capacitance

2.1 Introduction

The terminal capacitance of a tunnel diode is normally measured at the valley point, since this gives the most accurate result because of the low conductance of the diode at this point. The capacitance which is measured is the total, or terminal, capacitance and not the junction capacitance. The method described utilizes an ordinary admittance bridge.

2.2 Discussion

An equivalent circuit of a tunnel diode, including case capacitance C_s , is shown in Figure 5, page 17.

The terminal capacitance C is given by:

$$C = C_s + C' \frac{1 - \frac{g'^2 L_s}{C'} - \omega^2 L_s C'}{(1 - \omega^2 L_s C' - g' r_s)^2 + (\omega L_s g')^2 \left(1 - \frac{r_s C'}{L_s g'}\right)^2} \quad (4)$$

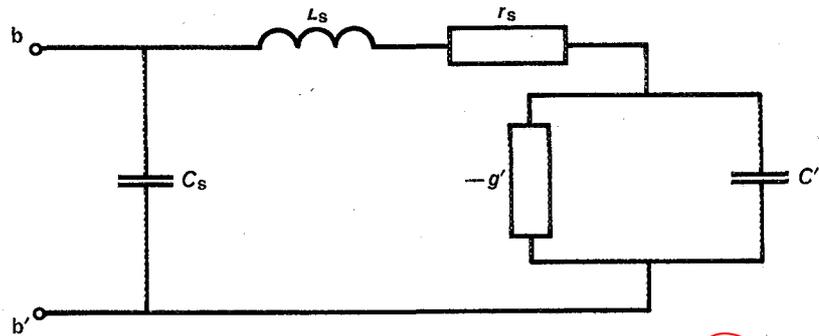


FIG. 5. — Circuit équivalent d'une diode tunnel.

Quand la polarisation est réglée de telle façon qu'on ait:

$$g' = 0 \tag{5}$$

et que la fréquence est choisie pour satisfaire les conditions suivantes:

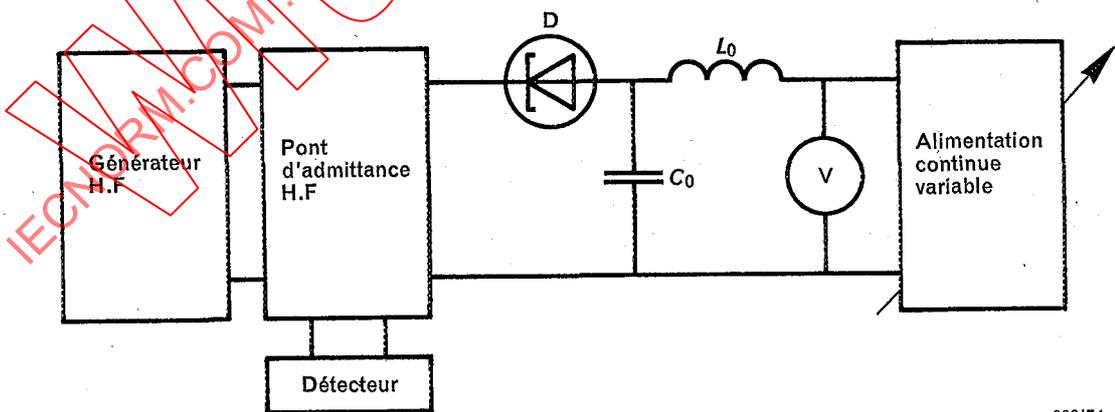
$$\begin{cases} \omega^2 L_s C' \ll 1 \\ \omega^2 r_s^2 C'^2 \ll 1 \end{cases} \tag{6}$$

alors:

$$C = C_s + C' \tag{7}$$

2.3 Exécution

Le principe de mesure est indiqué sur la figure 6.



D = diode à mesurer

FIG. 6. — Principe de mesure de la capacité aux bornes.

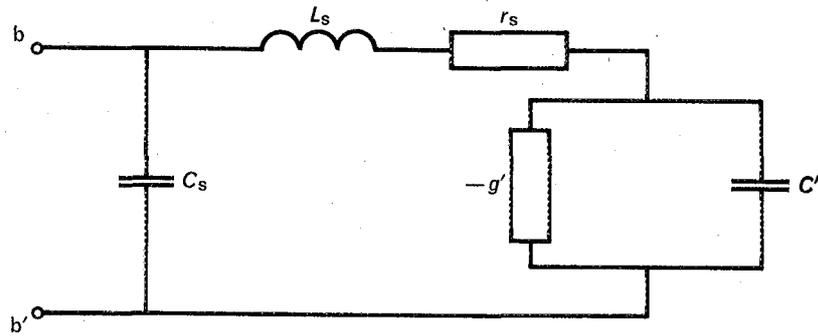


FIG. 5. — Equivalent circuit of a tunnel diode.

When the bias is adjusted such that:

$$g' = 0 \tag{5}$$

and the frequency is chosen to satisfy the following conditions:

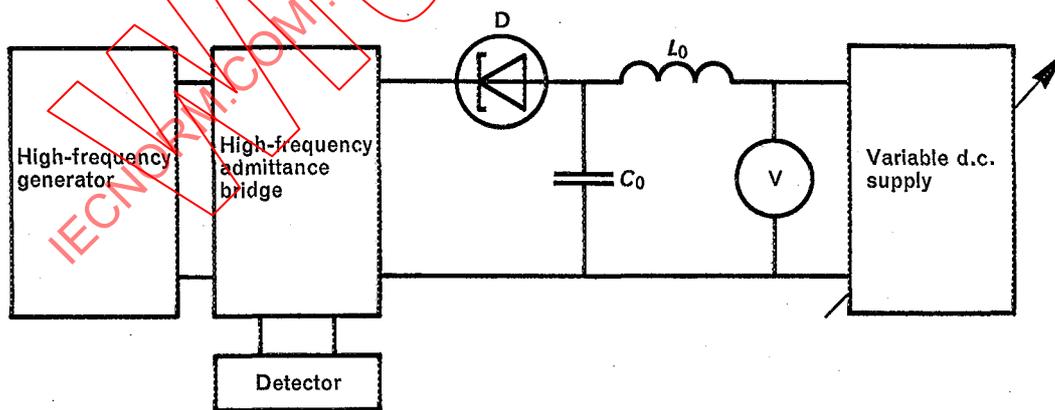
$$\begin{cases} \omega^2 L_s C' \ll 1 \\ \omega^2 r_s^2 C'^2 \ll 1 \end{cases} \tag{6}$$

then:

$$C = C_s + C' \tag{7}$$

2.3 Measurement procedure

The measurement arrangement is shown in Figure 6.



D = diode being measured

FIG. 6. — Measurement arrangement for terminal capacitance.

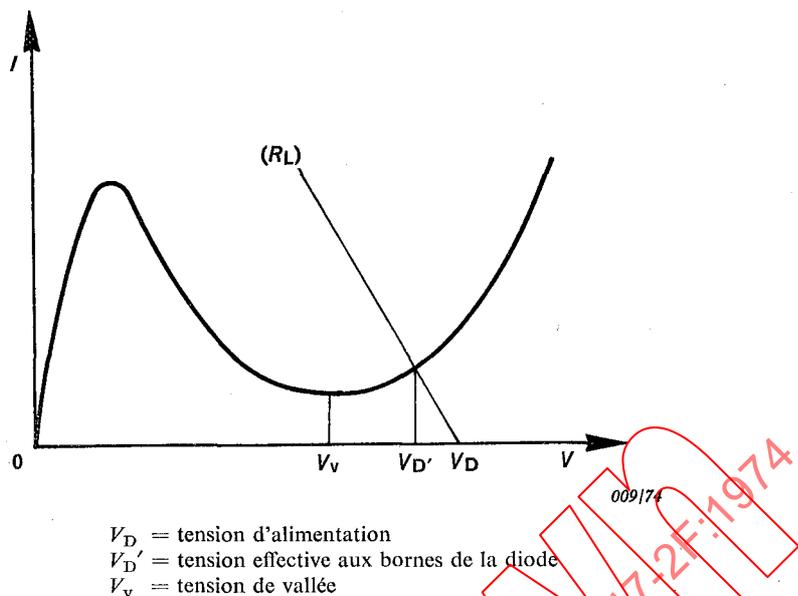


FIG. 7. — Caractéristique d'une diode tunnel comprenant la diode de charge.

Dans ce circuit, l'inductance L_0 et la capacité C_0 forment un filtre passe-bas. On applique la tension de polarisation à la diode par l'intermédiaire de L_0 . La résistance R_L , offerte à la diode par le pont devra être choisie de façon que $R_L < \left| \frac{1}{g_{\max}} \right|$. La droite de charge coupe alors la caractéristique courant-tension en un point unique comme l'indique la figure 7.

On applique une tension $V_D > V_v$ et on la diminue jusqu'à ce que la conductance g' s'annule. On mesure la capacité de la diode pour cette polarisation. Pour la gamme des fréquences de mesure, on choisit 0,5 MHz à 10 MHz afin de satisfaire la condition (6).

3. Capacité de boîtier

La capacité parasite ou de boîtier due à l'encapsulation ne peut être déterminée qu'en mesurant la capacité aux bornes d'une diode dont la jonction a été détruite.

4. Inductance série

4.1 Introduction

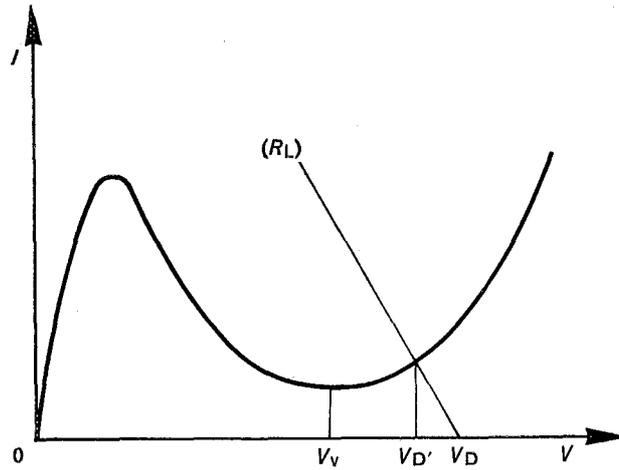
La valeur de l'inductance série L_s doit être extrêmement faible; donc, pour obtenir une valeur distincte de celle des autres éléments parasites, il est nécessaire d'utiliser une fréquence dans la gamme des hyperfréquences.

La méthode décrite ci-dessous utilise le principe d'un circuit résonant qui comprend la diode tunnel polarisée à sa tension de vallée.

La valeur de l'inductance série d'une diode tunnel dépend beaucoup de la forme de l'encapsulation, de la construction interne et surtout du circuit de mesure. On donne ci-dessous une méthode de mesure pour un type particulier de diode tunnel. D'autres méthodes peuvent être nécessaires pour des types différents.

4.2 Principe de la méthode

On indique sur la figure 5, page 16, le circuit équivalent d'une diode tunnel en petits signaux et en haute fréquence.



V_D = supply voltage
 $V_{D'}$ = effective voltage across the diode
 V_v = valley point voltage

FIG. 7. — Tunnel diode characteristic including load line.

In this circuit, inductance L_0 and capacitance C_0 form a low-pass filter. Bias voltage is applied to the diode through L_0 . The resistance R_L presented to the diode by the bridge should be chosen so that $R_L < \left| \frac{1}{g'_{\max}} \right|$. The load line will then intersect the current-voltage characteristic at a single point as shown in Figure 7.

The voltage $V_{D'} > V_v$ is applied and decreased until the measured conductance g' becomes zero. The terminal capacitance of the diode is measured at this bias. As a range of measuring frequencies, 0.5 MHz to 10 MHz is chosen in order to satisfy condition (6).

3. Case capacitance

The parasitic or case capacitance due to the encapsulation can only be determined by measuring the capacitance at the terminals of a diode which has a burnt out junction.

4. Series inductance

4.1 Introduction

The value of series inductance L_s will be extremely small; hence, in order to obtain a value separate from other parasitic elements, it is necessary to use a microwave frequency.

The method described below utilizes the principle of a resonant circuit which incorporates the tunnel diode biased to its valley voltage.

The value of the series inductance of a tunnel diode is critically dependent on the shape of the encapsulation, on the internal construction and especially on the measurement circuit. A method of measurement for a particular type of tunnel diode is given below. Alternative methods may be necessary for other types.

4.2 Principle of the method

A small-signal high-frequency equivalent circuit of a tunnel diode is shown in Figure 5, page 17.

Quand la tension de vallée est appliquée à la diode, la conductance de la jonction g' s'annule et le circuit équivalent de la diode est alors comme celui indiqué sur la figure 8. Son admittance terminale est alors:

$$Y = j\omega C_s + \frac{r_s + j \frac{1}{\omega C'} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{r_s^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} \quad (8)$$

où ω_0 est la fréquence de résonance propre à la tension de vallée

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C'}} \quad (9)$$

Dans l'équation (8), r_s est en général très petite et peut être négligée, sauf au voisinage de ω_0 . L'équation (8) devient alors:

$$Y = j \left(\omega C_s + \frac{\omega C'}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \right) \quad (10)$$

Si on mesure l'admittance Y de la diode, on peut l'exprimer sous forme d'une capacité apparente C_a en écrivant:

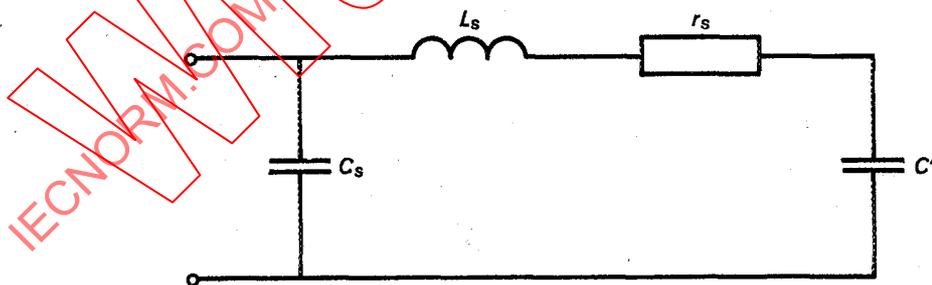
$$Y = j\omega C_a \quad (11)$$

On tire alors de l'équation (10):

$$\frac{1}{C_a - C_s} = \frac{1}{C'} \left(1 - \frac{f^2}{f_0^2}\right) \quad (12)$$

Si l'on calcule C_a à différentes fréquences, C' et f_0 peuvent être déterminés par le procédé mentionné dans le paragraphe suivant. Ainsi, on obtient, en partant de l'équation (9), l'inductance série L_s par la relation:

$$L_s = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C'}$$



010174

FIG. 8. — Circuit équivalent d'une diode tunnel au point de vallée.

4.3 Exécution

On mesure l'admittance d'une diode tunnel à différentes fréquences au moyen du montage indiqué sur la figure 9, page 22.

When the valley voltage is applied to the diode, its junction conductance g' becomes zero and the equivalent circuit of the diode is then as shown in Figure 8. Its terminal admittance is then:

$$Y = j\omega C_s + \frac{r_s + j \frac{1}{\omega C'} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{r_s^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2} \quad (8)$$

where ω_0 is the self-resonant frequency at the valley voltage

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C'}} \quad (9)$$

In equation (8), r_s is usually very small and can be neglected, except in the neighbourhood of ω_0 . Then, equation (8) becomes:

$$Y = j \left(\omega C_s + \frac{\omega C'}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \right) \quad (10)$$

If the admittance Y of the diode is measured, it may be expressed in terms of an apparent capacitance C_a by writing:

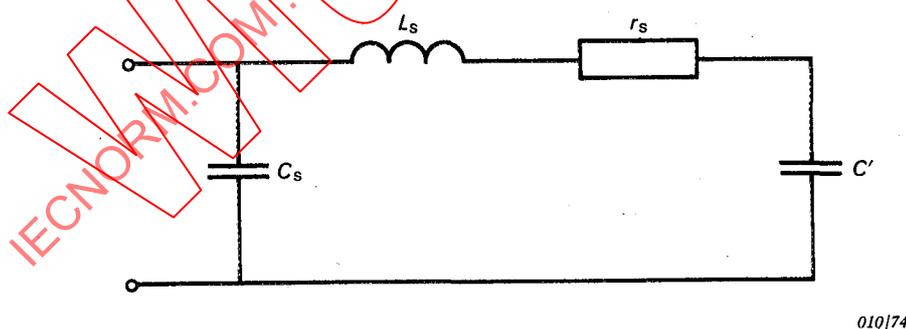
$$Y = j\omega C_a \quad (11)$$

Then from equation (10):

$$\frac{1}{C_a - C_s} = \frac{1}{C'} \left(1 - \frac{f^2}{f_0^2}\right) \quad (12)$$

If C_a is calculated at various frequencies, C' and f_0 can be determined by the procedure mentioned in the next sub-clause. Then, from equation (9), the series inductance L_s is obtained from the relation:

$$L_s = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C'}$$

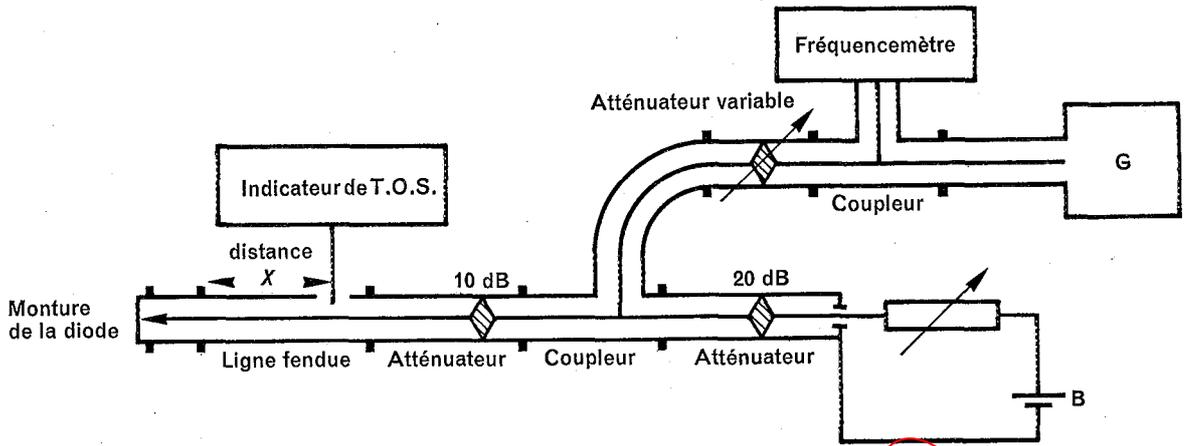


010174

FIG. 8. — Equivalent circuit of a tunnel diode at the valley point.

4.3 Measurement procedure

The tunnel diode admittance is measured at various frequencies by the assembly shown in Figure 9, page 23.

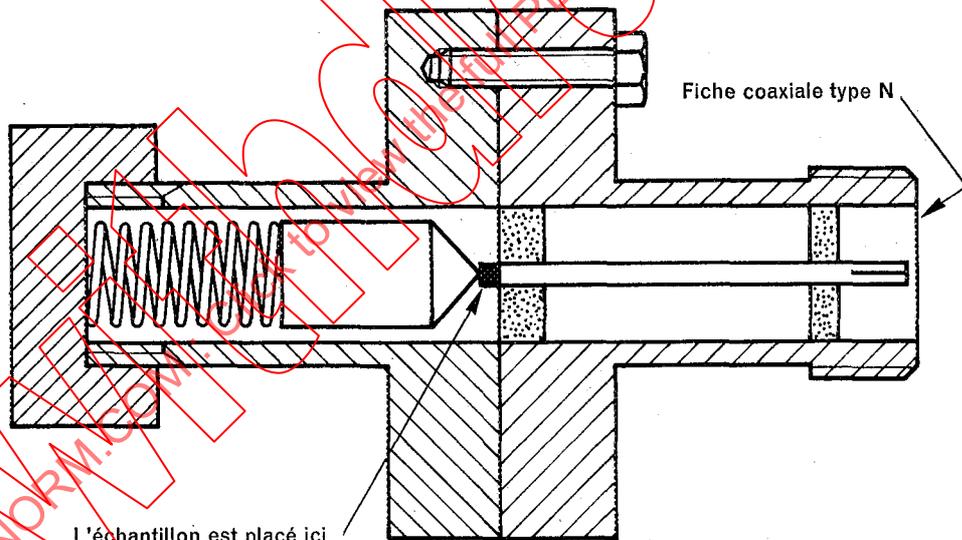


011/74

B = polarisation
G = générateur hyperfréquences

FIG. 9. — Montage pour la mesure de l'inductance série.

Cet ensemble consiste en circuits coaxiaux conventionnels de 50 ohms.
On insère la diode tunnel dans la tête de mesure représentée sur la figure 10.



012/74

FIG. 10. — Schéma de la tête de mesure.

On suppose que la diode est fermée sur une résistance pure de 50 ohms pendant la mesure.
L'ordre des opérations est le suivant:

Tout d'abord, on devra préparer un bloc de cuivre ayant des dimensions identiques à celles de la diode tunnel. On considère ce bloc comme référence pour l'impédance zéro. On insère ce bloc dans la tête de mesure et on mesure la position pour la tension d'ondes stationnaires nulle. Cela donne un point de référence X_s d'admittance infinie.

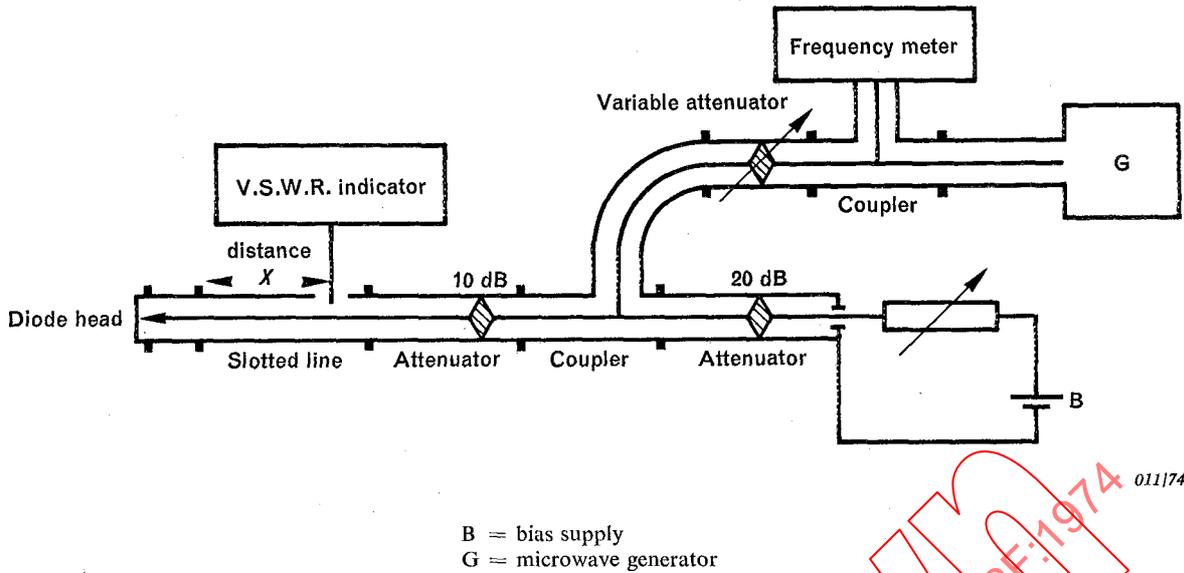


FIG. 9. — Equipment for measuring series inductance.

This assembly consists of conventional 50 ohms coaxial circuits.
The tunnel diode is inserted in the measuring head shown in Figure 10.

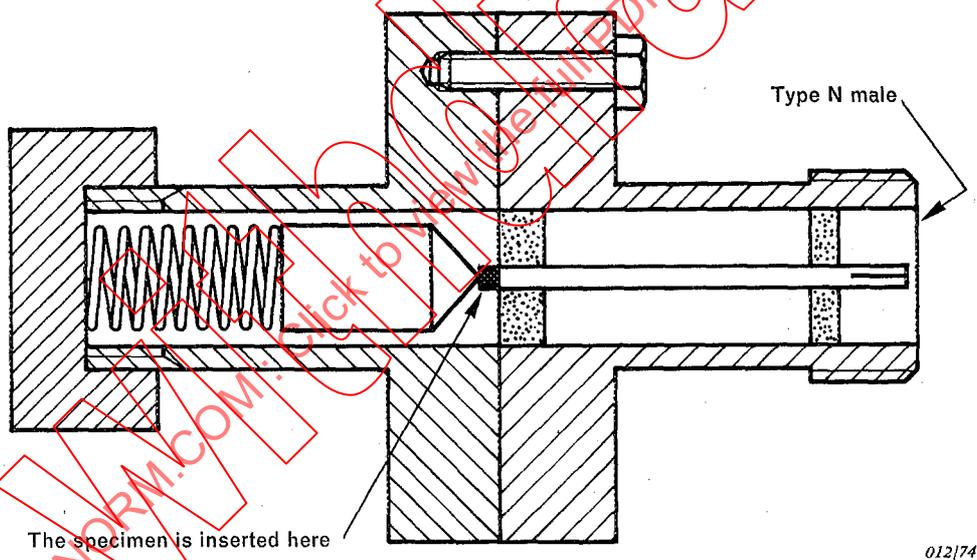


FIG. 10. — Diagram of measuring head.

It is assumed that the diode is being terminated by a pure resistance of 50 ohms during the measurement. The measurement procedure is as follows:

As a preliminary step, a copper block which has identical dimensions to the tunnel diode should be constructed. This block is regarded as a reference of zero impedance. This block is inserted in the measuring head and the position of zero standing voltage measured. This gives a reference point X_s having infinite admittance.

Ensuite, on insère la diode tunnel à mesurer et on applique sa tension de vallée. Dans ces conditions, la conductance de la jonction devient nulle et le taux d'ondes stationnaires en tension monte à une valeur très élevée. On mesure alors la position X_m du minimum voisin de la tension d'ondes stationnaires. La capacité apparente de la diode C_a est alors donnée par :

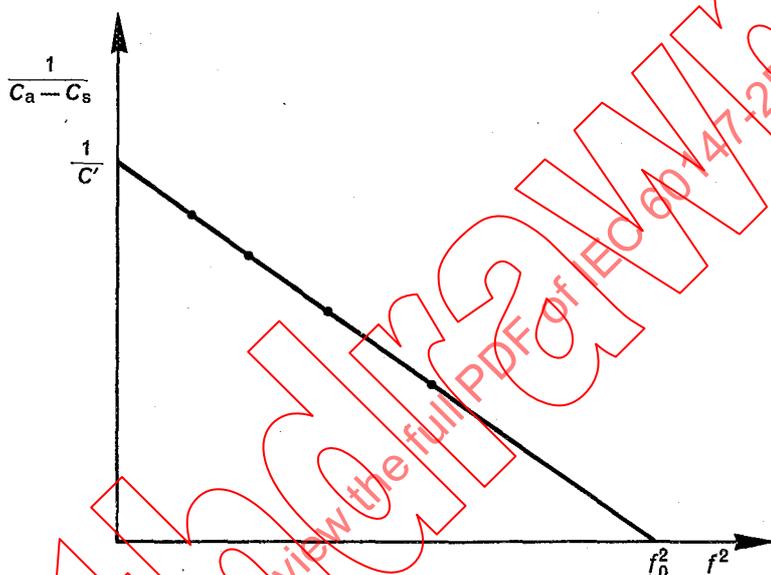
$$C_a = \frac{Y_0}{2\pi f} \cot \left[\frac{2\pi}{\lambda} (X_m - X_s) \right] \quad (13)$$

où :

λ est la longueur d'onde correspondant à la fréquence de mesure f

Y_0 correspond à 50 ohms

Ainsi, pour la détermination de C_a on n'a besoin que de la position du point minimal d'ondes stationnaires, et pas du taux d'ondes stationnaires. On remarquera que ce procédé étend la validité de l'approximation de l'équation (10) jusqu'au voisinage de la fréquence de résonance propre.



013/74

FIG. 11. — Tracé expérimental permettant le calcul de C' .

Ensuite, on porte sur un graphique l'inverse de $C_a - C_s$ (C_s doit être obtenu par la méthode donnée dans la section trois) en fonction du carré de la fréquence mesurée.

Comme on le voit sur la figure 11, ces points de mesure suivent la relation linéaire de l'équation (12). Le point d'intersection de cette droite avec l'axe des ordonnées donne la valeur de C' , c'est-à-dire de la capacité de jonction pour la tension de vallée. De même, l'intersection de la droite avec l'axe des abscisses donne la valeur de f_0 , c'est-à-dire la fréquence de résonance propre pour la tension de vallée. On obtient l'inductance série L_s à partir de l'équation (9).

4.4 Précautions à prendre

La tension de vallée doit être déterminée auparavant par une méthode appropriée telle que celle décrite dans la section un. Pendant les mesures, la tension hyperfréquences appliquée doit être suffisamment petite pour que les lectures ne changent pas si on double cette tension.

Comme la mesure est faite au point de vallée de la diode, la restriction suivant laquelle la valeur absolue de la résistance négative de la diode tunnel doit être supérieure à 50 ohms n'est pas nécessaire.

Next, the tunnel diode to be measured is inserted and its valley voltage applied. Under these conditions, the conductance component of the junction becomes zero and the voltage standing wave ratio increases to a very high value. The position X_m of the adjacent standing wave voltage minimum is then measured. The apparent capacitance of the diode C_a is then given by:

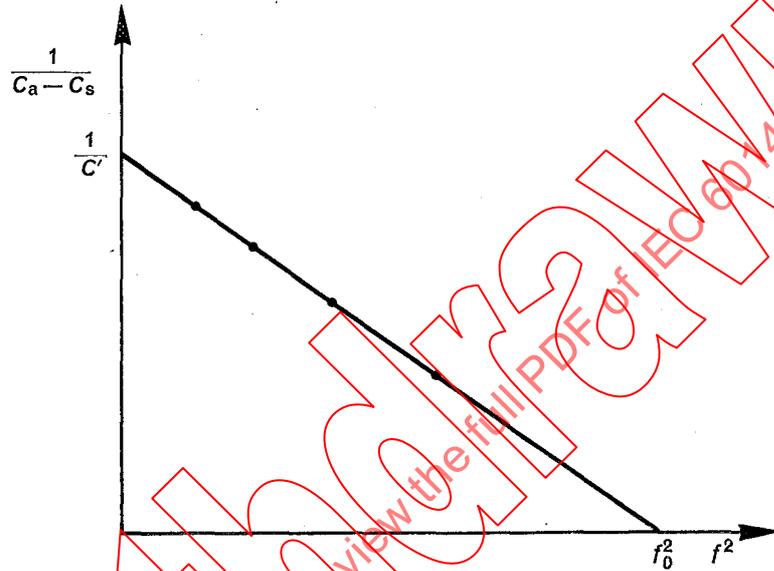
$$C_a = \frac{Y_0}{2\pi f} \cot \left[\frac{2\pi}{\lambda} (X_m - X_s) \right] \quad (13)$$

where:

λ is the wavelength corresponding to the frequency of measurement f

Y_0 corresponds to 50 ohms

Thus, for the determination of C_a , only the position of the minimum point of the standing wave is required and not the standing wave ratio. It should be noted that this procedure extends the validity of the approximation of equation (10) to the neighbourhood of the self-resonant frequency.



013/74

FIG. 11. — Experimental plot showing derivation of C' .

Then, the inverse of $C_a - C_s$ (C_s shall be obtained by the method given in Section Three) is plotted versus the square of the frequency of measurement.

As shown in Figure 11, these measured points follow the linear relation of equation (12). The intersection of this line with the ordinate gives the value of C' , i.e. the junction capacitance at the valley voltage. Also, the intersection with the abscissa gives the value of f_0 , i.e. the self-resonant frequency at the valley voltage. The value of the series inductance L_s is obtained from the relation of equation (9).

4.4 Precautions to be observed

The valley voltage shall be determined beforehand by an appropriate method such as described in Section One. During the measurements, the applied microwave voltage shall be sufficiently small so that the readings do not change when the voltage is doubled.

Since the measurement is made at the valley point of the diode, the restriction that the absolute value of the negative resistance of the tunnel diode shall be larger than 50 ohms is unnecessary.

Pour éviter les imprécisions dues à la tête de mesure (représentée sur la figure 10, page 22), les dimensions des diodes à mesurer doivent nécessairement être suffisamment petites par rapport à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de mesure. A cette condition, les imprécisions dues à la tête de mesure seront négligeables.

5. Conductance négative

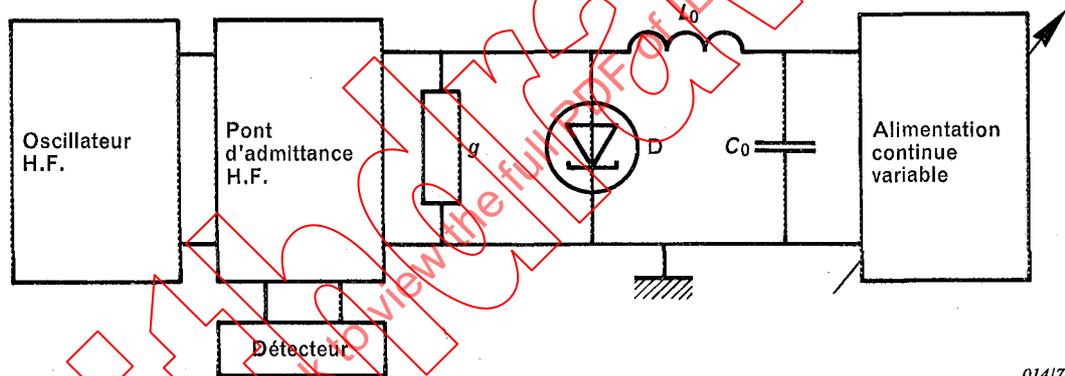
5.1 Introduction

Pour mesurer la conductance négative, la diode tunnel doit être complètement stabilisée comme il a été décrit au paragraphe 1.1, et toutes les précautions qui ont été indiquées s'appliquent.

Cette méthode n'est applicable que si le pont, pour les mesures d'admittances, peut effectuer des mesures à faible niveau, et seulement si la fréquence de mesure est suffisamment basse pour que les éléments inductifs et capacitifs du câblage puissent être négligés.

5.2 Principe de la méthode

On mesure l'admittance de la diode tunnel en mettant en parallèle une conductance de stabilisation ($g = \frac{1}{R_p}$) grâce à un pont d'admittance haute fréquence, comme il est indiqué dans la figure 12.



D = diode à mesurer

FIG. 12. — Principe de mesure de la conductance négative.

Ce circuit est le même que celui de la figure 6, page 16, sauf que la conductance de stabilisation g est connectée en parallèle avec la diode tunnel. Comme l'admittance du circuit est $Y = G + jB$ ($G =$ conductance totale; $B =$ susceptance totale), la composante totale de la conductance G est donnée par:

$$G = \frac{gg' - gg_s + g'g_s}{g' - g_s} = g + \frac{g'g_s}{g' - g_s} \quad (14)$$

où:

$$g = \frac{1}{r_p}, \quad g_s = \frac{1}{r_s}$$

Si $g_s \gg g'$

alors:

$$G \simeq g - g' \quad (15)$$

Donc, la valeur demandée de la conductance négative g' est donnée par:

$$g' = g - G \quad (16)$$

To avoid inaccuracies due to the measuring head (shown in Figure 10, page 23), the dimensions of the sample diodes shall be small enough compared with the wavelength of the measurement frequency. Under this condition, inaccuracies due to the measuring head will be insignificant.

5. Negative conductance

5.1 Introduction

To measure the negative conductance, the tunnel diode shall be completely stabilized as described in Sub-clause 1.1, and all the precautions given therein apply.

This method is only valid if the admittance bridge is a low-level measurement bridge, and only if the measuring frequency is sufficiently low so that the inductive and capacitive elements of the wiring can be neglected.

5.2 Principle of the method

The admittance of the tunnel diode with the parallel stabilizing conductance ($g = \frac{1}{R_p}$) is measured by means of a high-frequency admittance bridge, as shown in Figure 12.

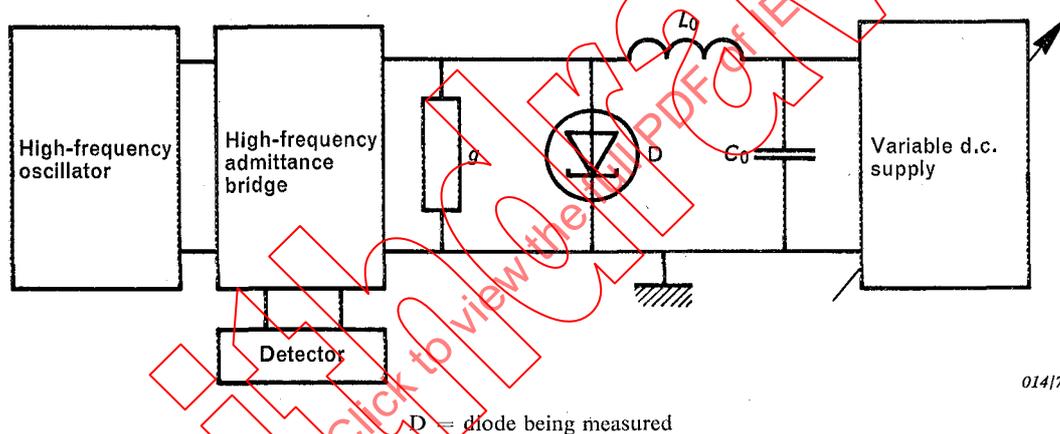


FIG. 12. — Measurement arrangement for negative conductance.

This circuit is the same as that of Figure 6, page 17, except for the stabilizing conductance g connected in parallel with the tunnel diode. Since the admittance of the circuit is $Y = G + jB$ (G = total conductance ; B = total susceptance), the total conductance component G is given by:

$$G = \frac{gg' - gg_s + g'g_s}{g' - g_s} = g + \frac{g'g_s}{g' - g_s} \quad (14)$$

where:

$$g = \frac{1}{r_p} \quad , \quad g_s = \frac{1}{r_s}$$

If $g_s \gg g'$

then:

$$G \simeq g - g' \quad (15)$$

Therefore, the required value of negative conductance g' is given by:

$$g' = g - G \quad (16)$$

Quand $\frac{1}{g_s}$ ne peut pas être négligé, la valeur de r_s qui est obtenue par une méthode appropriée est insérée dans l'équation (14); ainsi, on obtient:

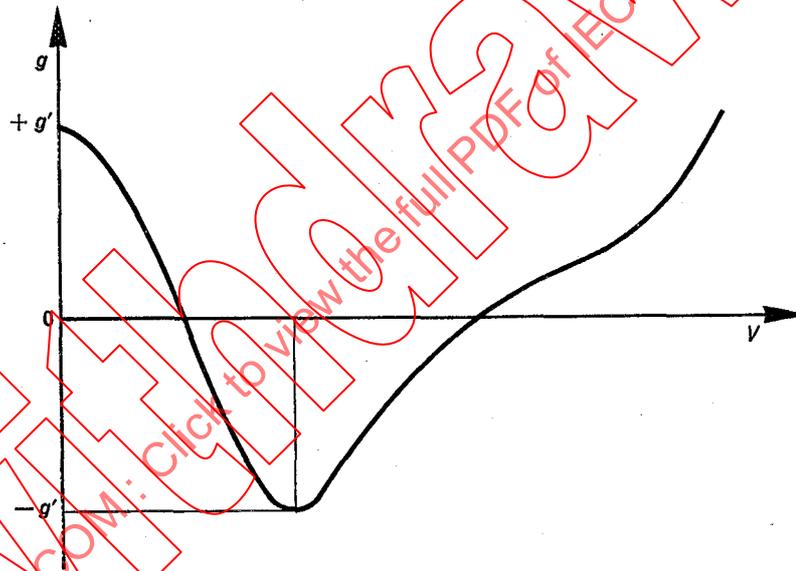
$$g' = \frac{Gg_s - gg_s}{G - g - g_s} \quad (17)$$

5.3 Exécution

On mesure la conductance totale avec le pont d'admittance haute fréquence à la tension de polarisation spécifiée. S'il est nécessaire de connaître la conductance négative pour différentes tensions de polarisation, on devra faire la mesure en faisant varier la tension de polarisation appliquée à partir de la région de conductance positive.

La valeur désirée de la conductance négative est alors calculée en utilisant l'une des équations (16) ou (17).

La valeur maximale de la conductance négative est obtenue en portant les valeurs de g' en fonction de la tension de polarisation sur un graphique, comme il est indiqué sur la figure 13. Si l'on connaît une valeur typique de la tension de polarisation pour la conductance négative maximale, on peut obtenir une valeur approchée de la conductance négative d'une diode quelconque de même type en effectuant une seule mesure pour cette valeur de la tension de polarisation.



015/74

FIGURE 13

Note. — Pour des fréquences aussi basses que 100 kHz, on peut utiliser une conductance variable pour « g » dans la figure 12, page 26, si la mesure est simplifiée de ce fait.

6. Résistance série

6.1 Introduction

La résistance totale r_s de la diode tunnel comprend la composante courant continu r_{s0} et la composante haute fréquence r_{sf} , c'est-à-dire qu'on a:

$$r_s = r_{s0} + r_{sf} \quad (18)$$

When $\frac{1}{g_s}$ cannot be neglected, the value of r_s which is obtained by an appropriate method is inserted into equation (14); then:

$$g' = \frac{Gg_s - gg_s}{G - g - g_s} \quad (17)$$

5.3 Measurement procedure

The total conductance is measured by the high-frequency admittance bridge at the specified bias voltage. If it is necessary to know the negative conductance at various bias voltages, the measurement should be made by varying the applied bias voltage starting from the positive conductance region.

The desired value of the negative conductance is then calculated, using either equation (16) or (17).

The maximum value of negative conductance is obtained by plotting values of g' against bias voltage as shown in Figure 13. If a typical value of bias voltage for maximum negative conductance is known, an approximate value of negative conductance may be obtained for any diode of the same type by making a single measurement at this value of bias voltage.



015/74

FIGURE 13

Note. — For low frequencies such as 100 kHz, a variable conductance may be used for “ g ” in Figure 12, page 27, if the measurement is simplified thereby.

6. Series resistance

6.1 Introduction

The tunnel diode total series resistance r_s consists of a direct current component r_{s0} and a high-frequency component r_{sf} , namely:

$$r_s = r_{s0} + r_{sf} \quad (18)$$

La mesure de la résistance série comprendra donc deux mesures. L'une permet la détermination de la résistance série en continu, et l'autre la détermination de la résistance série haute fréquence à une fréquence spécifiée (dans la méthode présente, à la fréquence de résonance propre).

6.2 Mesure de la résistance série en courant continu

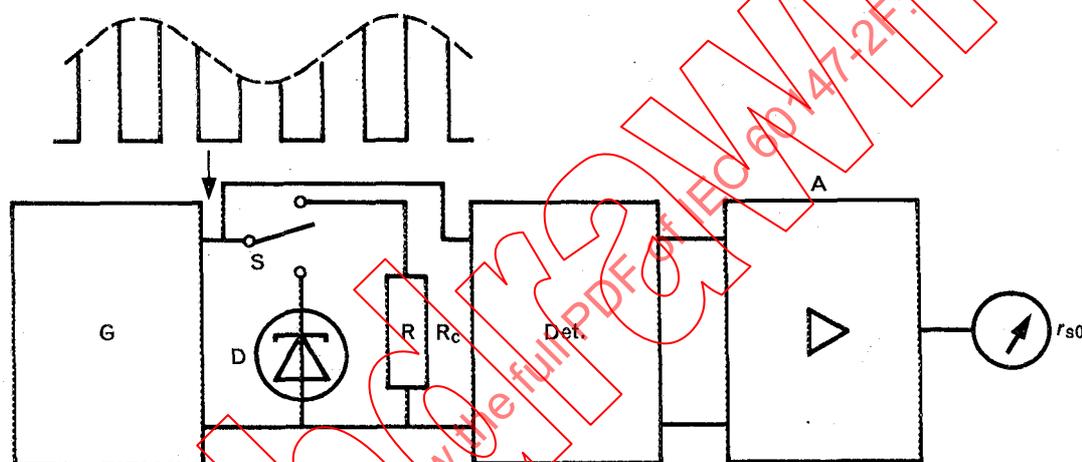
6.2.1 But

Mesurer la résistance série d'une diode tunnel en courant continu (r_{s0}).

6.2.2 Principe de fonctionnement

Pour obtenir une mesure de r_{s0} , il est nécessaire de faire fonctionner le dispositif avec un courant inverse élevé, et d'obtenir la valeur de la pente différentielle en ce point. Lorsque l'on augmente le courant inverse, la valeur de la résistance différentielle diminue et se rapproche de la valeur de r_{s0} .

6.2.3 Schéma



016/74

- A = amplificateur linéaire sélectif
- D = diode à mesurer
- Det. = détecteur à enveloppe d'impulsions
- G = générateur d'impulsions de courant à modulation d'amplitude
- R_e = résistance d'étalonnage

FIGURE 14

6.2.4 Description et exigences du circuit

Le circuit de mesure de la figure 14 comprend un générateur d'impulsions de courant à modulation d'amplitude, dont l'amplitude des impulsions est modulée par un générateur sinusoïdal basse fréquence, un détecteur d'enveloppe d'impulsions, un amplificateur linéaire sélectif, un appareil pour la mesure de r_{s0} et une résistance d'étalonnage R_e dont la valeur est du même ordre de grandeur que celle de la résistance série de la diode à mesurer.

6.2.5 Exécution

Des impulsions de courant modulées sont appliquées à la diode et l'enveloppe des impulsions est examinée à l'aide du détecteur d'enveloppe d'impulsions; la résistance différentielle de la diode est proportionnelle à l'amplitude des impulsions modulées aux bornes de la diode.

L'équipement de mesure est étalonné en remplaçant la diode par une résistance R_e , au moyen du commutateur S .

The measurement of series resistance will, therefore, be divided into two measurements. One is for the determination of the d.c. series resistance component and the other for high-frequency series resistance component at a specified frequency (in the present method, at the self-resonant frequency).

6.2 Measurement for the direct current series resistance

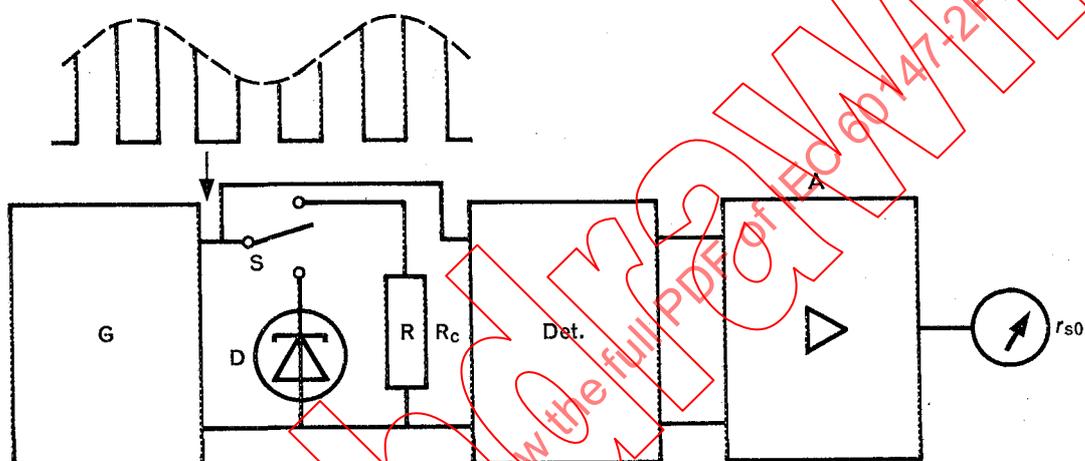
6.2.1 Purpose

To measure the direct current series resistance (r_{s0}) of a tunnel diode.

6.2.2 Operating principle

In order to obtain a measurement of r_{s0} , it is necessary to operate the device at a high current in the reverse direction, and obtain the differential slope of the characteristic at that point. With increasing reverse current, the incremental resistance decreases, approaching the value of r_{s0} .

6.2.3 Circuit diagram



- A = selective linear amplifier
- D = diode being measured
- Det. = pulse envelope detector
- G = amplitude-modulated current pulse generator
- R_c = calibrating resistor

016/74

FIGURE 14

6.2.4 Circuit description and requirements

The measurement circuit in Figure 14 consists of an amplitude-modulated current pulse generator whose pulse amplitude is modulated by a low-frequency sinusoidal signal, a pulse envelope detector, a selective linear amplifier, a meter for indicating r_{s0} and a calibrating resistor R_c with a value of the same order of magnitude as the series resistance of the diode being measured.

6.2.5 Measurement procedure

Modulated current pulses are applied to the diode and the pulse envelope is examined by means of a pulse envelope detector; the differential resistance of the diode is proportional to the amplitude of the modulated pulse at the diode terminals.

The measuring equipment is calibrated by substituting a resistor R_c in place of the diode, by means of the switch S.

Lorsque la diode est connectée, l'appareil de mesure donne une lecture directe de la résistance différentielle au point de fonctionnement de la caractéristique. Ce point de fonctionnement est déterminé par l'amplitude moyenne des impulsions de courant. L'amplitude des impulsions est choisie de telle façon qu'en la doublant on ne constate pas de variation de la valeur de r_{s0} supérieure à la précision recherchée pour la mesure.

S'il est difficile de satisfaire aux exigences concernant l'amplitude des impulsions, on peut utiliser une méthode d'extrapolation dans laquelle il convient d'obtenir la valeur de la résistance différentielle pour différentes valeurs du courant inverse, et ces valeurs devront être portées en fonction de l'inverse du courant. L'intersection de la droite passant par ces points avec l'axe des R donne la valeur de la composante continue de la résistance série totale (voir la figure 15).



FIGURE 15

6.2.6 Précautions à prendre

La durée et la fréquence de répétition des impulsions de courant devront être choisies telles que l'augmentation de température de la jonction soit négligeable. Des valeurs typiques sont: durée de l'impulsion inférieure à 100 ns et fréquence de répétition approximativement 50 kHz.

La fréquence de modulation devra être faible par rapport à la fréquence de répétition de l'impulsion, typiquement 1/20. Le taux de modulation devra être suffisamment faible, c'est-à-dire ne pas dépasser 10% de l'amplitude des impulsions.

6.3 Mesure de la résistance série en hyperfréquences

6.3.1 But

Mesurer la résistance série d'une diode tunnel en hyperfréquences.

6.3.2 Théorie

L'admittance aux bornes d'une diode tunnel est donnée par:

$$Y(\omega) = j\omega C_s + \frac{r_s + j \frac{1}{\omega C'} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{r_s^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2}$$

(voir l'équation 8), où ω_0 est la fréquence angulaire de résonance de la diode au point de vallée et est donnée par:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C'}}$$

When the diode is connected, the meter gives a direct reading of the differential resistance at the operating point of the characteristic. The operating point is determined by the mean amplitude of the current pulses. The amplitude of the pulses is chosen so that doubling its value will not cause a change in the value of r_{s0} greater than the desired accuracy of measurement.

If it is difficult to meet the requirements regarding the pulse amplitude, an extrapolation method may be used in which the value of the differential resistance should be obtained at various values of reverse current, and the values should be plotted against the reciprocal of the current values. The intersection of a straight line drawn through these points and the R axis gives the value of the direct current component of the total series resistance (see Figure 15).



FIGURE 15

6.2.6 Precautions to be observed

The duration and repetition frequency of the current pulses should be chosen so that the rise in junction temperature is negligible. Typical values are: the pulse duration less than 100 ns and the repetition frequency approximately 50 kHz.

The modulation frequency should be small compared with the pulse repetition frequency, typically 1/20. The modulation depth should be small, i.e. not exceeding 10% of the amplitude of the pulses.

6.3 Measurement for the series resistance at microwave frequencies

6.3.1 Purpose

To measure the series resistance of a tunnel diode at microwave frequencies.

6.3.2 Theory

The terminal admittance of a tunnel diode is given by:

$$Y(\omega) = j\omega C_s + \frac{r_s + j \frac{1}{\omega C'} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}{r_s^2 + \frac{1}{\omega^2 C'^2} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2}$$

(see equation 8), where ω_0 is the angular frequency of resonance of the diode at the valley point and given by:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C'}}$$

Quand la fréquence de mesure a la valeur de la fréquence de résonance propre, l'équation se réduit à :

$$Y_0(\omega_0) = \frac{r_s + j \omega_0 C_s r_s^2}{r_s^2}$$

Si la diode tunnel a une fréquence de coupure résistive élevée, $\omega_0 C_s r_s \ll 1$, et l'admittance à la fréquence de résonance propre peut s'écrire :

$$Y(\omega_0) = \frac{1}{r_s}$$

Il y a donc avantage à mesurer l'admittance à la fréquence ω_0 , car elle fournira une mesure directe de la résistance série r_s .

On peut effectuer la mesure suivant l'une des méthodes suivantes :

a) mesure de coefficient de réflexion ou du taux d'ondes stationnaires (T.O.S.) dû à la diode fonctionnant dans un circuit hyperfréquence normalisé,

ou :

b) mesure de la perte d'insertion due à la diode fonctionnant dans un circuit hyperfréquence normalisé.

6.3.3 Exécution

a) *Méthode de mesure par utilisation du T.O.S.*

Le circuit de mesure est semblable à celui décrit dans la mesure de l'inductance série (comme indiqué au paragraphe 4.3). La diode tunnel est polarisée de façon à être à son point de vallée, et on mesure le taux d'ondes stationnaires (ρ) à la fréquence de résonance propre connue.

On peut alors déduire la valeur de la résistance série de l'équation :

$$r_s = \frac{Z_0}{\rho}$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission utilisée pour la mesure.

On peut vérifier approximativement que la fréquence de mesure est la fréquence de résonance propre en observant que la partie imaginaire de l'admittance mesurée est nulle.

On devra remarquer, cependant, que par suite des valeurs finies de l'impédance réactive extérieure que l'on introduit par des composants imparfaits, on peut obtenir le zéro en réalité à une fréquence différente de la fréquence de résonance propre de la diode. En conséquence, si l'on utilise cet essai pour vérifier la fréquence de mesure, il est essentiel de s'assurer que l'on dispose des meilleurs composants possibles pour le circuit. En pratique, bien que la valeur de la résistance série dépende de la fréquence et que la fréquence de résonance propre puisse différer d'une diode à l'autre, la mesure faite sur un type particulier de diode peut être effectuée à une valeur spécifiée de la fréquence.

b) *Méthode de mesure par perte d'insertion*

Cette méthode a l'avantage de déterminer à la fois la fréquence de résonance propre de la diode (f_0) et la valeur de la résistance série (r_s). Elle a néanmoins l'inconvénient de nécessiter un générateur de fréquence variable à puissance de sortie constante dans toute la gamme des fréquences de résonance propres envisageables. Elle nécessite en outre un détecteur de puissance ayant une réponse constante dans la même gamme de fréquence. La diode à mesurer est placée en parallèle dans une ligne de transmission, entre ces deux appareils, et polarisée au point de vallée (voir la figure 16, page 36).

When the measurement frequency has the value of the self-resonant frequency, the equation reduces to:

$$Y_0(\omega_0) = \frac{r_s + j\omega_0 C_s r_s^2}{r_s^2}$$

If the tunnel diode has a high value of resistive cut-off frequency, then $\omega_0 C_s r_s \ll 1$ and the admittance at the self-resonant frequency may be written:

$$Y(\omega_0) = \frac{1}{r_s}$$

It is, therefore, advantageous to measure the admittance at the frequency ω_0 , as it would provide a direct measurement of the series resistance r_s .

The measurement may be made by one of the following methods:

- a) by a measurement of the reflection coefficient or voltage standing wave ratio (V.S.W.R.) introduced by the diode operating in a standard microwave circuit,
- or:
- b) by a measurement of the insertion loss introduced by the diode operating in a standard microwave circuit.

6.3.3 Measurement procedure

a) V.S.W.R. method

The measurement circuit is similar to that described for the measurement of the series inductance (as given in Sub-clause 4.3). The tunnel diode is biased to the valley point and the standing wave ratio (ρ) at the known self-resonant frequency is measured.

The series resistance value may then be deduced from the equation:

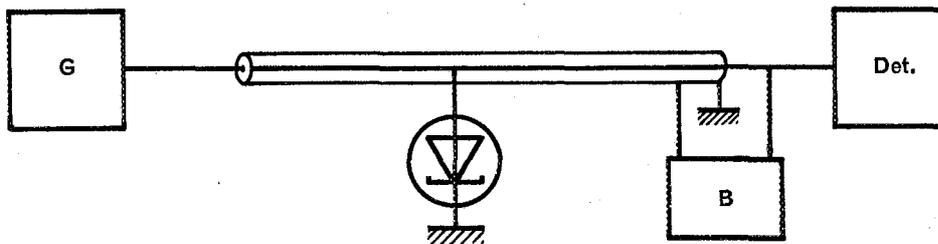
$$r_s = \frac{Z_0}{\rho}$$

where Z_0 is the characteristic impedance of the transmission line used for the measurement. An approximate verification that the measurement frequency is the self-resonant frequency may be made by observing that the imaginary part of the measured admittance is zero.

It should be noted, however, that owing to finite values of external reactive impedance being introduced by non-perfect circuit components, the actual zero may be obtained at a frequency which differs from the self-resonant frequency of the diode. Consequently, if this check is used to verify the measurement frequency, it is essential to ensure that the best possible circuit components are used. In practice, although the series resistance is frequency dependent and the self-resonant frequency can differ from diode to diode, the measurement made on a particular type of diode can be made at a specified value of frequency.

b) Insertion loss method

This method has the advantage that both the self-resonant frequency (f_0) of the diode and the value of the series resistance (r_s) can be determined. It has the disadvantage, however, that it requires a variable frequency generator having a constant output power throughout the range of self-resonant frequencies. Furthermore, it requires a power detector having a constant response over the same range of frequencies. The diode being measured is placed across a transmission line between these two instruments, and is biased to the valley point (see Figure 16, page 37).



018/74

B = polarisation
Det. = détecteur à large bande

FIG. 16. — Schéma.

Lorsqu'on fait varier la fréquence du générateur, la puissance transmise, mesurée par le détecteur, a l'allure indiquée par la courbe de la figure 17.



019/74

FIGURE 17

On mesure la puissance transmise P_s , la fréquence de résonance propre f_0 , ainsi que la puissance correspondante P_{\min} . La perte d'insertion est déduite de :

$$T_0 = \frac{P_s}{P_{\min}}$$

La valeur de la résistance série est donnée par :

$$r_s = \frac{Z_0}{2(\sqrt{T_0} - 1)}$$

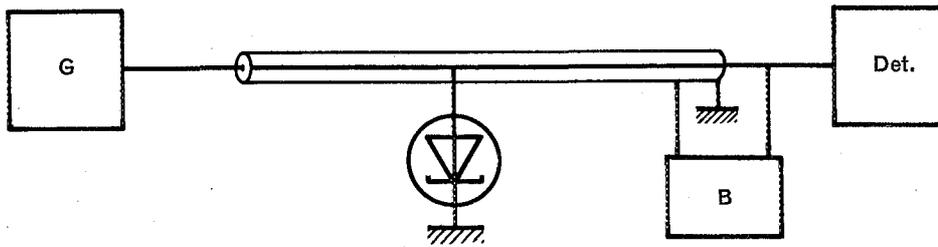
Lorsque le détecteur de sortie est étalonné en ohms, il permet une lecture directe de r_s .

Comme la valeur de la résistance série r_s dépend de la fréquence et que la fréquence propre de résonance peut varier d'une diode à l'autre pour un même type, il est nécessaire d'effectuer la mesure à la fréquence de résonance propre de la diode.

7. Temps de commutation

Introduction

La mesure précise du temps de commutation est très difficile, car celui-ci dépend du circuit. Aussi est-il en général plus pratique de calculer le temps de commutation à partir d'autres paramètres que l'on mesure.

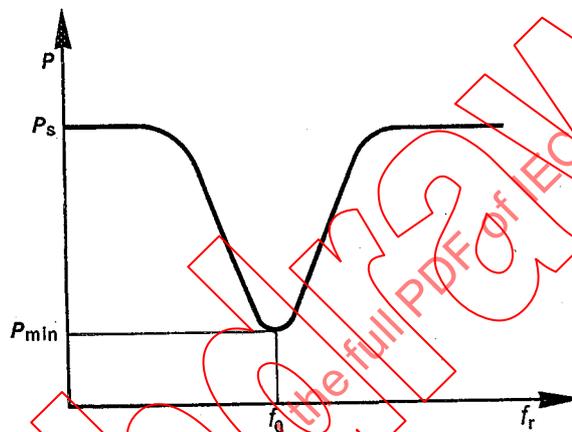


018174

B = bias source
 Det. = wide-band detector

FIG. 16. — Circuit diagram.

When the frequency of the generator is varied, the transmitted power, measured by the detector, approximates to the curve in Figure 17.



019174

FIGURE 17

The transmitted power P_s , the self-resonant frequency f_0 and the corresponding power P_{min} are measured. The insertion loss is obtained from:

$$T_0 = \frac{P_s}{P_{min}}$$

The value of the series resistance is given by:

$$r_s = \frac{Z_0}{2(\sqrt{T_0} - 1)}$$

The output detector, when calibrated in ohms, provides a direct reading of r_s .

Because the series resistance r_s is frequency dependent and the self-resonant frequency can differ from diode to diode of the same type, it is necessary to make the measurement at the self-resonant frequency of the diode.

7. Switching time

Introduction

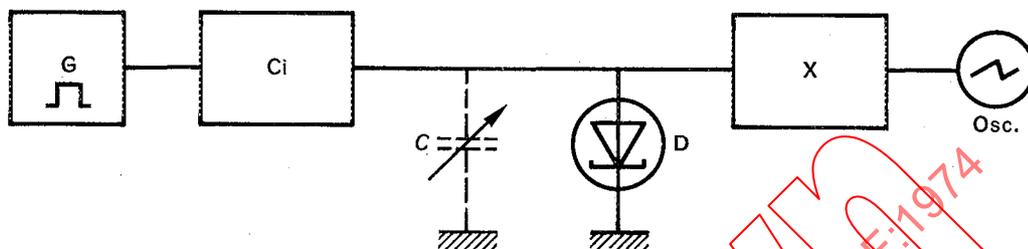
The accurate measurement of switching time is very difficult, because of its circuit dependence. Therefore, it is usually more convenient to calculate the switching time from other measured parameters.

Lorsqu'on considère qu'il est nécessaire d'effectuer la mesure réelle du temps de commutation, on utilisera la méthode suivante:

7.1 *But*

Mesurer le temps de commutation d'une diode tunnel lorsque la diode commute du point de pic au point isohypse dans des conditions spécifiées (voir la figure 20, page 40).

7.2 *Schéma*



Ci = circuit pour allonger le temps de croissance de l'impulsion
 D = diode à mesurer
 X = circuit d'entrée de l'oscilloscope à forte impédance et à faible capacité, ou circuit d'adaptation

FIGURE 18

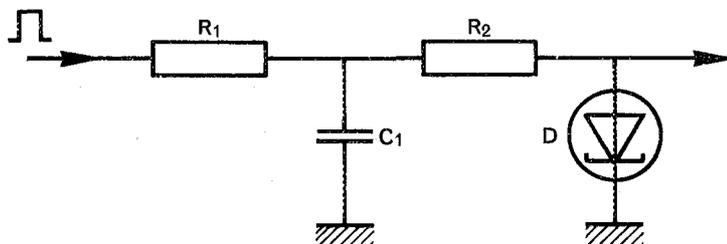
7.3 *Description et exigences du circuit*

On applique des impulsions de courant répétitives à la diode à l'aide d'une source à haute impédance et l'on observe la tension aux bornes de la diode sur un oscilloscope. Le temps de croissance de l'impulsion de courant doit être suffisamment long pour que l'on soit sûr que la variation du courant pendant la durée de la commutation est négligeable.

L'impulsion rectangulaire en provenance du générateur est mise en forme au moyen d'un circuit destiné à allonger le temps de croissance de l'impulsion afin d'obtenir un flanc de croissance lent.

Si le générateur d'impulsions délivre une impulsion de courant, le circuit qui augmente le temps de montée peut prendre la forme d'une inductance (L) et d'une résistance (R) connectées en série, telles que la constante de temps L/R soit bien plus grande que le temps de commutation de la diode tunnel.

Si le générateur d'impulsions délivre une impulsion de tension, le circuit qui augmente le temps de montée peut être un circuit intégrateur résistance/condensateur ($R_1 C_1$), afin d'obtenir une tension qui augmente lentement aux bornes de C_1 . Cette tension est alors appliquée à la diode par l'intermédiaire d'une résistance série R_2 , ce qui donne un courant croissant lentement (voir la figure 19).



D = diode à mesurer

021/74

FIG. 19. — Circuit destiné à augmenter le temps de croissance d'une impulsion en tension.

When it is considered necessary to make an actual switching time measurement, the following method should be used.

7.1 Purpose

To measure the switching time of a tunnel diode when the diode switches from the peak point to the projected peak point under specified conditions (see Figure 20, page 41).

7.2 Circuit diagram

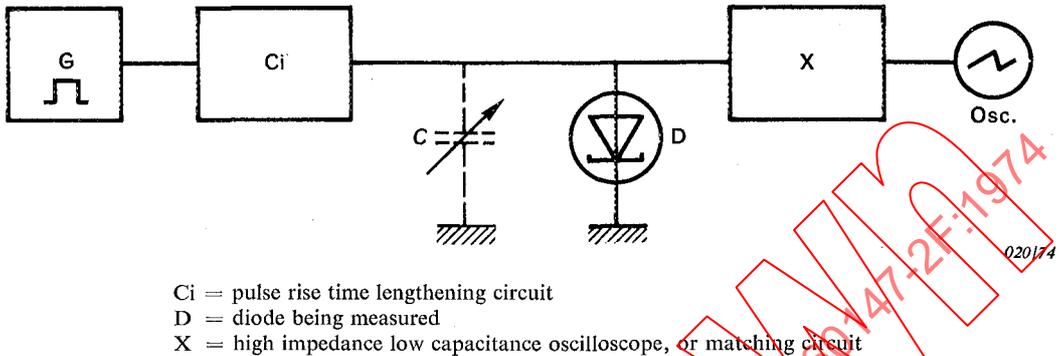


FIGURE 18

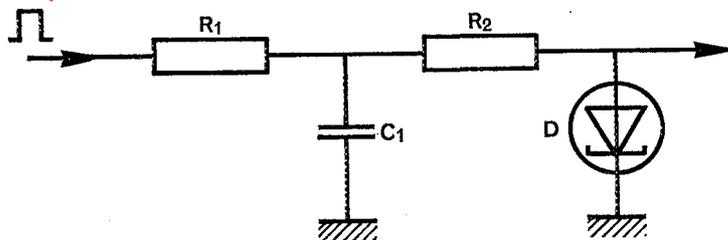
7.3 Circuit description and requirements

A repetitive current pulse is applied to the diode from a high impedance source and the voltage across the diode is observed on an oscilloscope. The rise time of the current pulse should be long enough to ensure that the change of current during the switching period is negligible.

The rectangular pulse output from the generator is shaped by means of the pulse rise time lengthening circuit to obtain a slowly increasing edge.

If the pulse generator provides a current pulse, the lengthening circuit may take the form of a series connected inductance (L) and resistor (R), such that the time constant L/R is much greater than the tunnel diode switching time.

If the pulse generator provides a voltage pulse, the lengthening circuit may be a resistor/capacitor integrating circuit ($R_1 C_1$) to obtain a slowly increasing voltage across C_1 . This voltage is then applied to the diode through a series resistor R_2 , so providing a slowly increasing current (see Figure 19).



D = diode being measured

FIG. 19. — Voltage pulse lengthening circuit.

Dans le circuit de la figure 19, page 38, il est nécessaire de s'assurer que les conditions suivantes sont réalisées:

- 1) $\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) C_1 \gg t_r$ où:
 t_r = temps de commutation de la diode tunnel.
- 2) R_2 a une valeur très supérieure à la résistance en continu de la diode tunnel au point isohypse, c'est-à-dire au point B de la figure 20.

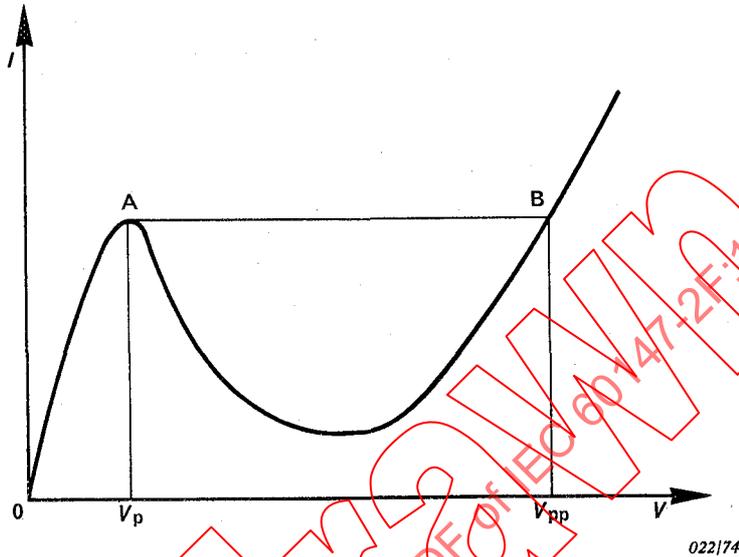
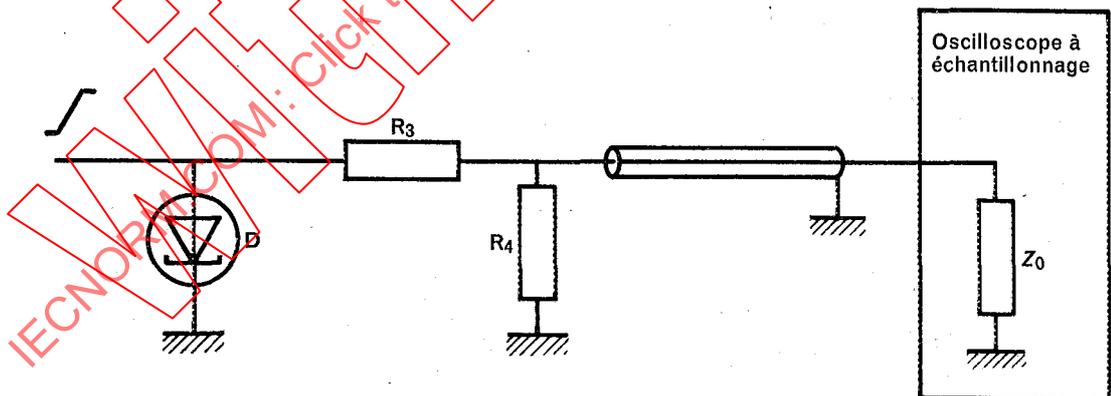


FIG. 20. — Caractéristique d'une diode tunnel.

Le circuit d'entrée de l'oscilloscope devra présenter une haute impédance pour la diode tunnel. Si on utilise un oscilloscope à faible impédance d'entrée, un circuit d'adaptation devra être utilisé, comme il est indiqué dans la figure 21.



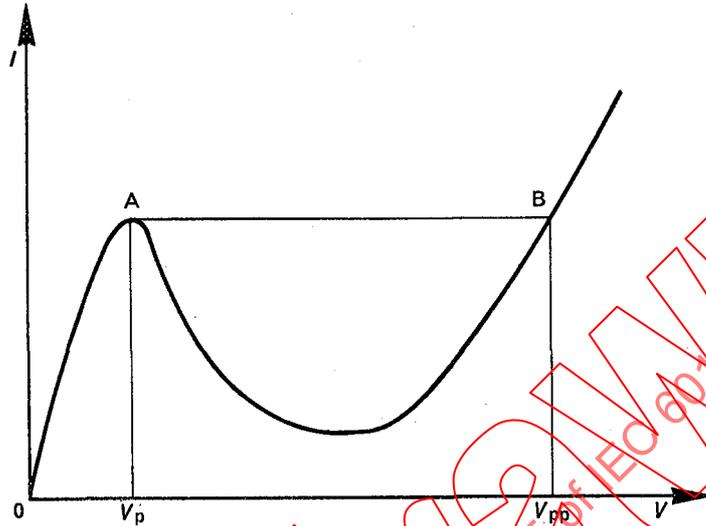
D = diode à mesurer

FIG. 21. — Circuit d'adaptation d'impédances.

Les valeurs de R_3 et de R_4 doivent être telles qu'elles adaptent l'impédance caractéristique Z_0 du câble qui leur est relié et qui conduit à l'oscilloscope. La valeur de R_3 devra être aussi nettement supérieure à la valeur de la résistance en continu de la diode tunnel au point isohypse.

In the circuit of Figure 19, page 39, it is necessary to ensure that the following conditions are met:

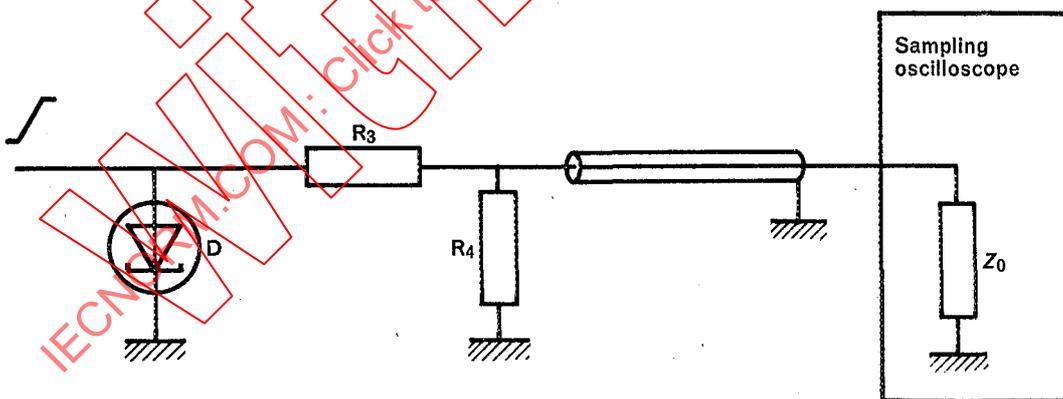
- 1) $\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right) C_1 \gg t_r$ where:
 t_r = tunnel diode switching time.
- 2) R_2 is much greater than the d.c. resistance of the tunnel diode at the projected peak point, i.e. point B in Figure 20.



022174

FIG. 20. — Tunnel diode characteristic.

The oscilloscope input circuit should present a high impedance to the tunnel diode. When using an oscilloscope with a low-input impedance, a matching circuit should be used, as shown in Figure 21.



023174

D = diode being measured

FIG. 21. — Impedance matching circuit.

The values of R_3 and R_4 must be such that they match the characteristic impedance Z_0 of the connecting cable leading to the oscilloscope. The value of R_3 should also be much greater than the d.c. resistance of the tunnel diode at the projected peak point.

7.4 Exécution

La diode est reliée au circuit de mesure indiqué dans la figure 18, page 38. On la fait traverser par un courant qui augmente lentement et on observe la tension aux bornes de la diode sur un oscilloscope.

On note les valeurs de la tension de pic (V_p) et de la tension isohypse (V_{pp}) de la figure 20, page 40, ainsi que le temps de commutation mesuré (t'_r) nécessaire à la tension pour passer de la valeur

$$\left(V_p + \frac{V_{pp} - V_p}{10} \right)$$

à la valeur

$$\left(V_{pp} - \frac{V_{pp} - V_p}{10} \right).$$

Si le temps de montée de l'oscilloscope (t_0) n'est pas négligeable par rapport au temps de commutation mesuré (t'_r), alors le temps de commutation de la diode tunnel peut être déduit de la formule:

$$t_r = \sqrt{t_r'^2 - t_0^2}$$

7.5 Précautions à prendre

L'oscilloscope devra avoir un temps de montée plus rapide que le temps de commutation de la diode tunnel; en conséquence, on recommande un oscilloscope à échantillonnage.

Le temps de commutation dépend du circuit; par conséquent, on devra veiller à rendre l'effet des paramètres du circuit de mesure le plus faible possible. En particulier, on devra garder à la capacité parasite introduite par la sonde de mesure ou le circuit d'adaptation une faible valeur, si possible très inférieure à la capacité de la diode à mesurer.

Pour les diodes à commutation très rapide, la correction due aux capacités parasites est extrêmement difficile. En conséquence, une valeur de temps de commutation mesurée pour de telles diodes comprend l'effet des capacités parasites, et il est essentiel de s'assurer que la valeur des capacités parasites est la plus faible possible.

Pour des diodes ayant une capacité de jonction (C_j) supérieure à 1,0 pF ou 2,0 pF, on peut effectuer une correction pour les capacités parasites de la manière suivante. On place un condensateur variable C (comme il est indiqué en pointillé sur la figure 18, page 38) aux bornes de la diode tunnel à mesurer. On relève une droite caractéristique du temps de montée mesuré (t'_r) en fonction de la capacité, en augmentant la capacité variable jusqu'à plusieurs fois la capacité de la diode tunnel. On trace en pointillé une droite parallèle à la droite relevée du côté qui donne des valeurs plus faibles du temps de commutation et on décale d'une quantité égale à la somme des capacités du circuit de mesure et de la capacité du boîtier (ΣC_m). Le point d'intersection de cette droite ainsi décalée avec l'axe des ordonnées donne le temps de commutation intrinsèque de la diode (t_r), (voir la figure 22, page 44).

Lorsqu'une correction due aux capacités parasites a été faite, cela doit être indiqué.

7.4 Measurement procedure

The diode is connected in the measurement circuit shown in Figure 18, page 39. As the current through the diode is slowly increased, the voltage developed across the diode is observed on the oscilloscope.

The values of the peak voltage (V_p) and the projected peak point voltage (V_{pp}) in Figure 20, page 41, are noted, and the measured switching time (t_r') taken for the voltage to change from a value

$$\left(V_p + \frac{V_{pp} - V_p}{10} \right)$$

to a value

$$\left(V_{pp} - \frac{V_{pp} - V_p}{10} \right).$$

If the rise time of the oscilloscope (t_0) is not negligible compared to the measured switching time (t_r'), then the tunnel diode switching time may be derived from the formula:

$$t_r = \sqrt{t_r'^2 - t_0^2}$$

7.5 Precautions to be observed

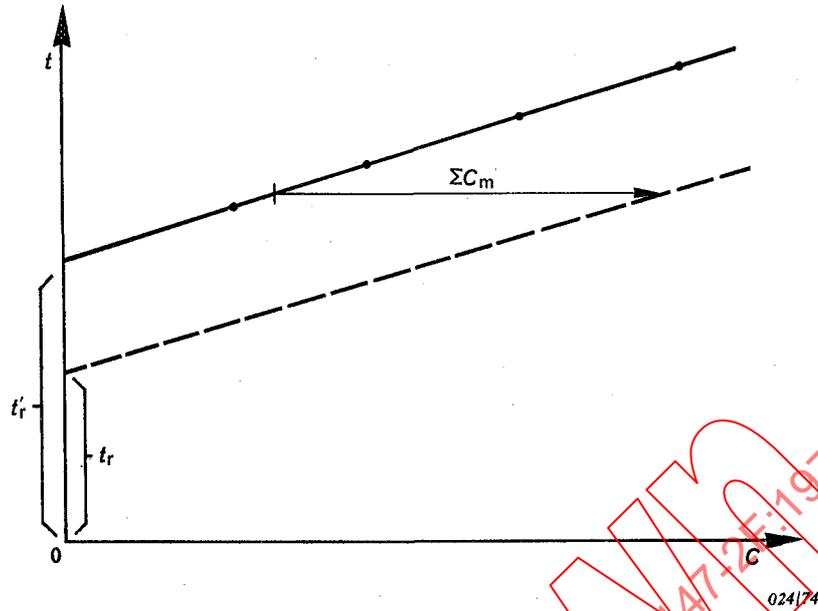
The oscilloscope should have a faster rise time than the switching time of the tunnel diode, and consequently a sampling oscilloscope is recommended.

The switching time is circuit dependent; therefore, care should be taken to minimize the effect of the measurement circuit parameters. In particular, the stray capacitance introduced by the measuring probe or the matching circuit should be kept small and, if possible, much lower than the capacitance of the diode being measured.

For very fast switching diodes, a correction for any stray capacitance is extremely difficult. Consequently, a value of measured switching time for such diodes includes the effect of any stray capacitance and it is essential to keep the value of the stray capacitance to a minimum.

For diodes with a junction capacitance (C_j) larger than 1.0 pF or 2.0 pF, a correction for stray capacitance may be made as follows. A variable capacitor C (as shown dotted in Figure 18, page 39) is mounted across the tunnel diode being measured. A straight line characteristic is obtained of the measured rise time (t_r') versus capacitance, as the variable capacitance is increased to a value several times the tunnel diode capacitance. A dotted line is drawn parallel to the plotted line on the side indicating lower switching time values and displaced by an amount equal to the sum of the measuring circuit capacitances and case capacitance (ΣC_m). The point of intersection of this derived line with the ordinate axis provides the intrinsic diode switching time (t_r) (see Figure 22, page 45).

Where a correction for stray capacitance has been made, this should be stated.



C = valeur du condensateur variable C
 ΣC_m = somme des capacités du circuit de mesure et de la capacité du boîtier

FIG. 22. — Détermination du temps de commutation (en tenant compte des capacités parasites).

8. Facteur de bruit

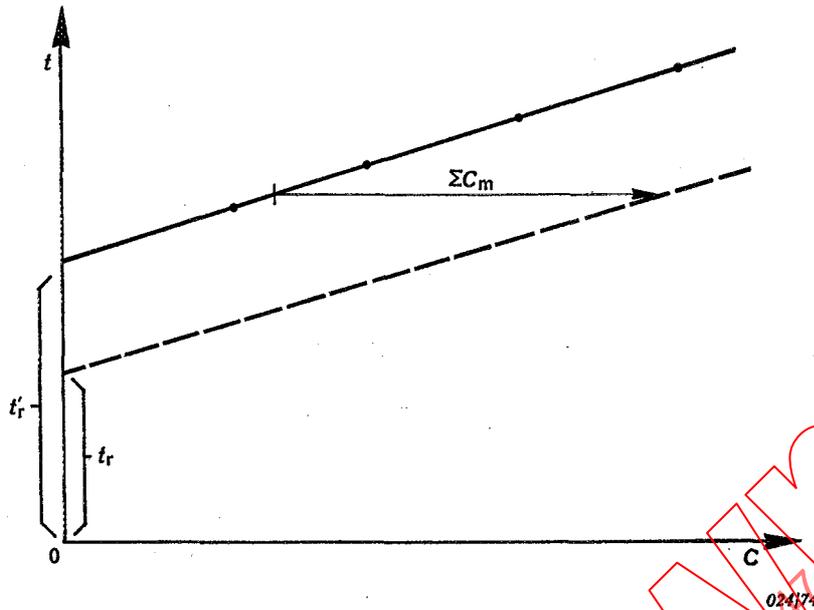
On peut utiliser la méthode de mesure suivant la procédure indiquée dans la Publication 147-2C de la CEI, en ajustant convenablement les éléments du circuit associé à la diode tunnel.

Comme le facteur de bruit mesuré comporte les parts dues à la fois à la diode tunnel et au circuit, il est fondamental, pour que les mesures soient reproductibles, que les paramètres du circuit de mesure ainsi que les organes associés soient bien définis.

Un meilleur procédé de détermination du facteur de bruit F d'une diode tunnel consiste à le calculer à partir des paramètres de la diode tunnel d'après la formule:

$$F = 1 + \frac{e}{2kT} \frac{I_0}{g}$$

ou I_0 est le courant continu de polarisation de la diode et g la conductance négative correspondant à ce courant, avec I_0 réglé pour que $\frac{I_0}{g}$ soit minimal.



C = value of variable capacitor C
 ΣC_m = sum of measuring circuit capacitances and case capacitance

FIG. 22. — Determination of switching time (taking account of stray capacitance).

8. Noise factor

A noise factor measurement can be made using the procedure given in IEC Publication 147-2C, with suitable adjustment of the circuit associated with the tunnel diode.

Because the measured noise factor includes the noise contributions of both the tunnel diode and the circuit, it is essential for reproducibility of measurements that the parameters of the measuring circuit and any associated accessories should be well defined.

A preferred procedure for determining the noise figure F of a tunnel diode is to calculate it from known tunnel diode parameters according to the formula:

$$F = 1 + \frac{e I_0}{2kTg}$$

where I_0 is the continuous bias current through the diode and g is the negative conductance corresponding to this current, with I_0 so adjusted that $\frac{I_0}{g}$ is a minimum.

CHAPITRE I: DIODES À SEMICONDUCTEURS

SECTION CINQ — DIODES À CAPACITÉ VARIABLE

Ajouter le texte suivant à la fin de la Publication 147-2B de la CEI:

CAS DES DIODES VARACTORS

On recommande les méthodes de mesure suivantes, appropriées aux conditions de fonctionnement et à la structure du type de diode à mesurer.

Dans le cas de la mesure du Q effectif de la diode, on recommande d'indiquer la méthode de mesure utilisée pour obtenir cette valeur. Ceci est nécessaire, car il est possible d'obtenir des valeurs différentes de Q pour une diode donnée lorsqu'on utilise l'une ou l'autre des deux méthodes indiquées.

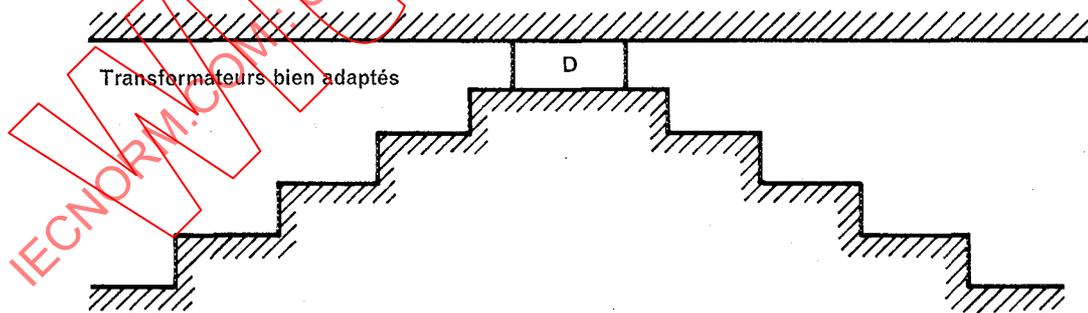
1. Mesures à l'aide d'une ligne de transmission

Ces mesures permettent d'évaluer les principales propriétés des diodes destinées à fonctionner en hyperfréquences et qui peuvent être utilisées dans un grand nombre d'applications, en particulier celles fournies sans boîtier, ou celles dont la capacité parallèle du boîtier a une valeur de réactance plus élevée que la valeur de la résistance série de la diode à la fréquence de résonance série.

1.1 Théorie

On observe l'effet des caractéristiques de transmission de tout système de transmission non rayonnant par l'introduction d'une impédance parallèle, ici une diode.

On monte la diode en parallèle avec la ligne de transmission, de façon que la disposition du montage donne lieu à un minimum de réactance supplémentaire; par exemple, si l'on utilise comme système de transmission un guide d'ondes, on adaptera la diode comme il est indiqué sur la figure 23.



025174

D = diode à mesurer

FIG. 23. — Montage en guide d'ondes.

Les mesures de pertes de transmission introduites par la diode dans la région de la fréquence de résonance série permettent d'évaluer les éléments du circuit équivalent de la diode, et également de déterminer la loi de variation de la capacité en fonction de la polarisation.

CHAPTER I: SEMICONDUCTOR DIODES

SECTION FIVE — VARIABLE CAPACITANCE DIODES

Add the following text at the end of IEC Publication 147-2B:

CASE OF VARACTOR DIODES

The following methods of measurement are recommended for use, as appropriate to the intended conditions of operation and structure of the type of diode to be measured.

In the case of the measurement of the effective Q of the diode, it is recommended that, when a value of Q is quoted, the particular method of measurement used to obtain that value should be stated. This is necessary because it is possible to obtain different values of Q for a given diode when using the two methods given.

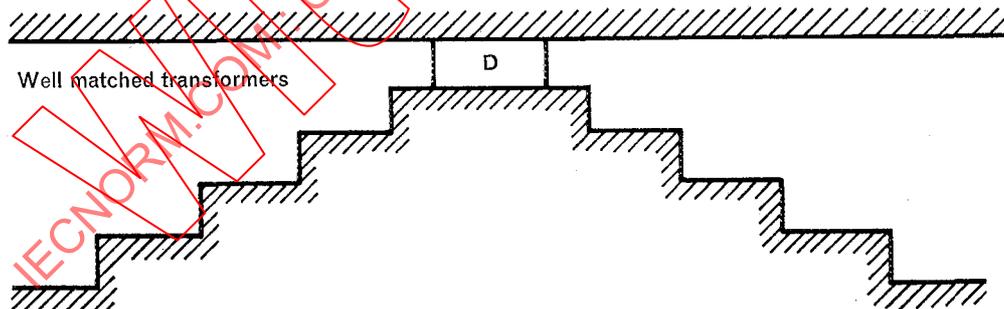
1. Transmission line measurements

These measurements are suitable for evaluating the main properties of microwave diodes which may be used in a wide range of applications, particularly those diodes which are unencapsulated, or those diodes whose package shunt capacitance has a reactance value larger than the value of diode series resistance at the series resonant frequency.

1.1 Theory

Observation is made of the effect on the transmission characteristics of any non-radiating transmission system by the introduction of a shunt impedance, in this case a diode.

The diode is mounted in shunt with the transmission line, so that the mounting arrangement provides a minimum of excess reactance; for example, when using a waveguide transmission system, the diode is fitted as given in Figure 23.



025174

D = diode being measured

FIG. 23. — Waveguide mount.

Measurements of transmission loss introduced by the diode in the region of the series resonant frequency enable the elements of the diode equivalent circuit to be evaluated, and also permit the capacitance law as a function of bias to be determined.

La figure 24 indique le circuit équivalent de la diode ainsi montée.

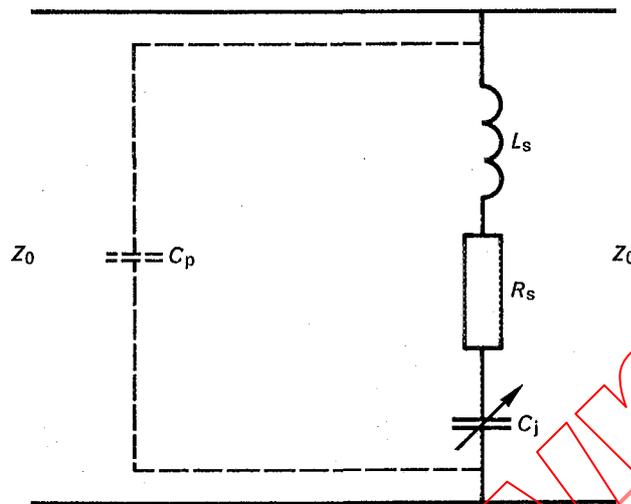


FIG. 24. — Circuit équivalent de la diode dans sa montage.

où:

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne de transmission

C_p = capacité du boîtier

L_s = inductance série

R_s = résistance série

C_j = capacité de jonction.

Au voisinage de la résonance série, l'effet de la capacité du boîtier (C_p) est négligeable et on peut ainsi ne pas en tenir compte.

A partir de quatre mesures, à savoir:

- la perte de transmission à la fréquence de résonance série pour une polarisation nulle;
- la bande passante de la caractéristique de transmission;
- la valeur de la fréquence de résonance série;
- la variation de la fréquence de résonance série avec la polarisation;

on peut déterminer les quatre inconnues:

- La résistance série (R_s).
- La capacité de jonction (C_j).
- L'inductance série (L_s).
- La variation de la capacité de jonction avec la polarisation.

The equivalent circuit of the mounted diode is shown in Figure 24.

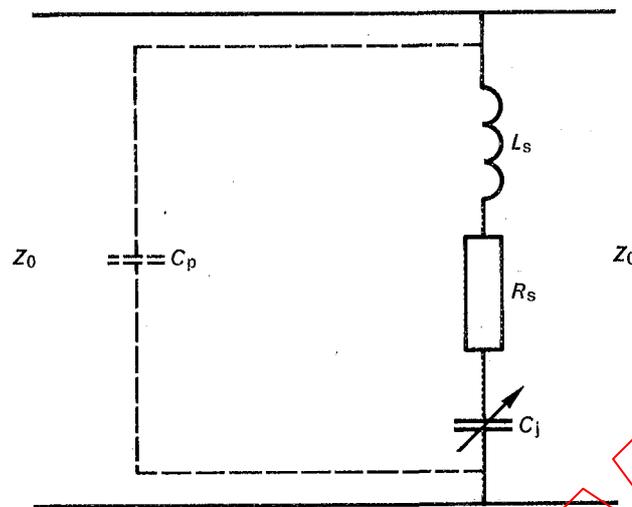


FIG. 24. — Equivalent circuit of mounted diode.

where:

Z_0 = characteristic impedance of transmission line

C_p = package capacitance

L_s = series inductance

R_s = series resistance

C_j = junction capacitance.

Near series resonance, the effect of the package capacitance (C_p) is negligible and may be ignored.

Four measurements, namely:

- a) transmission loss at the series resonant frequency at zero bias;
- b) the bandwidth of the transmission characteristic;
- c) the value of the series resonant frequency;
- d) the variation of the series resonant frequency with bias;

enable the four unknowns:

1. Series resistance (R_s).
2. Junction capacitance (C_j).
3. Series inductance (L_s).
4. Variation of junction capacitance with bias to be determined.

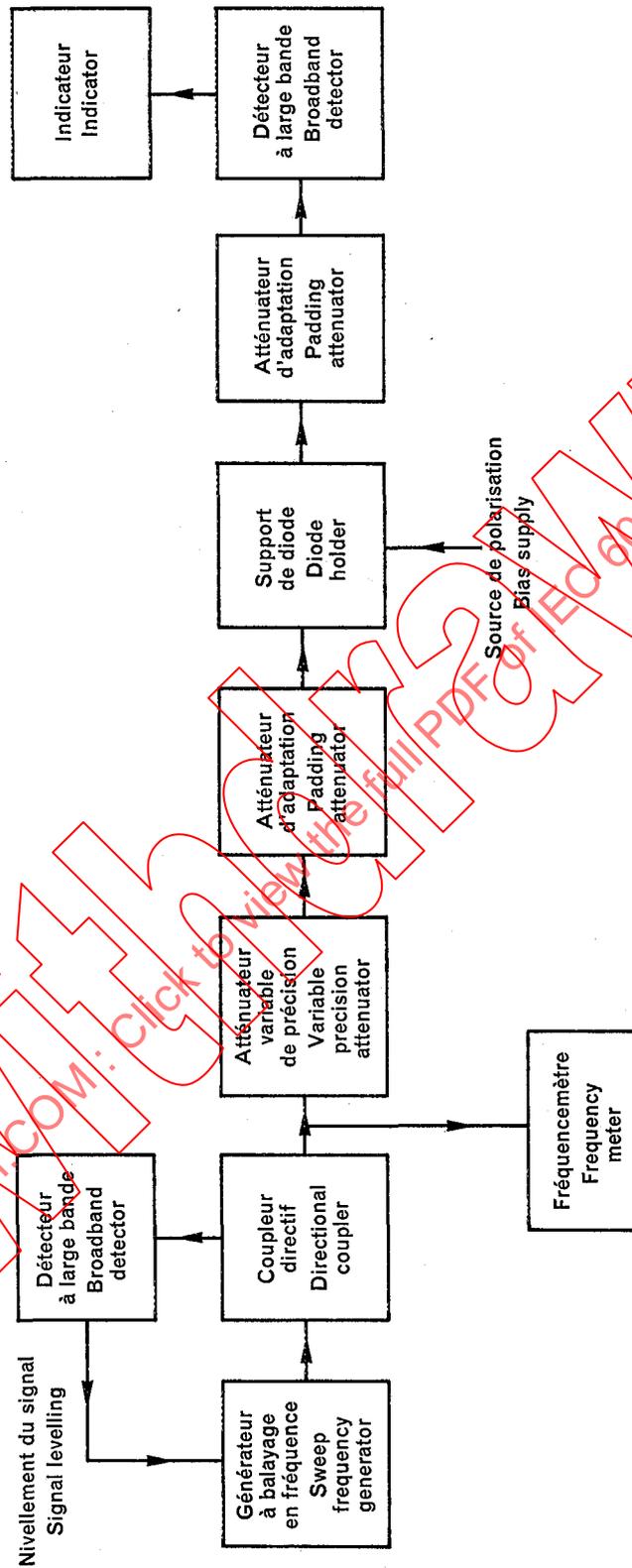


FIG. 25. — Schéma fonctionnel du circuit de mesure des pertes de transmission.
Block diagram of transmission loss measurement circuit.

IECNORM.COM: Click to view the FULL PDF of IEC 60147-2:1974

027174

— Page blanche —

— Blank page —

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2F:1974
Withdrawn

1.3 Description et exigences du circuit

L'appareillage d'essai devra être monté en observant les règles de l'art pour les lignes hyperfréquences. On devra s'assurer que les composants tels que les coupleurs directifs, les fréquence-mètres, les atténuateurs et les détecteurs sont correctement adaptés et qu'ils fonctionnent correctement dans toute la gamme de fréquence prévue et pour la puissance dissipée lors de l'essai.

Il convient que les composants du système puissent être utilisés dans une bande suffisamment large pour qu'il n'en résulte que des variations ou erreurs négligeables dans toute la bande de fréquences utilisées pour la mesure.

Le générateur R.F. devra être capable d'avoir un fonctionnement stable pour un niveau de signal équivalent aux conditions en petits signaux normales pour la diode.

Le support de la diode devra être conforme aux prescriptions de montage spécifiées.

Une disposition typique comporte une monture à transformation progressive d'impédance avec une bobine d'arrêt d'un côté de façon à pouvoir appliquer la polarisation. La monture a, en général, la structure voulue pour que l'on soit sûr de mesurer seulement les caractéristiques de la diode. Ainsi, on évite la complication qui consiste à se servir de bornes inductives pour le montage de la diode (voir la figure 23, page 46).

1.4 Exécution

On met la diode dans le support spécifié qui est relié à un système de transmission équivalent à celui qui est indiqué dans la figure 25, page 50.

1.4.1 Fréquence de résonance série

On peut obtenir facilement la fréquence de résonance série en faisant fonctionner la diode à la tension de polarisation voulue et en observant la valeur de la puissance transmise, avant et après la diode, lorsqu'on balaie une gamme convenable de fréquences. La fréquence de résonance série a lieu pour le point où la puissance R.F. transmise est minimale. La puissance incidente R.F. sur la diode doit être maintenue constante pendant le balayage.

1.4.2 Perte de transmission (T)

On enregistre l'amplitude du signal transmis pour une polarisation nulle (ou pour toute autre valeur exigée) appliquée à la diode. On enlève alors la diode de son support et on se sert d'un atténuateur de précision pour obtenir la même valeur du signal transmis que celle enregistrée initialement. La variation de l'indication de l'atténuateur donne alors la perte de transmission (T) à la résonance. Il est nécessaire que le niveau de puissance R.F. incidente sur la diode soit maintenu constant pendant la mesure.

D'autre part, on peut obtenir la perte de transmission introduite par la diode à la fréquence de résonance série en observant d'abord la valeur de la puissance incidente sur le détecteur adapté à une fréquence éloignée de la fréquence de résonance. On amène ensuite la fréquence à la résonance et on règle l'atténuateur de précision pour retrouver le même niveau de puissance que celui obtenu à la fréquence loin de la résonance. La différence des lectures sur l'atténuateur donne la perte de transmission (T) (voir la figure 26, page 54).

1.4.3 Résistance série

Si la fréquence de mesure choisie est égale à la fréquence de résonance série (f_s) donnée par:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_j}} \quad (19)$$

où:

L_s = inductance série

C_j = capacité effective de la jonction PN pour une tension de polarisation appliquée donnée,

1.3 *Circuit description and requirements*

The test equipment should be assembled using good microwave transmission line engineering techniques. All components, such as directional couplers, frequency measuring apparatus, attenuators and detectors, should be checked to ensure proper matching and operation over the required frequency and power test conditions.

The components of the system should be sufficiently broadband to ensure that only negligible variations or errors over the band of frequencies used for the measurement are introduced.

The R.F. signal generator should be capable of stable operation at a signal level equivalent to the normal small-signal conditions of the diode.

The diode holder should conform with the specified mount details.

A typical arrangement comprises a tapered mount with a choke on one face to enable bias to be applied. The tapered mount usually is a requisite feature to ensure that only the diode characteristics are being measured. In this way, the complication of using inductive posts for mounting the diode is avoided (see Figure 23, page 47).

1.4 *Measurement procedure*

The diode is inserted into the specified holder which is connected in a transmission system equivalent to that shown in Figure 25, page 50.

1.4.1 *Series resonant frequency*

The series resonant frequency may easily be obtained by operating the diode at the required bias voltage and observing the indicated transmitted power, in front of and behind the diode, as the frequency is swept over a suitable frequency range. The series resonant frequency is indicated by the point of minimum transmitted R.F. power. The incident R.F. power level on the diode shall be kept constant during the sweep.

1.4.2 *Transmission loss (T)*

The transmitted signal level at resonance with zero bias (or any other required value) applied to the diode is recorded. The diode is then removed from the holder and the precision attenuator adjusted to give the same indicated transmitted signal level as that recorded initially. The change in the attenuator setting then gives the transmission loss (T) at resonance. It is essential that the incident R.F. power level on the diode shall be kept constant during this measurement.

Alternatively, the transmission loss introduced by the diode at the series resonant frequency may be obtained by firstly observing the power level incident on the matched detector at a frequency remote from the resonant frequency. The frequency is then changed to the resonant value and the precision attenuator adjusted to return the indicated power level to the same value as that obtained when the frequency was remote from resonant value. The change in attenuator reading will provide the transmission factor (T) (see Figure 26, page 55).

1.4.3 *Series resistance*

If the frequency of measurement chosen is equal to the series resonant frequency (f_s) given by:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_j}} \quad (19)$$

where:

L_s = series inductance

C_j = effective capacitance of the PN junction having a required applied bias voltage,

on peut mesurer la perte dans la ligne de transmission comme au paragraphe 1.4.2 et en déduire la résistance parallèle effective:

$$R_s = \frac{Z_0}{2\sqrt{T} - 1} \quad (20)$$

où:

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne de transmission au voisinage de l'élément qui occasionne les pertes. Dans le cas d'un montage en guide d'ondes, on devra utiliser la définition puissance/tension.

T = rapport de la puissance disponible arrivant sur la diode à mesurer à celle transmise par la diode.

On peut obtenir la variation de R_s avec la polarisation en ajustant la fréquence de mesure à la valeur de la résonance série correspondante à chaque valeur de la polarisation utilisée, et en mesurant le facteur de transmission (T) dans chaque cas.

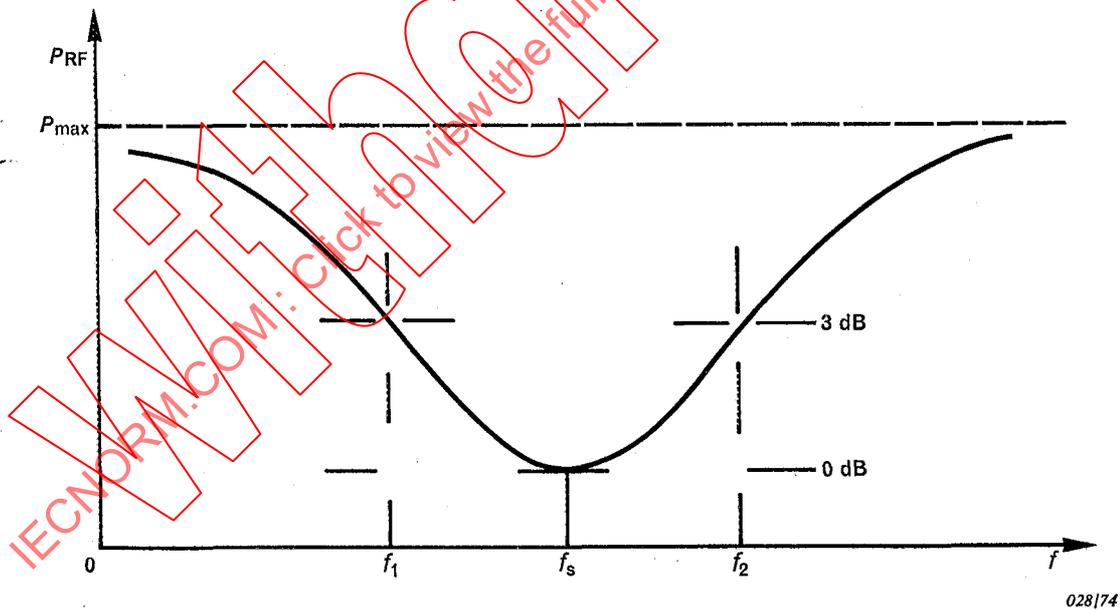
On peut également obtenir une mesure de la variation du Q effectif avec la polarisation.

1.4.4 Valeur du Q effectif

a) Première méthode

On peut obtenir la valeur du Q effectif pour une polarisation donnée en faisant varier la fréquence de mesure de chaque côté de la fréquence de résonance série, et en notant la valeur des fréquences pour lesquelles la puissance transmise est le double de celle transmise à la fréquence de résonance (voir la figure 26). Si les fréquences pour lesquelles ceci est réalisé sont f_1 et f_2 , on a:

$$Q = \frac{f_s}{|f_1 - f_2|} \quad (21)$$



f_s = fréquence de résonance série

FIG. 26. — Courbe indiquant la puissance transmise en fonction de la fréquence

D'autre part, comme

$$C_1 \sim \frac{1}{f_s^2}$$

the loss in a transmission may be measured as in Sub-clause 1.4.2 and the effective shunt resistance derived from:

$$R_s = \frac{Z_0}{2\sqrt{T}-1} \quad (20)$$

where:

Z_0 = characteristic impedance of the transmission line in the vicinity of the loss element. In the case of a waveguide mount, the power/voltage definition should be used.

T = ratio of available power incident on the diode being measured to that transmitted past the diode.

The variation of R_s with bias may be obtained by the adjustment of the measuring frequency to the corresponding series resonant value obtained for each bias value used, and measuring the transmission factor (T) in each case.

A measure of the change in the effective Q value with bias may also be obtained.

1.4.4 Effective Q value

a) First method

The effective Q value at a given bias voltage may be obtained by varying the measuring frequency to values on either side of the series resonant frequency and observing the value of those frequencies which cause the power transmitted to be twice that obtained at the resonant frequency (see Figure 26). If the frequencies at which this is achieved are f_1 and f_2 , then:

$$Q = \frac{f_s}{|f_1 - f_2|} \quad (21)$$

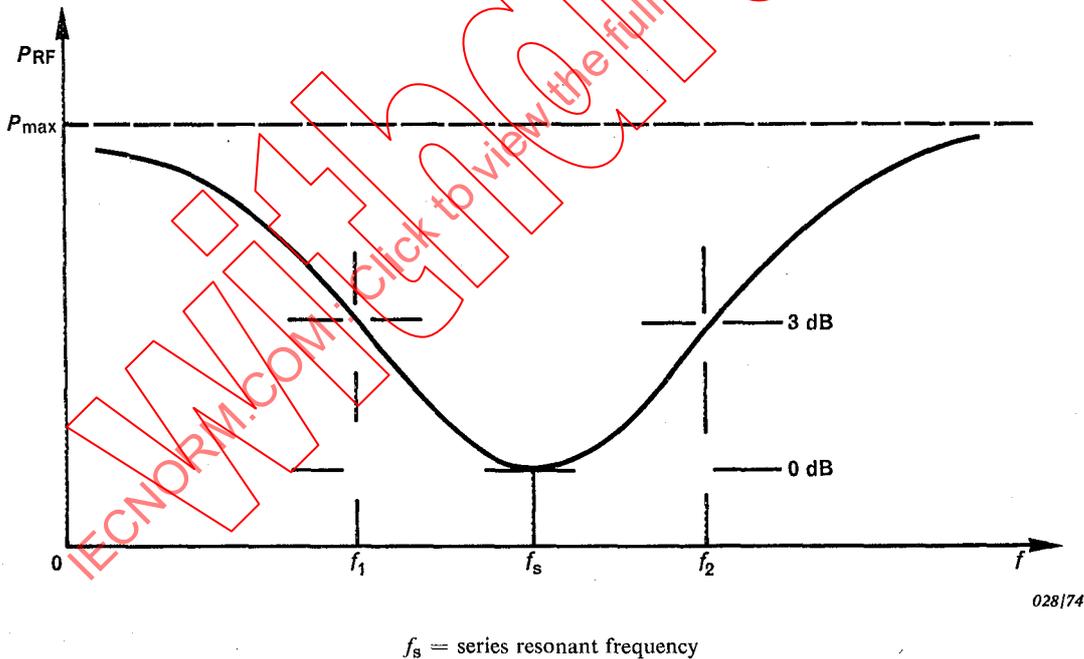


FIG. 26. — Curve indicating transmitted power as a function of frequency.

Alternatively, since

$$C_1 \sim \frac{1}{f_s^2}$$

d'après l'équation (19), une courbe de $\frac{1}{f_s^2}$ en fonction de la polarisation donne une courbe de KC en fonction de la polarisation, où K est une constante.

Si l'on ajuste la fréquence à la fréquence de résonance série pour une polarisation nulle, on obtient la polarisation directe (V_1) et la tension de polarisation inverse (V_2) nécessaire pour doubler la puissance transmise.

En utilisant la courbe de KC_j en fonction de la polarisation, on peut déterminer les valeurs correspondantes KC_{j1} et KC_{j2} . La valeur de Q peut alors en être déduite:

$$Q = \frac{KC_{j1} + KC_{j2}}{KC_{j1} - KC_{j2}}, \text{ c'est-à-dire: } \frac{f_{s2}^2 + f_{s1}^2}{f_{s2}^2 - f_{s1}^2} \quad (22)$$

Si $f_{s2} - f_{s1}$ est petit, cette expression peut se ramener à:

$$\frac{f_s}{f_{s2} - f_{s1}}$$

sans erreur appréciable.

b) *Autre méthode*

On peut également obtenir la valeur du Q effectif par la mesure de l'impédance transformée, indiquée dans l'annexe A.

1.4.5 *Fréquence de coupure*

On peut obtenir alors la fréquence de coupure (f_c) pour une polarisation nulle par:

$$f_{c(OV)} = Q f_{s(OV)} \quad (23)$$

1.4.6 *Capacité de jonction pour une polarisation nulle*

On peut l'obtenir en utilisant la valeur de la fréquence de coupure (f_c) tirée de l'équation (23) et celle de R_s donnée par l'équation (20):

$$C_{j(OV)} = \frac{1}{2\pi R_s f_{c(OV)}} \quad (24)$$

On peut alors utiliser la valeur de la capacité de jonction pour une polarisation nulle pour étalonner la courbe de $\frac{1}{f_s^2}$ en fonction de la polarisation en valeurs de C_j (voir le paragraphe 1.4.4).

1.4.7 *Inductance série*

Si l'on a besoin de la valeur de l'inductance série, on peut l'obtenir à partir de:

$$f_{s(OV)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_{j(OV)}}} \quad (25)$$

1.4.8 *Coefficient de variation de la capacité (γ)*

On définit le coefficient de variation de la capacité comme étant la variation de capacité normalisée dans une gamme définie de conditions de fonctionnement de courant direct et de tension inverse.

On détermine la tension de polarisation nécessaire pour donner la valeur définie du courant direct. En utilisant cette tension directe (V_F) et la tension inverse définie (V_{-X}), on peut obtenir les valeurs correspondantes de C_j à partir de la courbe $\frac{1}{f_s^2}$ ou KC_j en fonction de la tension de polarisation (voir le paragraphe 1.4.4).

Si $C_{j(V_F)}$ et $C_{j(V_{-X})}$ sont les valeurs respectives de capacité, on a alors:

$$\gamma = \frac{C_{j(V_F)} - C_{j(V_{-X})}}{2 [C_{j(V_F)} + C_{j(V_{-X})}]} \quad (26)$$

from equation (19), a plot of $\frac{1}{f_s^2}$ against bias will provide a plot of KC_j versus bias, where K is a constant.

If the frequency is adjusted to the series resonant frequency at zero bias, the forward bias voltage (V_1) and the reverse bias voltage (V_2) required to double the transmitted power are obtained.

Using the plot of KC_j versus bias, corresponding values of KC_{j1} and KC_{j2} may be found. The value of Q may then be derived from:

$$Q = \frac{KC_{j1} + KC_{j2}}{KC_{j1} - KC_{j2}}, \text{ i.e.: } \frac{f_{s2}^2 + f_{s1}^2}{f_{s2}^2 - f_{s1}^2} \quad (22)$$

If $f_{s2} - f_{s1}$ is small, this can be reduced to:

$$\frac{f_s}{f_{s2} - f_{s1}}$$

without serious error.

b) Alternative method

The effective Q value may also be obtained by the transformed impedance measurement as given in Appendix A.

1.4.5 *Cut-off frequency*

The cut-off frequency (f_c) at zero bias may then be obtained from:

$$f_{c(OV)} = Q f_{s(OV)} \quad (23)$$

1.4.6 *Junction capacitance at zero bias*

This may be obtained using the value of the cut-off frequency (f_c) from equation (23) and R_s from equation (20):

$$C_{j(OV)} = \frac{1}{2\pi R_s f_{c(OV)}} \quad (24)$$

The value of junction capacitance at zero bias may then be used to calibrate the plot of $\frac{1}{f_s^2}$ versus bias in terms of C_j (see Sub-clause 1.4.4).

1.4.7 *Series inductance*

If the series inductance value is required, this may be obtained from:

$$f_{s(OV)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_{j(OV)}}} \quad (25)$$

1.4.8 *Capacitance variation coefficient (γ)*

The capacitance variation coefficient is defined as the normalized capacitance change over a defined range of operating conditions of forward current and reverse voltage.

The bias voltage which is required to provide the defined value of forward current is determined. Then using this forward voltage (V_F) and the defined reverse voltage (V_{-X}), corresponding values of C_j may be obtained from the $\frac{1}{f_s^2}$ or KC_j plot against the bias voltage (see Sub-clause 1.4.4).

If $C_{j(V_F)}$ and $C_{j(V_{-X})}$ are the capacitance values respectively, then:

$$\gamma = \frac{C_{j(V_F)} - C_{j(V_{-X})}}{2 [C_{j(V_F)} + C_{j(V_{-X})}]} \quad (26)$$

ANNEXE A

MÉTHODE PAR TRANSFORMATION DE LA REPRÉSENTATION DE L'IMPÉDANCE

Cette méthode convient pour la mesure des diodes destinées à fonctionner dans la partie de la caractéristique de la diode où la valeur de la résistance série est sensiblement indépendante de la valeur de la tension de polarisation.

A1. Théorie

L'impédance normalisée (Z) en tout point d'une ligne de transmission sans pertes est reliée au coefficient de réflexion (ρ) en ce point par l'expression:

$$Z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (27)$$

La forme de cette relation indique que l'impédance normalisée et le coefficient de réflexion en tout point sont reliés bilinéairement; on peut ainsi montrer que, pour une transformation sans pertes entre deux plans d'impédance Z_1 et Z_2 , on peut écrire:

$$Z_2 = \alpha Z_1 + j\beta \quad (28)$$

où α et β sont des nombres réels.

Si l'on considère alors deux valeurs d'impédance (Z^a et Z^b) dans un plan, qui diffèrent seulement par la valeur de leur composante réactive, l'impédance correspondante dans un second plan peut s'écrire:

$$Z_2^a = \alpha (R_1 + jX_1) + j\beta = \alpha R_1 + j(\alpha X_1 + \beta) \quad (29)$$

et
$$Z_2^b = \alpha (R_1 + jX_1 + \Delta X) + j\beta = \alpha R_1 + j(\alpha X_1 + \alpha \Delta X + \beta) \quad (30)$$

On voit, d'après l'équation (28), que les cercles de résistance constante sur le diagramme de Smith pour un plan se transforment en la même famille de cercles pour un autre plan, mais que la valeur de la résistance est modifiée dans le rapport α .

Cette transformation convient pour les valeurs de réactance telles que le rapport $\frac{\Delta X}{R}$, obtenu à partir des équations (29) et (30), soit effectivement indépendant des constantes de transformation α et β .

Ainsi, pour une ligne de transmission terminée par une impédance dont la composante réactive varie, le lieu de l'impédance dans un plan de la ligne de mesure qui corresponde au plan terminal se situe également sur un cercle de résistance constante.

Si le plan d'impédance de Z_1 est choisi comme étant celui de la diode elle-même, alors $\frac{\Delta X}{R}$, dans tout plan correspondant, a la même valeur que le ΔQ de la diode.

Donc si:

$$\Delta X_{12} = |X_1 - X_2|, \text{ il s'ensuit que } \frac{\Delta X_{12}}{R} = \Delta Q_{12} \text{ c'est-à-dire } |Q_1 - Q_2|$$

où les indices 1 et 2 correspondent à la valeur du paramètre obtenue pour les tensions de polarisation V_1 et V_2 respectivement.

Le facteur de qualité effectif Q en n'importe quel point est donné par:

$$Q = \Delta Q \cdot \sigma \quad (31)$$

où σ est un facteur constant associé aux deux points de polarisation, pour un type de diode déterminé.

L'un des deux points de polarisation (V_1 ou V_2) peut avoir la valeur voulue.

APPENDIX A

TRANSFORMED IMPEDANCE METHOD

This method is satisfactory for the measurement of diodes which are only to operate within that part of the diode characteristic in which the value of series resistance is sensibly independent of the value of the bias voltage.

A1. Theory

The normalized impedance (Z) at any place in a lossless transmission line is related to the reflection coefficient (ρ) at that plane by the expression:

$$Z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (27)$$

The form of this relation indicates that the normalized impedance and the reflection coefficient at any plane are bilinearly related; hence it may be shown that, for a lossless transformation between two impedance planes Z_1 and Z_2 , we can write:

$$Z_2 = \alpha Z_1 + j\beta \quad (28)$$

where α and β are real numbers.

If two values of impedance (Z^a and Z^b) at one plane, which only differ in the value of their reactive components, are then considered, corresponding impedance at a second plane may be written as:

$$Z_2^a = \alpha (R_1 + jX_1) + j\beta = \alpha R_1 + j(\alpha X_1 + \beta) \quad (29)$$

and
$$Z_2^b = \alpha (R_1 + jX_1 + \Delta X) + j\beta = \alpha R_1 + j(\alpha X_1 + \alpha \Delta X + \beta) \quad (30)$$

From equation (28), it will be seen that circles of constant resistance on a Smith Chart at one plane transform into the same family of circles at another, but that the resistance value is changed in the ratio α .

This transformation is pertinent to the reactance values, so that the ratio $\frac{\Delta X}{R}$ as obtained from equations (29) and (30) is seen to be independent of the transformation constants α and β .

Thus, for a transmission line which is terminated in an impedance whose reactive component is varied, the impedance locus at a plane in the measuring line which corresponds to the terminal plane also lies on a circle of constant resistance.

If the impedance plane of Z_1 is taken as being that of the diode element itself, then $\frac{\Delta X}{R}$ in any corresponding plane is the same as the value ΔQ of the diode.

Hence if:

$$\Delta X_{12} = |X_1 - X_2|, \text{ then } \frac{\Delta X_{12}}{R} = \Delta Q_{12} \text{ i.e. } |Q_1 - Q_2|$$

where the suffix 1 and 2 correspond to the value of the parameter which is obtained at the bias voltages V_1 and V_2 respectively.

Now the effective quality factor Q at any required point may be given by:

$$Q = \Delta Q \cdot \sigma \quad (31)$$

where σ is a constant factor relating two bias points, for a given type of diode.

One of the two bias points (V_1 or V_2) can be the required value.

Détermination de σ

La valeur de σ_{12} peut être obtenue à partir de l'expression:

$$\sigma_{12} = \frac{C_1}{\Delta C_{12}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\phi - V_1}{\phi - V_2}\right)\eta} \quad (32)$$

où:

ϕ = différence de potentiel de semi-contact

η = facteur de non-linéarité de C en fonction de V .

Exemple: Pour les varactors au silicium fabriqués grâce à un procédé de diffusion, η en général vaut $\frac{1}{3}$ et ϕ est de l'ordre de 0,5 volt.

Si $V_1 = -4,5$ volts et $V_2 = -6$ volts, alors $\sigma = 10$, c'est-à-dire $Q = 10 \Delta Q$.

La valeur de σ peut être obtenue expérimentalement par la mesure de la variation de capacité entre trois points de polarisation très groupés, disons 1, 2 et 3, de la sorte, on a ΔC_{12} et ΔC_{23} .

La valeur de σ peut alors s'obtenir à partir de:

$$\sigma = \frac{1 + \frac{\Delta C_{23}}{\Delta C_{12}}}{1 - \frac{\Delta C_{23}}{\Delta C_{12}} \frac{\Delta Q_{12}}{\Delta Q_{23}}} \quad (33)$$

Les valeurs correspondantes de ΔQ_{12} et de ΔQ_{23} peuvent s'obtenir en utilisant l'une des équations (34), (35), (36) ou (37).

Détermination de ΔQ

La valeur de ΔQ peut être obtenue en utilisant l'une des deux expressions (34) ou (36) ci-dessous:

$$\Delta Q_{12} = \sqrt{\frac{(\eta_1 - \eta_2)^2 + (\eta_1^2 - 1)(\eta_2^2 - 1) \sin^2 \Delta \Psi}{\eta_1 \eta_2}} \quad (34)$$

où:

$10 \log (\eta_1^2)$ = taux d'ondes stationnaires en puissance (dB) pour une valeur 1 de la polarisation

$10 \log (\eta_2^2)$ = taux d'ondes stationnaires en puissance (dB) pour une valeur 2 de la polarisation

$$\Delta \Psi = \frac{M_1 - M_2}{\lambda_g} \times 360^\circ$$

où M_1 et M_2 sont les positions du minimum, pour les valeurs de polarisation 1 et 2 respectivement.

Pour des valeurs très élevées de η_1 et η_2 (c'est-à-dire des valeurs obtenues couramment dans le cas de diodes de haute qualité), l'équation (34) peut se simplifier en:

$$\Delta Q_{12} = \sqrt{\eta_1 \eta_2} \sin \Delta \Psi \quad (35)$$

$$\Delta Q_{12} = \sqrt{A_1 A_2 - B_1 B_2 \cos \theta - 2} \quad (36)$$

où $A_1 A_2$ et $B_1 B_2$ sont de la forme générale:

$$A_x = \frac{r_x^2 + 1}{r_x \sqrt{2}} \quad \text{et} \quad B_x = \frac{r_x^2 - 1}{r_x \sqrt{2}}$$

où:

r_x = T.O.S. (en tension) pour une valeur x de la polarisation

θ = variation de la phase du coefficient de réflexion entre les valeurs de polarisation 1 et 2.