

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 147-2B

Première édition — First edition

1970

Deuxième 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

Second supplement to Publication 147-2 (1963)

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

Part 2: General principles of measuring methods



Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe

Genève, Suisse

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2B:1970

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 147-2B

Première édition — First edition

1970

Deuxième 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

Second 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 A SEMICONDUCTEURS

SECTION UN – DIODES POUR SIGNAUX DE FAIBLE PUISSANCE

Articles

1. Courant inverse	8
2. Tension directe	10
3. Capacité en petits signaux	10
4. Paramètres de commutation	12
5. Rendement de détection	24
6. Bruit	28

SECTION DEUX – DIODES DE TENSION DE RÉFÉRENCE ET DIODES RÉGULATRICES DE TENSION

1. Tension de régulation	32
2. Résistance différentielle	32
3. Coefficient de température de la tension de régulation	36
4. Capacité de la jonction	38
5. Courant inverse	40
6. Tension directe	42
7. Bruit (à l'étude)	42

SECTION QUATRE – DIODES TUNNEL

A l'étude

SECTION CINQ – DIODES A CAPACITÉ VARIABLE

1. Capacité parasite	44
2. Inductance série	46
3. Capacité aux bornes	48
4. Variation de la capacité aux bornes en fonction de la tension de polarisation	48
5. Facteur de qualité effectif	48
6. Résistance série	52
7. Courant inverse	52
8. Résistance thermique	52

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5

CHAPTER I: SEMICONDUCTOR DIODES

SECTION ONE – LOW-POWER SIGNAL DIODES

Clause

1. Reverse current	9
2. Forward voltage.	11
3. Small-signal capacitance	11
4. Switching parameters	13
5. Detector efficiency	25
6. Noise	29

SECTION TWO – VOLTAGE REFERENCE DIODES AND VOLTAGE REGULATOR DIODES

1. Working voltage	33
2. Differential resistance	33
3. Temperature coefficient of working voltage	37
4. Junction capacitance	39
5. Reverse current	41
6. Forward voltage.	43
7. Noise (under consideration).	43

SECTION FOUR – TUNNEL DIODES

Under consideration

SECTION FIVE – VARIABLE CAPACITANCE DIODES

1. Stray capacitance	45
2. Series inductance	47
3. Terminal capacitance	49
4. Variation of terminal capacitance with bias voltage	49
5. Effective quality factor	49
6. Series resistance	53
7. Reverse current	53
8. Thermal resistance	53

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

DEUXIÈME COMPLÉMENT A LA PUBLICATION 147-2 (1963)

VALEURS LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES DISPOSITIFS A 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 cette unification internationale, la CEI exprime le vœu que tous les Comités nationaux ne possédant pas encore de règles nationales, lorsqu'ils préparent ces règles, prennent comme base fondamentale de ces règles les recommandations de la CEI dans la mesure où les conditions nationales le permettent.
- 4) On reconnaît qu'il est désirable que l'accord international sur ces questions soit suivi d'un effort pour harmoniser les règles nationales de normalisation avec ces recommandations dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Les Comités nationaux s'engagent à user de leur influence dans ce but.

PRÉFACE

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

Elle constitue le deuxième 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.

Quatre projets différents ont été utilisés pour la présente publication. Les travaux relatifs à la section un ont commencé lors d'une réunion tenue à Londres en 1960; deux projets furent soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois, le premier relatif aux articles 1, 2, 3, 6 en juillet 1963, le second aux articles 4 et 5 en août 1964. La section deux résulte de travaux entrepris lors d'une réunion tenue à Philadelphie en 1964; un projet fut soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en septembre 1967. Les travaux relatifs à la section cinq ont commencé lors d'une réunion tenue à Bad Kreuznach en 1963; un projet fut soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en décembre 1967.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SECOND 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 this international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees having as yet no national rules, when preparing such rules, should use the IEC recommendations as the fundamental basis for these rules in so far as national conditions will permit.
- 4) The desirability is recognized of extending international agreement on these matters through an endeavour to harmonize national standardization rules with these recommendations in so far as national conditions will permit. The National Committees pledge their influence towards that end.

PREFACE

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

It constitutes the second supplement to Part 2, General Principles of Measuring Methods, IEC Publication 147. Part 1, dealing with Essential Ratings and Characteristics, is issued as IEC Publication 147-1.

Four different drafts were used for this Supplement. Work on Section One started at a meeting held in London in 1960; two drafts were submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule, the first one concerning Clauses 1, 2, 3, 6 in July 1963, the second one relating to Clauses 4 and 5 in August 1964. Section Two results from the work started at a meeting held in Philadelphia in 1964; a draft was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in September 1967. Work on Section Five started at a meeting held in Bad Kreuznach in 1963; a draft was submitted to the National Committees for approval under the Six Months' Rule in December 1967.

Les pays suivants se sont prononcés explicitement en faveur de la publication de tout ou d'une partie de ce complément:

Afrique du Sud
Allemagne
Australie
Autriche
Belgique
Canada
Danemark
Etats-Unis d'Amérique
Finlande
France
Israël
Italie

Japon*
Pays-Bas
Pologne
République Populaire de Chine
Roumanie
Royaume-Uni
Suède
Suisse
Tchécoslovaquie
Turquie
Union des Républiques
Socialistes Soviétiques
Yougoslavie

* N'a pas approuvé les articles 4 et 5 de la section un.

The following countries voted explicitly in favour of publication of all or part of this Supplement:

Australia	Netherlands
Austria	People's Republic of China
Belgium	Poland
Canada	Romania
Czechoslovakia	South Africa
Denmark	Sweden
Finland	Switzerland
France	Turkey
Germany	Union of Soviet Socialist
Israel	Republics
Italy	United Kingdom
Japan*	United States of America
	Yugoslavia

* Did not approve Clauses 4 and 5 of Section One.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2B:1970

DEUXIÈME COMPLÉMENT A LA PUBLICATION 147-2 (1963)

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

Deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure

CHAPITRE I: DIODES A SEMICONDUCTEURS

SECTION UN - DIODES POUR SIGNAUX DE FAIBLE PUISSANCE

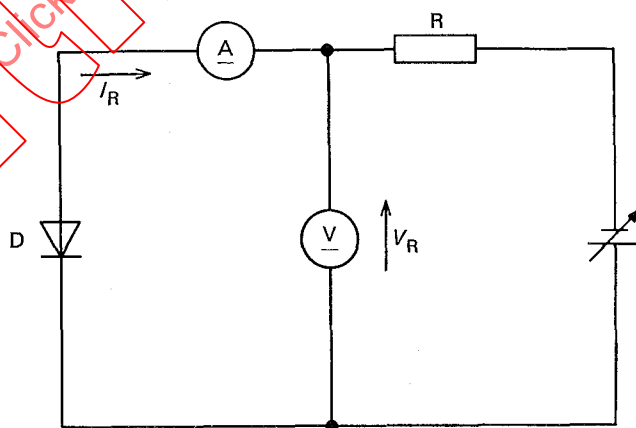
1. Courant inverse

Le courant inverse I_R peut être mesuré en se servant du circuit fondamental correspondant à la figure 1. La résistance R est incluse uniquement comme protection contre les surcharges.

La tension inverse spécifiée est appliquée aux bornes du dispositif et le courant inverse est alors mesuré.

S'il existe une dissipation de puissance importante dans la diode, la valeur du courant inverse peut être fortement affectée et les mesures ne devront être faites que lorsque l'équilibre thermique aura été atteint.

Pour cette mesure, on ne doit pas espérer obtenir une reproductibilité supérieure à $\pm 20\%$, étant donné les effets de dérive à long terme et les difficultés généralement rencontrées pour mesurer avec précision les températures et les très faibles courants.



D = diode mesurée

FIG. 1. — Circuit de mesure du courant inverse.

SECOND 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 ONE – LOW-POWER SIGNAL DIODES

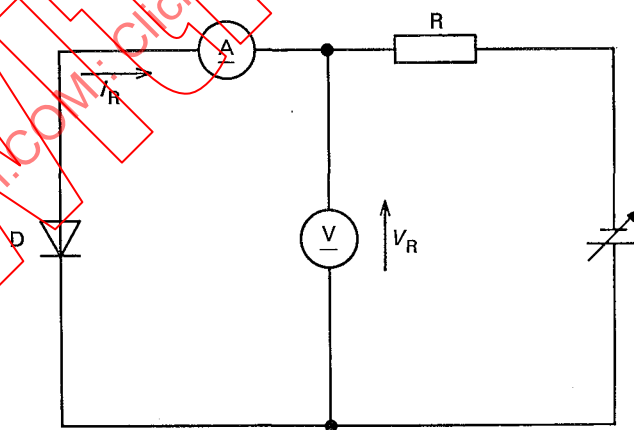
1. Reverse current

Reverse current I_R can be measured using the basic circuit shown in Figure 1. The resistor R is included only for the purpose of overload protection.

The specified reverse voltage is applied to the terminals of the device and the reverse current is then measured.

If there is a significant power dissipation in the diode, the value of the reverse current can be greatly affected and the measurement should be made only after thermal equilibrium has been reached.

Repeatability of this measurement better than about $\pm 20\%$ should not be expected in this measurement, because of the effects of long-term drift and the difficulties generally met in accurately measuring temperature and very small currents.



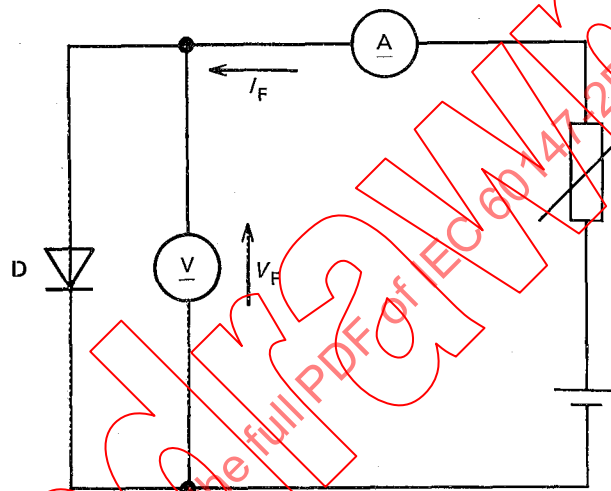
D = diode being measured

FIG. 1. — Circuit for the measurement of reverse current.

2. Tension directe

La tension directe V_F peut être mesurée en se servant du circuit fondamental correspondant à la figure 2. Le courant direct sera ajusté à la valeur spécifiée et la tension directe mesurée.

S'il existe une dissipation de puissance importante dans la diode, la valeur de la tension directe peut être fortement affectée et les mesures ne devront être faites que lorsque l'équilibre thermique aura été atteint.



D = diode mesurée

FIG. 2. — Circuit de mesure de la tension directe.

3. Capacité en petits signaux

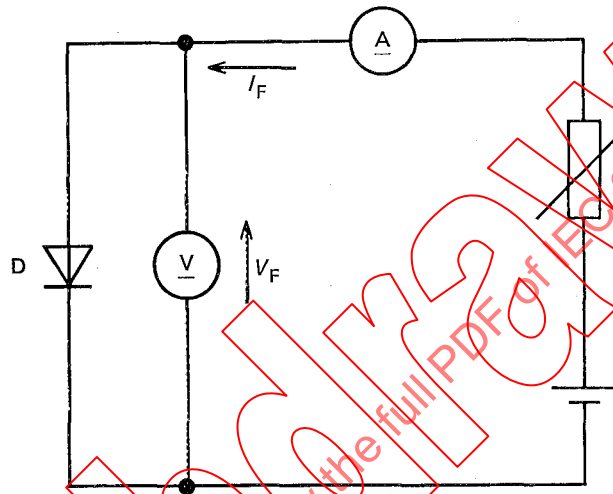
La capacité mesurée est une capacité entre les deux bornes de la diode et peut inclure toute capacité parasite provenant des fils de sortie et du boîtier. Si la capacité mesurée est très petite, les conditions de montage ont une influence sur les résultats; elles devront donc être spécifiées.

La figure 3, page 12, correspond à un circuit fondamental utilisant une méthode de pont en courant alternatif. Dans le circuit indiqué, le pont doit être capable de laisser passer le courant inverse de la diode sans altérer la précision de mesure. D'autres méthodes de polarisation de la diode peuvent être utilisées.

2. Forward voltage

The forward voltage V_F can be measured using the basic circuit shown in Figure 2. The forward current shall be adjusted to the specified value and the forward voltage measured.

If there is a significant power dissipation in the diode, the value of the forward voltage can be greatly affected and the measurement should be made only after thermal equilibrium has been reached.



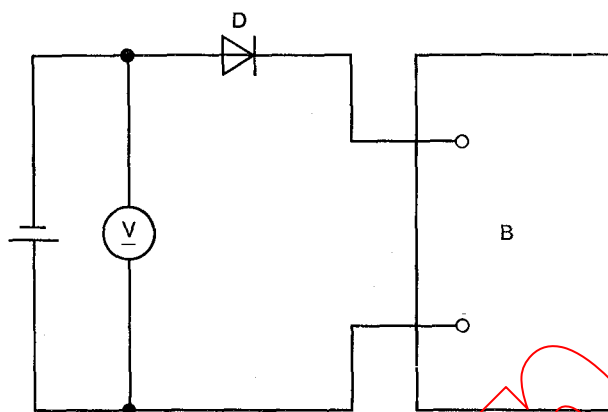
D = diode being measured

FIG. 2. — Circuit for the measurement of forward voltage.

3. Small-signal capacitance

The capacitance measured is a two-terminal capacitance across the diode and may include any stray capacitance associated with the leads and the case. If the measured capacitance is very small, the mounting conditions will affect the result and they should be specified.

Figure 3, page 13, shows a basic circuit using an a.c. bridge. In the arrangement shown, the bridge should be capable of carrying the reverse current of the diode without affecting the accuracy of measurement. Alternatively, other methods of biasing the diode can be used.



B = pont en courant alternatif
D = diode mesurée

FIG. 3. — Circuit de mesure de la capacité en petits signaux.

4. Paramètres de commutation

4.1 Tension directe transitoire – Temps de recouvrement direct

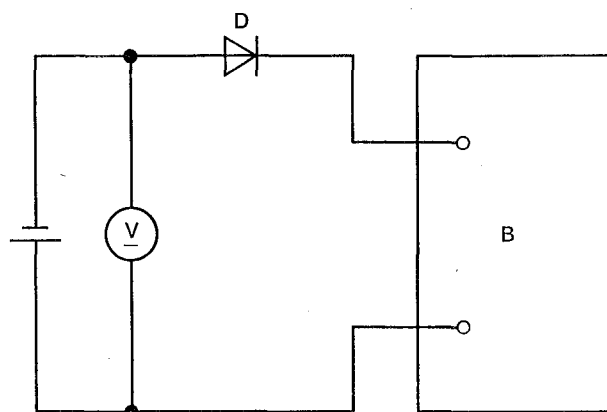
4.1.1 Introduction

Quelques diodes à semiconducteurs présentent un état de haute impédance transitoire en passant de la condition de non-conduction à la condition de conduction dans le sens direct.

Pour ces diodes, la caractéristique transitoire directe peut être définie en termes de courant direct lorsque la diode est utilisée comme un élément de série avec une source de tension, ou en termes de tension directe lorsque la diode est utilisée comme un élément de shunt avec une source de courant.

La mesure de la transitoire de tension directe indiquée par la figure 4b, page 14, est préférée en tant que base de comparaison pour les mesures de production des diodes.

Dans la figure 4b, la tension directe transitoire V_{FSM} est la tension maximale observée après la commutation établissant un courant spécifié I_F dans la diode. De même, le temps de recouvrement direct t_{trv} est l'intervalle de temps entre l'instant où le signal atteint 10% de sa valeur stable et l'instant où la tension directe de la diode atteint une valeur spécifiée V_F .



B = a.c. bridge
D = diode being measured

FIG. 3. — Circuit for the measurement of small-signal capacitance.

4. Switching parameters

4.1 *Forward voltage transient – Forward recovery time*

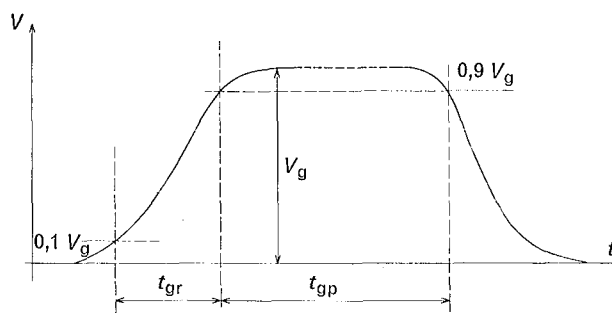
4.1.1 *Introduction*

Some semiconductor diodes exhibit a transient high impedance state in passing from the non-conducting to the conducting condition in the forward direction.

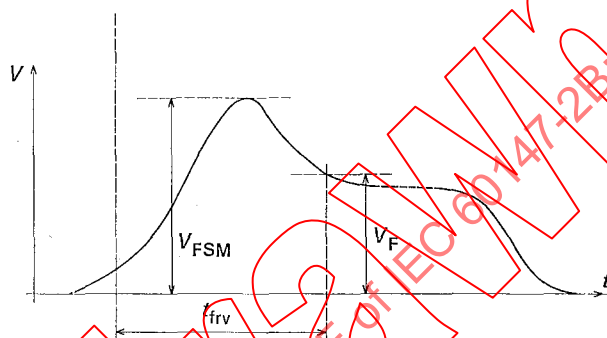
For these diodes, the forward transient characteristic may be defined in terms of the forward current when the diode is used as a series element with a voltage source, or in terms of the forward voltage when the diode is used as a shunt element with a current source.

The measurement of the forward voltage transient, as shown in Figure 4b, page 15, is preferred as a basis of comparison and for production testing of diodes.

In Figure 4b, the forward voltage transient V_{FSM} is the maximum voltage observed after switching a specified current I_F into the diode. Similarly, the forward recovery time t_{trv} is the time interval between the applied signal reaching 10% of its steady value and the diode forward voltage recovering to a specified value V_F .



4a. — Signal appliqué

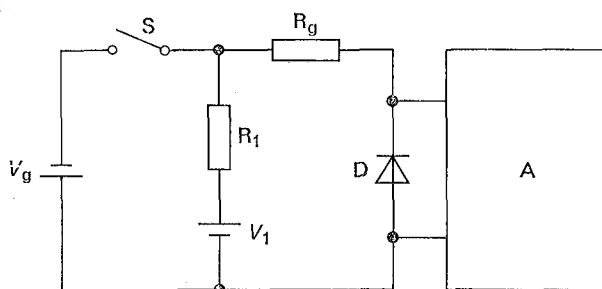


4b. — Réponse de la diode

FIGS. 4a et 4b. — Formes d'onde dans la mesure de la tension directe transitoire et du temps de recouvrement direct.

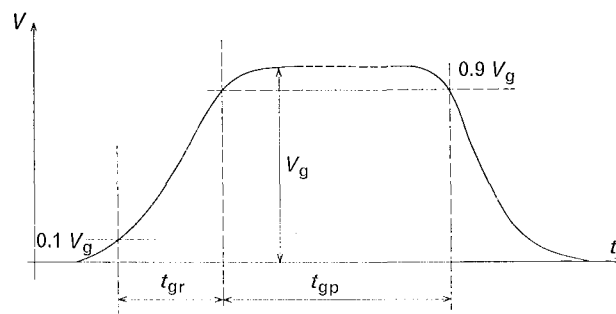
4.1.2 Mesure de la tension directe transitoire et du temps de recouvrement direct

La figure 5 montre un circuit fondamental préféré pour la mesure de la tension directe transitoire et du temps de recouvrement direct.

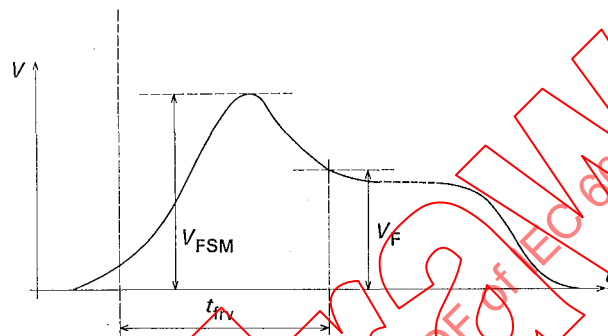


A = détecteur de réponse ou oscilloscope
D = diode mesurée
S = relais à mercure

FIG. 5. — Circuit pour la mesure de la tension directe transitoire et du temps de recouvrement direct.



4a. — Applied signal

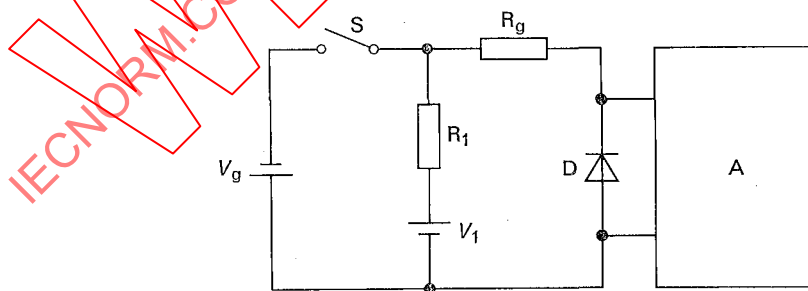


4b. — Diode response

FIGS. 4a and 4b. — Waveforms in the measurement of forward voltage transient and forward recovery time.

4.1.2 Measurement of forward voltage transient and forward recovery time

A preferred basic circuit for the measurement of the forward voltage transient and forward recovery time is shown in Figure 5.



A = response detector or oscilloscope
D = diode being measured
S = mercury relay

FIG. 5. — Circuit for the measurement of forward voltage transient and forward recovery time.

Les conditions suivantes doivent être remplies :

- Les conditions de polarisation directe et inverse devront être spécifiées.
- Le fait d'effectuer la commutation à partir d'une polarisation nulle au lieu d'une polarisation inverse n'affecte généralement pas sensiblement la précision de la mesure de la tension directe transitoire.
- Le relais à mercure et la source de tension peuvent être remplacés par un générateur d'impulsions convenable.
- Le temps de croissance t_{gr} du signal appliqué et le temps de croissance du détecteur devront être courts ou devront être spécifiés.
- La fréquence de répétition des impulsions devra être basse.
- La largeur d'impulsion t_{gp} du signal appliqué devra être grande, de manière à ce que toute variation ultérieure n'affecte pas le résultat de la mesure.

4.2 Charge recouvrée – Temps de recouvrement inverse

4.2.1 Introduction

Lorsqu'une diode est instantanément commutée du fonctionnement dans le sens direct à celui dans le sens inverse, il se produit un courant inverse transitoire qui décroît ensuite jusqu'à la valeur finale du courant inverse de la diode comme il est indiqué sur la figure 6, page 18.

Ce phénomène peut limiter la vitesse des circuits de commutation.

Il existe deux méthodes usuelles pour spécifier la caractéristique de recouvrement d'une diode.

Dans la première méthode, la diode est montée dans un circuit dans lequel le courant direct, la tension inverse, les impédances du circuit et la forme de l'impulsion sont spécifiés avec précision. L'intervalle de temps entre le début de la chute du courant direct et l'instant où le courant inverse atteint une valeur spécifiée, après être passé par une pointe, est mesuré et il est défini comme étant le temps de recouvrement inverse (voir figure 6). L'inconvénient de cette méthode est que le temps de recouvrement inverse ainsi défini est seulement valable pour le circuit spécifié et n'est pas immédiatement applicable dans le cas de conditions de circuit différentes.

La seconde méthode utilise le fait que la cause fondamentale de recouvrement inverse est la charge stockée par la diode. Cette charge comprend deux parties : la première due aux porteurs de charge minoritaires, l'autre due à la charge de la capacité de la diode. La charge totale extraite de la diode, lorsque celle-ci est commutée d'un courant direct spécifié à une tension inverse spécifiée dans un circuit spécifié, est appelée charge recouvrée.

Pour autant que la proportion de charge due à la capacité de la diode soit négligeable et que l'impédance du circuit soit faible, la charge recouvrée sera approximativement proportionnelle au courant direct au moment de la commutation et relativement indépendante de la tension inverse appliquée.

Dans ces conditions, la charge recouvrée par unité de courant direct est une caractéristique de la diode et est relativement indépendante du circuit considéré. Il est préférable, en conséquence, de spécifier la diode en termes de charge recouvrée chaque fois que cela est possible.

L'exemple suivant est donné pour montrer l'emploi du concept de charge recouvrée :

Considérons une diode ayant une charge recouvrée de 500 pC lorsqu'elle est commutée à partir d'un courant direct de 10 mA, dans les conditions spécifiées pour cette méthode de mesure.

The following conditions should be fulfilled:

- The forward and reverse bias conditions should be specified.
- Switching from a zero bias instead of a reverse bias usually does not significantly affect the accuracy of the measurement of forward voltage transient.
- The mercury relay and voltage generator may be replaced by a suitable pulse generator.
- The rise time t_{gr} of the applied signal and the detector rise time should be short or should be specified.
- The pulse repetition frequency should be low.
- The pulse length t_{gp} of the applied signal should be long, so that further change does not affect the measured result.

4.2 *Recovered charge – Reverse recovery time*

4.2.1 *Introduction*

When a diode is switched suddenly from operation in the forward direction to the reverse direction, there is an initial transient of reverse current which then decays to the final value of the reverse current of the diode as shown in Figure 6, page 19.

This phenomenon may limit the speed of switching circuits.

There are two methods in common use of specifying the reverse recovery characteristic of a diode.

The first method is to operate the diode in a circuit in which the forward current, reverse voltage, circuit impedances and switching pulse shape are fully specified. The time between the commencement of the fall of forward current and the instant when the reverse current falls to a specified value, after passing through a peak, is measured and is quoted as the reverse recovery time (see Figure 6). The disadvantage of this method is that the quoted value of reverse recovery time applies only in the circuit conditions specified, and is not directly applicable to a different set of circuit conditions.

The second method uses the fact that the basic cause of the reverse recovery characteristic is the charge stored by the diode. This charge comprises two parts: the first due to minority carriers, and the second due to the charge of the diode capacitance. The total charge extracted from the diode, when switching from a specified forward current to a specified reverse voltage in a specified circuit, is termed the recovered charge.

Provided the proportion of the charge due to the diode capacitance is negligible and the circuit impedance is low, the recovered charge will be approximately proportional to the diode forward current at the instant of switching, and substantially independent of the applied reverse voltage.

Under these conditions, the recovered charge for unit forward current is a characteristic of the diode, and is substantially independent of the circuit conditions. It is preferable, therefore, to specify diodes in terms of recovered charge whenever possible.

The following example is given to demonstrate the use of the recovered charge concept:

Consider a diode which is specified as having a recovered charge of 500 pC when switching off a forward current of 10 mA, under the conditions specified in this method of measurement.

Le temps de recouvrement de cette diode, si elle est commutée à partir de 2 mA pour une tension inverse de 10 V dans un circuit ayant une impédance de 10 000 Ω , sera calculé comme suit:

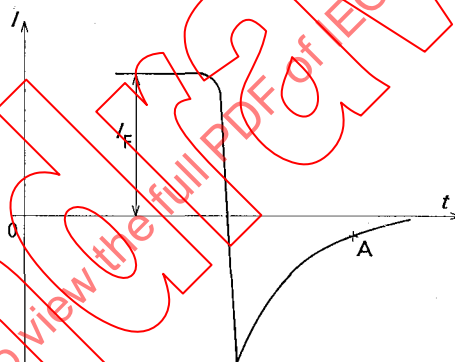
$$\text{La charge recouvrée est: } 500 \text{ pC} \times \frac{2 \text{ mA}}{10 \text{ mA}} = 100 \text{ pC.}$$

Jusqu'à ce que la charge stockée dans la diode disparaisse, le courant inverse après commutation est limité par le circuit extérieur et sera de:

$$\frac{10 \text{ V}}{10\,000 \Omega} = 1 \text{ mA}$$

$$\text{Le temps requis pour éliminer la charge est de } \frac{100 \text{ pC}}{1 \text{ mA}} = 100 \text{ ns.}$$

Ce chiffre est la valeur obtenue du temps de recouvrement inverse de la diode dans ces conditions.



A = point de recouvrement

FIG. 6. — Forme d'onde du courant de la diode dans la mesure du temps de recouvrement inverse.

4.2.2 Mesure de la charge recouvrée

La figure 7, page 20, indique un montage fondamental pour la mesure de la charge recouvrée.

La résistance R_1 , qui détermine le courant direct spécifié du dispositif mesuré en direction de D_s , devra avoir une valeur élevée. La constante de temps $R_1 C_1$ devra être telle que $(V_g + V_B) t_p / R_1 C_1 \ll V_g$, t_p étant la largeur de l'impulsion; mais C_1 devra être suffisamment petite de façon à être complètement déchargée pendant l'intervalle de temps séparant deux impulsions.

L'impédance du générateur d'impulsions devra être spécifiée. Le temps de croissance de l'impulsion devra être suffisamment court et la durée de l'impulsion devra être suffisamment longue de façon que toute variation ultérieure n'affecte pas le résultat de la mesure.

Le courant direct traversant la diode et la tension inverse aux bornes de celle-ci devront être spécifiés.

The recovery time of this diode when switching off 2 mA with a reverse voltage of 10 V in a circuit of loop impedance of 10 000 Ω can be calculated as follows:

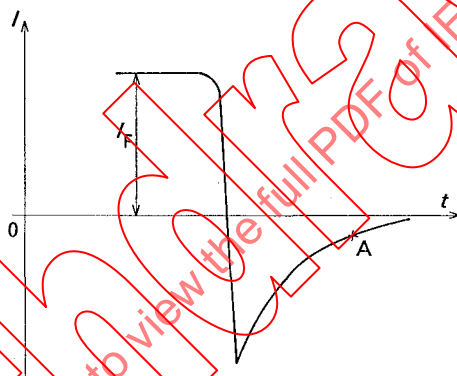
$$\text{The recovered charge is: } 500 \text{ pC} \times \frac{2 \text{ mA}}{10 \text{ mA}} = 100 \text{ pC}.$$

Until the stored charge in the diode is exhausted, the reverse current after switching will be limited by the external circuit, and will be:

$$\frac{10 \text{ V}}{10\,000 \Omega} = 1 \text{ mA}$$

$$\text{The time taken to remove the charge is } \frac{100 \text{ pC}}{1 \text{ mA}} = 100 \text{ ns}.$$

This is the derived value of the reverse recovery time of the diode under these conditions.



A = recovery point

FIG. 6. — Diode current waveform in the measurement of reverse recovery time.

4.2.2 Measurement of recovered charge

The basic circuit for measuring recovered charge is shown in Figure 7, page 21.

The resistor R_1 , which determines the specified forward current to D_s , should be of high resistance. The time constant $R_1 C_1$ should be such that $(V_g + V_B) t_p / R_1 C_1 \ll V_g$, where t_p is the pulse width; but C_1 should be small enough to be fully discharged during the interval between pulses.

The pulse generator impedance should be specified. The rise time of the pulse should be sufficiently short, and the pulse length should be sufficiently long so that further change does not affect the measured result.

The forward current through, and the reverse voltage across the diode should be specified.

Dans les conditions de polarisation en direct, le courant traverse la diode à mesurer D_3 et la diode D_1 . La diode D_2 est, de ce fait, polarisée en inverse par une faible tension et son courant résiduel devra être très petit.

Dans les conditions de polarisation en inverse, la diode D_1 doit avoir une impédance élevée et une charge recouvrée beaucoup plus petite que celle de la diode à mesurer. Pendant l'impulsion, la diode D_2 transmet la charge stockée au condensateur C_2 et à l'appareil de mesure.

Le courant inverse de la diode en essai avant la commutation à l'état de polarisation directe est aussi le courant direct de la diode D_2 . C'est pourquoi le temps de recouvrement de la diode D_2 n'est pas important, car sa charge stockée est très petite. Cependant la pointe de la tension directe transitoire devra être très petite.

La charge recouvrée est égale à :

$$\frac{I_2 - I_1}{f} C$$

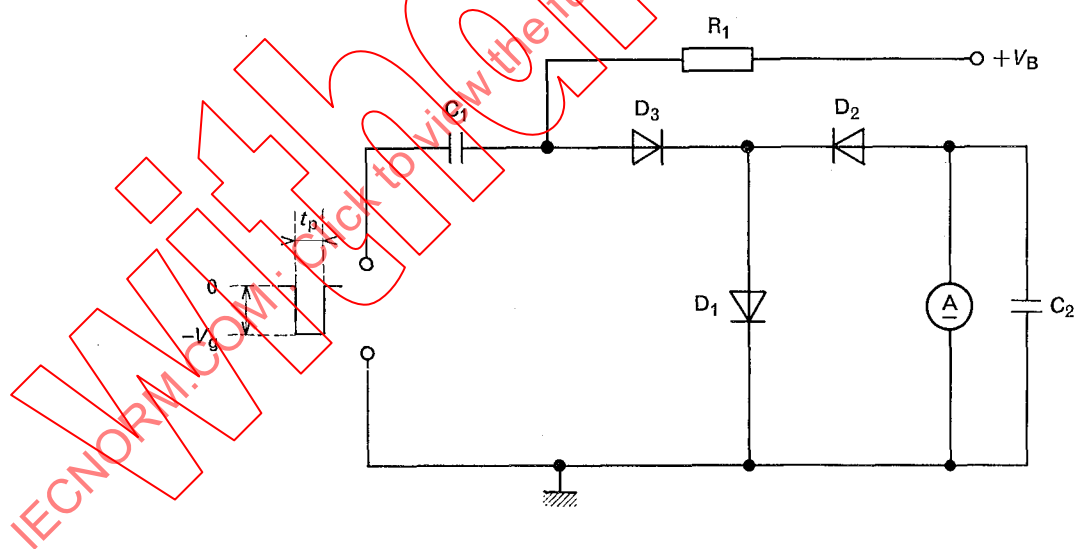
où :

I_1 = valeur indiquée par l'appareil de mesure quand il ne passe pas de courant direct à travers la diode à mesurer ($V_F = 0$)

I_2 = valeur indiquée par l'appareil de mesure lorsque le courant direct spécifié circule

f = fréquence de répétition du générateur d'impulsions

Note. — A titre d'exemple, aux fins de mesures, des valeurs typiques spécifiées sont : $I_F = 10$ mA, $V_R = -10$ V.



D_3 = diode mesurée

FIG. 7. — Circuit de mesure de la charge recouvrée.

Pour les diodes ayant une charge recouvrée de valeur supérieure à 50 pC pour un courant direct de 10 mA, les conditions recommandées sont :

- temps de montée du générateur 5 ns max.
- durée de l'impulsion 1 μ s min.
- fréquence 10 kHz

In the forward biased condition, the current flows through the diode D_3 being measured and through diode D_1 . Diode D_2 is thus reverse biased with a small voltage and its reverse current is assumed to be very small.

In the reverse biased condition, diode D_1 must have a high impedance and a much smaller recovered charge than the diode under test. During the pulse, diode D_2 passes the stored charge to the capacitor C_2 and to the meter.

The reverse current of the diode being measured before switching to the forward biased condition is also the forward current of diode D_2 . Therefore, the recovery time of diode D_2 is not important, because its stored charge is very small. However, the forward transient overshoot voltage should be very small.

The recovered charge is equal to:

$$\frac{I_2 - I_1}{f} C$$

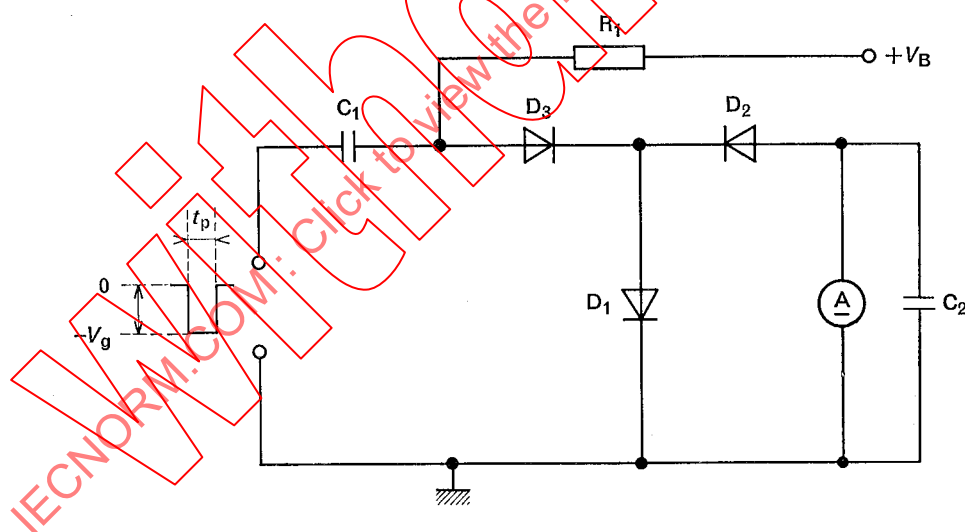
where:

I_1 = reading of the meter when no forward current flows through the diode being measured ($V_F = 0$)

I_2 = reading of the meter when the specified forward current flows

f = repetition frequency of the pulse generator

Note. — As an example for measurement purposes, typical specified values are: $I_F = 10$ mA, $V_R = -10$ V.



D_3 = diode being measured

FIG. 7. — Circuit for the measurement of recovered charge.

For diodes having recovered charge values greater than 50 pC for a forward current of 10 mA, the recommended conditions are:

- generator rise time 5 ns max.
- pulse length 1 μ s min.
- frequency 10 kHz

4.2.3 Mesure du temps de recouvrement inverse

Il est commode de désigner par «point de recouvrement» la valeur spécifiée prise par le courant à la fin du temps de recouvrement. Le temps de recouvrement est donc le temps nécessaire pour atteindre le «point de recouvrement» à partir du moment où l'impulsion de tension inverse est appliquée. (Moment qui est généralement mesuré à 10% de l'amplitude de l'impulsion.)

La figure 8 correspond à un montage fondamental approprié pour la mesure du temps de recouvrement spécifié de cette façon.

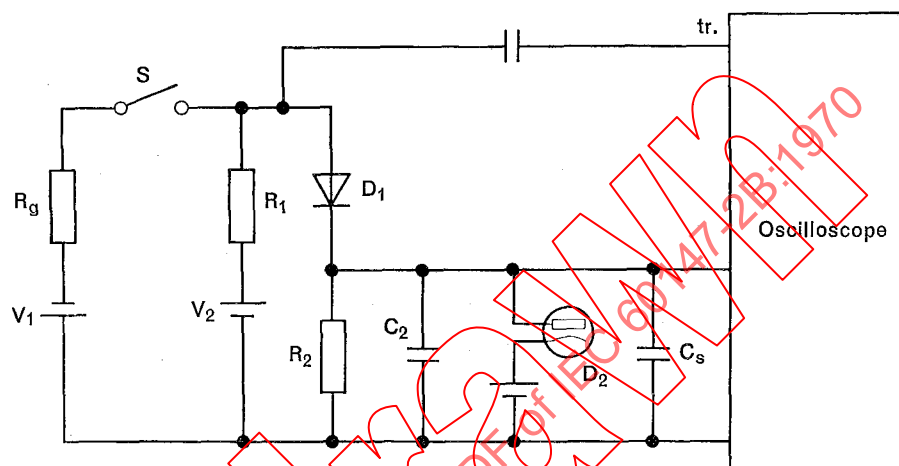


FIG. 8. — Circuit de mesure du temps de recouvrement inverse.

L'étroite dépendance du temps de recouvrement inverse par rapport aux conditions du circuit (indiquées dans le paragraphe 4.2.1) fait qu'il est désirable que le circuit de mesure soit spécifié avec précision.

Les paramètres suivants doivent être spécifiés:

- point de recouvrement
- courant direct I_F
- V_1
- R_g
- R_2
- $C_s + C_2$
- temps de croissance de l'impulsion t_r
- temps de croissance de l'oscilloscope

La largeur de l'impulsion devra être suffisamment grande pour que le recouvrement de la diode soit complet.

La résistance R_2 et la capacité parasite de la diode devront être suffisamment petites de façon que les résultats de la mesure ne soient pas affectés.

V_1 fournit la tension inverse, V_2 et la résistance R_1 déterminent le courant direct imposé. R_1 devra être grande par rapport à R_g .

4.2.3 Measurement of the reverse recovery time

It is convenient to name the specified value to which the current recovers at the end of the recovery time: "recovery point". The recovery time is, therefore, the time taken to reach the "recovery point" from the start of the reverse voltage pulse. (Usually measured from the 10% point of the pulse amplitude.)

The basic circuit for measuring the recovery time specified in this way is shown in Figure 8.

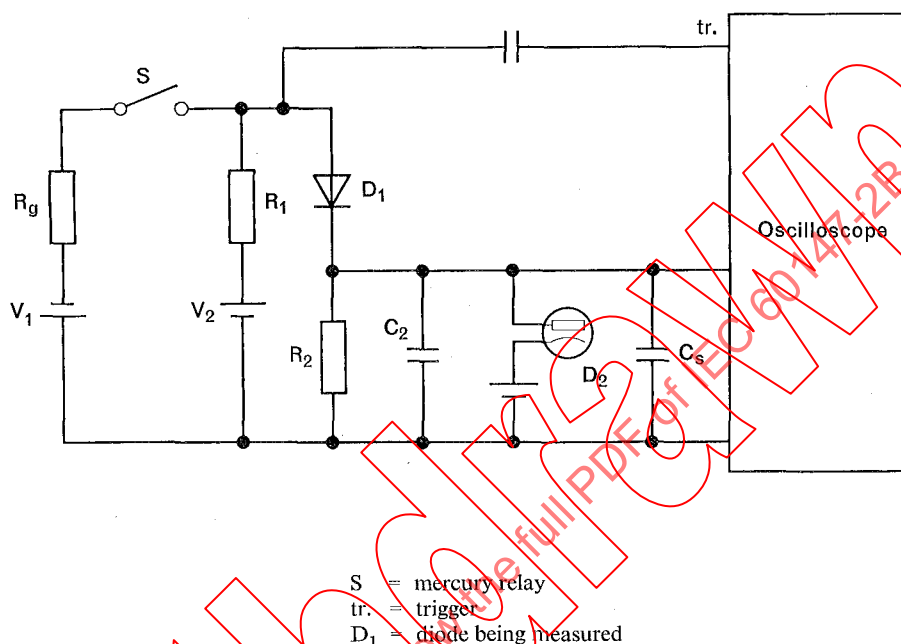


FIG. 8. — Circuit for the measurement of the reverse recovery time.

The marked dependence of reverse recovery time on the circuit conditions (noted in Sub-clause 4.2.1) makes it desirable that the measuring circuit should be closely specified.

The parameters listed below should be specified:

- recovery point
- forward current I_F
- V_1
- R_g
- R_2
- $C_s + C_2$
- pulse rise time t_r
- oscilloscope rise time

The pulse width should be sufficiently long to allow the diode to recover completely.

The resistance R_2 and the diode stray capacitance must be sufficiently low so that the measured results are not affected.

V_1 supplies the reverse voltage, V_2 and resistance R_1 determine the requested forward current. R_1 should be large compared with R_g .

La tension inverse est brusquement appliquée lorsque le relais à mercure est commuté. La diode à vide shuntant la résistance de charge R_2 , qui évite la saturation de l'oscilloscope lorsque le courant direct circule, peut être supprimée si l'amplificateur de l'oscilloscope n'est pas saturé.

Note. — A titre d'exemple, aux fins de mesures, des valeurs typiques spécifiées sont:

- | | |
|--------------------------------------|---|
| – courant direct | $I_F = 10 \text{ mA}$ |
| – point de recouvrement | $I_R = \frac{I_F}{20} (= 0,5 \text{ mA})$ |
| | $V_1 = -20 \text{ V}$ |
| | $R_g = 100 \Omega$ |
| | $R_2 = 100 \Omega$ |
| | $C_s + C_2 = 30 \text{ pF}$ |
| – temps de croissance de l'impulsion | $t_r = 5 \text{ ns}$ |
| – temps de montée de l'oscilloscope | 20 ns max. |

5. Rendement de détection

5.1 Rendement de détection et résistance d'amortissement

Le circuit fondamental pour la mesure du rendement de détection et de la résistance d'amortissement est indiqué sur la figure 9.

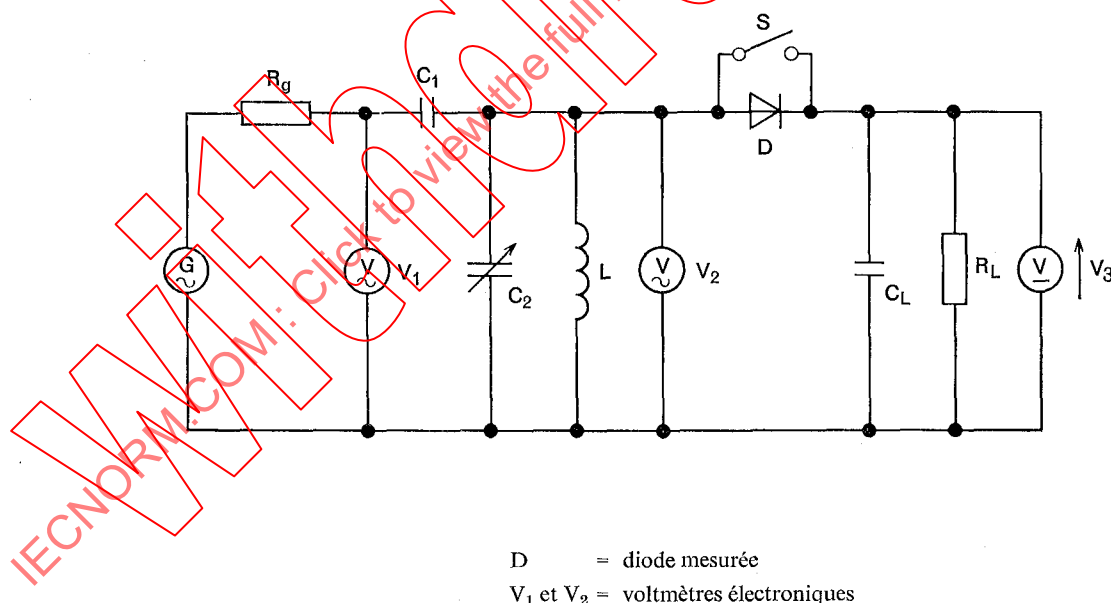


FIG. 9. — Circuit de mesure du rendement de détection et de la résistance d'amortissement.

Le générateur est réglé afin d'obtenir la valeur efficace spécifiée de la tension V_2 à la fréquence spécifiée, et cette valeur de V_2 doit rester inchangée quand on mesure chaque paramètre.

Afin de pouvoir obtenir une valeur pratique du rapport V_2/V_1 (qui est nécessaire pour la mesure de la résistance d'amortissement), on doit donner à la réactance de C_1 une valeur suffisamment grande. Cette condition sera obtenue en choisissant C_1 tel que:

The reverse voltage is suddenly applied when the mercury relay is switched on. The vacuum diode which shunts the load resistor R_L , to avoid saturation of the oscilloscope when the forward current flows, may be omitted if the oscilloscope amplifier does not saturate.

Note. — As an example for measurement purposes, typical specified values are:

- forward current $I_F = 10 \text{ mA}$
- recovery point $I_R = \frac{I_F}{20} (= 0.5 \text{ mA})$
- $V_1 = -20 \text{ V}$
- $R_g = 100 \Omega$
- $R_L = 100 \Omega$
- $C_s + C_2 = 30 \text{ pF}$
- pulse rise time $t_r = 5 \text{ ns}$
- oscilloscope rise time 20 ns max.

5. Detector efficiency

5.1 Detector voltage efficiency and damping resistance

The basic circuit for the measurement of detector voltage efficiency and damping resistance is shown in Figure 9.

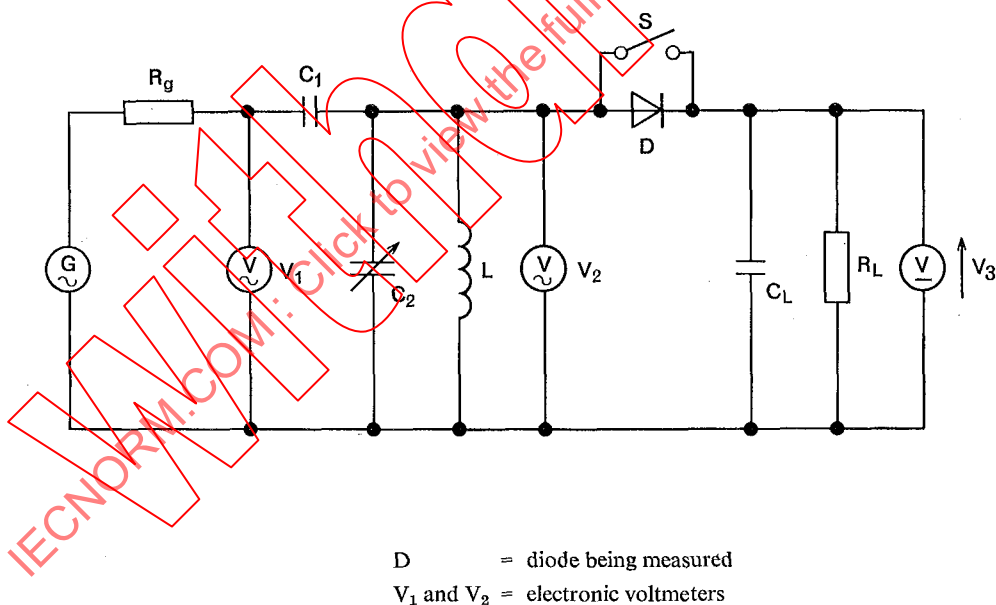


FIG. 9. — Circuit for the measurement of detector voltage efficiency and damping resistance.

The generator is adjusted to give the specified r.m.s. value of the voltage V_2 at the specified frequency, and this value of V_2 should be kept the same when measuring each parameter.

In order to be able to achieve a practical value for the ratio V_2/V_1 (which is required for the measurement of damping resistance), the reactance of C_1 should be made sufficiently large. This condition should be obtained by choosing C_1 so that:

$$C_1 \approx \frac{C_2}{Q}$$

où:

Q = valeur du Q à vide du circuit accordé

Le rapport du Q à vide au Q en charge devra être suffisamment grand pour permettre une mesure précise de la résistance d'amortissement.

Les valeurs du condensateur C_L et de la résistance R_L devront être spécifiées.

La valeur du rendement de détection η_V est donnée par la relation suivante:

$$\eta_V = \frac{V_3}{V_2 \sqrt{2}}$$

Le voltmètre V_3 peut être étalonné en rendements de détection.

La valeur, r_δ , de la résistance d'amortissement est donnée par:

$$r_\delta = \frac{1}{\omega C_1 \left(\frac{V_1}{V_2} - \frac{V'_1}{V'_2} \right)}$$

où:

ω = pulsation correspondant à la fréquence de mesure

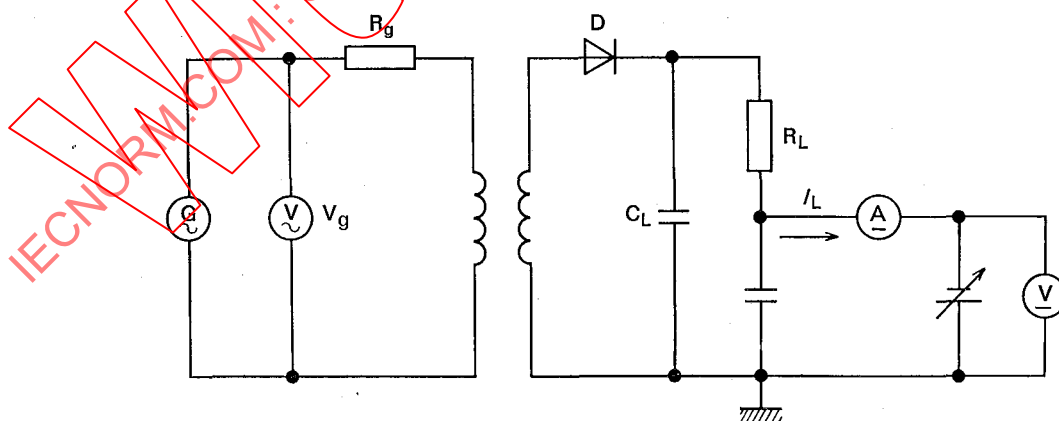
V_1, V_2 = valeurs des tensions V_1 et V_2 , avec la diode en circuit

V'_1, V'_2 = valeurs des tensions V_1 et V_2 , la diode étant hors circuit

Note. — Il est recommandé de n'ouvrir l'interrupteur S qu'après insertion de la diode dans le circuit. Autrement, la diode risquerait d'être endommagée par suite de la tension élevée pouvant exister aux bornes du circuit accordé parallèle non chargé.

5.2 Rendement de détection en puissance

La figure 10 montre un exemple de circuit fondamental pour la mesure du rendement de détection en puissance.



D = diode mesurée
Vg = voltmètre électronique

FIG. 10. — Circuit de mesure du rendement de détection en puissance.

$$C_1 \approx \frac{C_2}{Q}$$

where:

Q = unloaded Q value of the tuned circuit

The ratio of unloaded Q and loaded Q should be sufficiently high to permit an accurate measurement of damping resistance.

The values of the capacitor C_L and the resistor R_L should be specified.

The value of the detector voltage efficiency η_V is given by the following relation:

$$\eta_V = \frac{V_3}{V_2 \sqrt{2}}$$

The voltmeter V_3 may be calibrated in terms of detector voltage efficiency.

The value, r_δ , of the damping resistor is given by:

$$r_\delta = \frac{1}{\omega C_1 \left(\frac{V_1}{V_2} - \frac{V'_1}{V'_2} \right)}$$

where:

ω = angular frequency of measurement

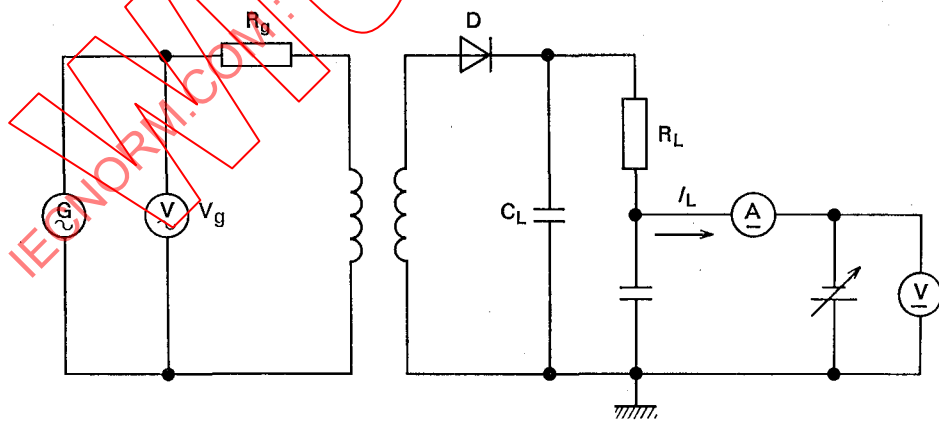
V_1, V_2 = values of voltages V_1 and V_2 with the diode inserted

V'_1, V'_2 = values of voltages V_1 and V_2 with the diode disconnected

Note. — It is recommended that the switch S should not be opened until the diode has been inserted in the circuit, otherwise the diode might be damaged due to the high voltage which may exist across the unloaded parallel tuned circuit.

5.2 Detector power efficiency

Figure 10 shows an example of a basic circuit for measuring the detector power efficiency.



D = diode being measured
V_g = electronic voltmeter

FIG. 10. — Circuit for the measurement of detector power efficiency.

La valeur du condensateur C_L , celle de la résistance de charge R_L , le courant direct de polarisation, l'amplitude et la fréquence du signal, la valeur de R_g , le rapport de transformation et toute autre caractéristique du transformateur devront être spécifiés.

Le transformateur devra être à faibles pertes mais, pour le calcul, ces pertes devront être incluses dans R_g .

$$\text{Rendement de détection en puissance} = \frac{4 \Delta I_L^2 \cdot R_L \cdot R_g}{V_g^2}$$

où:

ΔI_L = variation du courant continu de sortie lorsque le signal alternatif est appliqué

V_g = valeur efficace du signal d'entrée

6. Bruit

Le bruit d'une diode peut être représenté soit par une source de tension de bruit en série V_n , soit, de préférence, par une source de courant de bruit I_n en parallèle avec la diode comme il est indiqué dans la figure 11, page 30.

La figure 12, page 30, correspond à un exemple de circuit fondamental pour la mesure de I_n .

Les valeurs recommandées pour les limites de la bande passante du filtre sont : 900 Hz et 1100 Hz.

On mesure la chute de tension produite par le courant de bruit de la diode dans une résistance de charge, après amplification par un amplificateur passe-bande de largeur de bande et de gain déterminés. A la sortie de l'amplificateur, la tension de bruit est observée à l'aide d'un voltmètre quadratique. Le courant de bruit dans la bande passante est donnée par:

$$(I_n^2)^{1/2} = \frac{(V_n^2)^{1/2}}{A_v R}$$

où:

A_v = amplification en tension de l'amplificateur plus filtre

Le courant de bruit peut être ramené par le calcul à 1 Hz de largeur de bande.

La diode peut être polarisée dans chaque direction pour obtenir le bruit soit en direct, soit en inverse.

Le bruit introduit par l'amplificateur, la résistance de charge et la source de courant continu doit être négligeable. Dans le cas contraire, il sera nécessaire d'introduire une correction déterminée par une mesure de bruit, en remplaçant la diode par une résistance appropriée.

The value of the capacitor C_L , the load resistor R_L , the forward bias current, the signal amplitude and frequency, the value of R_g , the turns ratio and other characteristics of the transformer should be specified.

The transformer should be of low losses but, for computation, these losses should be included in R_g .

$$\text{Detector power efficiency} = \frac{4 \Delta I_L^2 \cdot R_L \cdot R_g}{V_g^2}$$

where:

ΔI_L = change in d.c. output current when the a.c. signal is applied

V_g = r.m.s. input signal voltage

6. Noise

The noise of a diode can be represented either by a noise voltage V_n source in series with the diode or, preferably, by a noise current source I_n in parallel with the diode as shown in Figure 11, page 31.

Figure 12, page 31, shows an example of a basic circuit for measuring I_n .

The recommended values for the limits of the pass-band of the filter are: 900 Hz and 1100 Hz.

The voltage drop produced by the noise current of the diode is measured in the load resistor after amplification by means of a pass-band amplifier having a determined bandwidth and gain. At the output, the noise voltage is observed with a square-law voltmeter. The noise current in the pass-band is given as follows:

$$(I_n^2)^{1/2} = \frac{(V_n^2)^{1/2}}{A_V R}$$

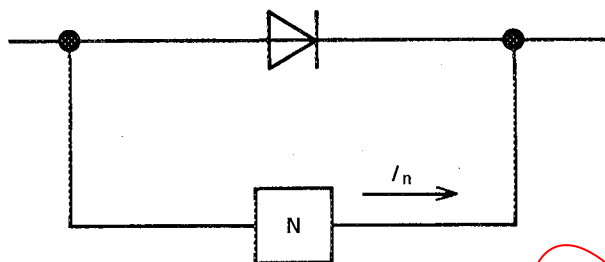
where:

A_V = voltage amplification of the amplifier plus filter

The noise current may be brought back by calculation to 1 Hz of bandwidth.

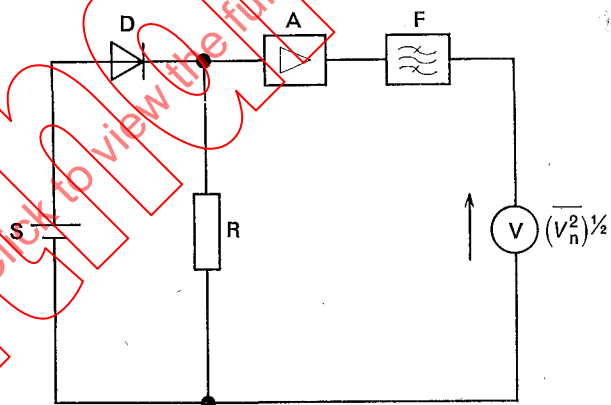
The diode may be biased in either direction to obtain noise values in either forward or reverse directions.

The noise introduced by the amplifier, the load resistance and the d.c. source must be negligible. If this is not the case, it will be necessary to make a correction obtained by measuring the noise with the diode replaced by an appropriate resistor.



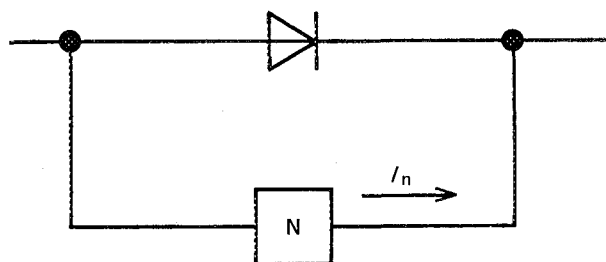
N = source de courant de bruit

FIG. 11. — Circuit équivalent du bruit dans une diode.



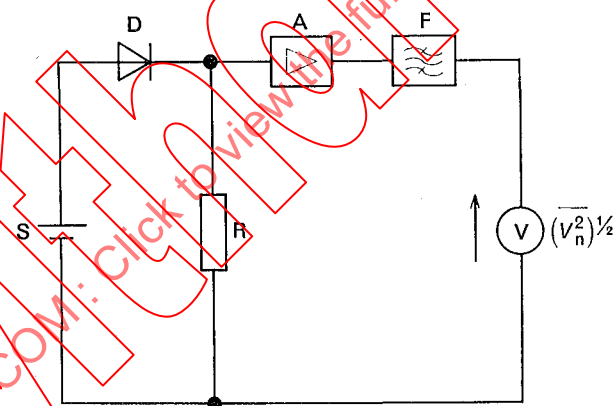
A = amplificateur à faible bruit
D = diode mesurée
F = filtre passe-bande
S = source de courant continu
V = voltmètre quadratique

FIG. 12. — Circuit de mesure du courant de bruit.



N = noise current source

FIG. 11. — Circuit for the representation of the noise in a diode.



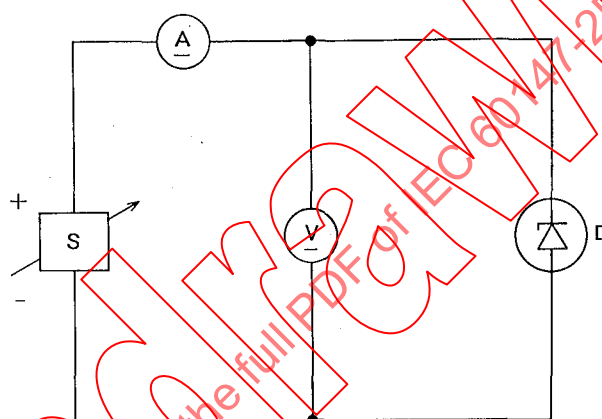
A = low noise amplifier
D = diode being measured
F = pass-band filter
S = d.c. source
V = square-law voltmeter

FIG. 12. — Circuit for the measurement of noise current.

SECTION DEUX – DIODES DE TENSION DE RÉFÉRENCE ET DIODES RÉGULATRICES DE TENSION

1. Tension de régulation

La figure 13 montre un exemple de circuit fondamental.



D = diode mesurée
S = source de courant continu constant

FIG. 13. — Circuit fondamental pour la mesure de la tension de régulation.

Le procédé de mesure est le suivant:

Le courant continu inverse, mesuré par l'ampèremètre A, est ajusté à la valeur spécifiée au moyen de la source à courant constant réglable S. La tension de régulation est alors mesurée par le voltmètre V qui doit être un voltmètre continu à grande résistance.

Note. — S'il existe une différence sensible entre la température ambiante et la température de jonction due à la puissance dissipée dans la diode, une méthode par impulsions peut ne pas donner la même valeur mesurée de la tension de régulation que celle obtenue par la méthode par courant continu, décrite ci-dessus.

2. Résistance différentielle

La figure 14, page 34, montre un exemple de circuit fondamental.

SECTION TWO – VOLTAGE REFERENCE DIODES AND VOLTAGE REGULATOR DIODES

1. Working voltage

Figure 13 shows an example of a basic circuit.

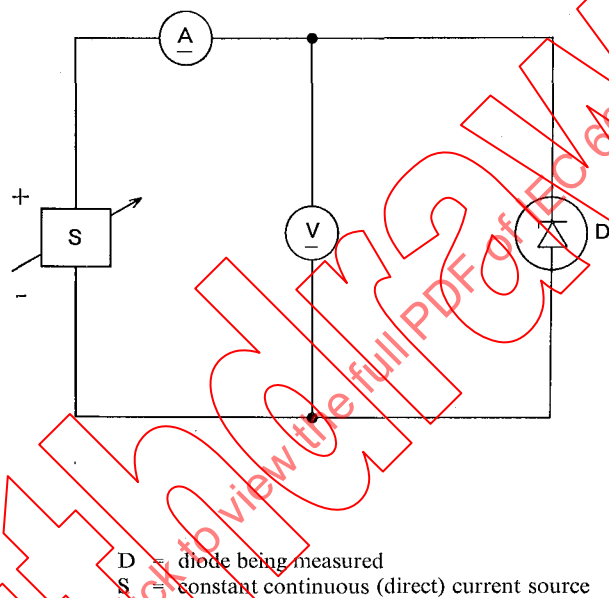


FIG. 13. — Basic circuit for the measurement of working voltage.

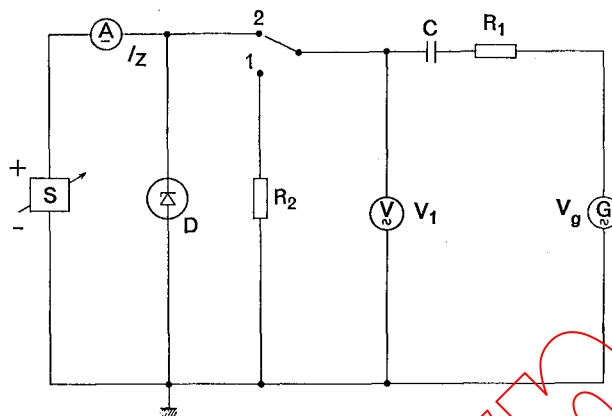
The measurement procedure is as follows:

The continuous (direct) reverse current, measured on ammeter A, is adjusted to the specified value by means of the adjustable constant current source S. The working voltage is then measured by means of voltmeter V which should be a high resistance d.c. voltmeter.

Note. — If there is a significant difference between ambient and junction temperatures caused by the power dissipated in the diode, a pulse method may not give the same measured value of working voltage as the d.c. method described above.

2. Differential resistance

Figure 14, page 35, shows an example of a basic circuit.



- D = diode mesurée
 V₁ = voltmètre électronique
 S = source de courant continu constant
 G = générateur de tension alternative
 C = capacité de blocage pour le courant continu

FIG. 14. — Circuit fondamental pour la mesure de la résistance différentielle.

La fréquence du générateur doit être assez basse pour que les effets de la capacité de la diode puissent être négligés, mais assez élevée pour qu'il ne se produise qu'un changement négligeable de la température de jonction pendant une période. Une fréquence convenable est en général de 1 000 Hz.

Le courant continu inverse spécifié est fourni par une alimentation à courant continu constant S, qui devra avoir une impédance élevée pour la fréquence de mesure.

L'impédance combinée de R₁ et de C devra être élevée par rapport à R₂, et R₂ devra être approximativement égale à la résistance différentielle.

Le procédé de mesure est le suivant :

Le courant continu inverse traversant la diode, mesuré par l'ampèremètre A, est réglé à la valeur spécifiée par la source ajustable S.

Le commutateur étant sur la position 1, V_g est ajustée de manière à ce que la valeur V₁ indiquée par le voltmètre soit :

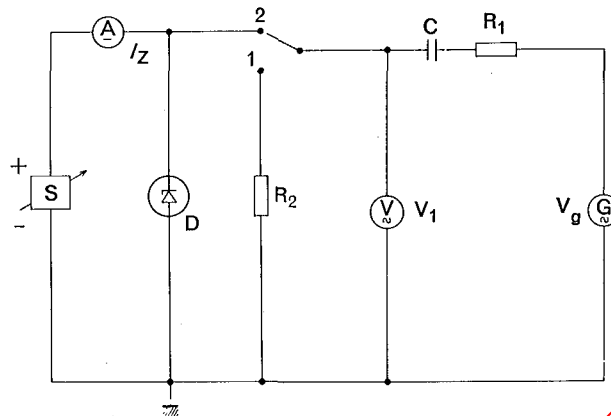
$$V_1 = R_2 I_{Z \text{ eff}}$$

où :

$I_{Z \text{ eff}}$ = valeur efficace du courant alternatif en petits signaux spécifié (par exemple 10% du courant continu inverse)

Le commutateur étant en position 2, on mesure une tension V₂. La résistance différentielle est alors donnée par l'équation suivante :

$$r = \frac{V_2}{I_{Z \text{ eff}}} = \frac{V_2}{V_1} R_2$$



- D = diode being measured
 V₁ = electronic voltmeter
 S = constant continuous (direct) current source
 G = a.c. voltage generator
 C = d.c. blocking capacitor

FIG. 14. — Basic circuit for the measurement of differential resistance.

The frequency of the generator should be sufficiently low for the effects of the diode capacitance to be negligible, but high enough to ensure negligible change in junction temperature over a cycle. A suitable frequency is usually 1 000 Hz.

The continuous (direct) reverse current is supplied by a d.c. constant current source S, which should have a high impedance at the frequency of measurement.

The combined impedance of R₁ and C should be high compared with R₂, and R₂ should be approximately equal to the differential resistance.

The measurement procedure is as follows:

The continuous (direct) reverse current through the diode, measured on ammeter A, is adjusted to the specified value by means of the adjustable source S.

With the switch in position 1, V_g is adjusted until the reading V₁ of the voltmeter is:

$$V_1 = R_2 I_{Z \text{ eff}}$$

where:

$I_{Z \text{ eff}}$ = r.m.s. value of the specified small-signal alternating current (e.g. 10% of the continuous (direct) reverse current)

With the switch in position 2, a voltage V₂ is measured. The differential resistance is then given by the following equation:

$$r = \frac{V_2}{I_{Z \text{ eff}}} = \frac{V_2}{V_1} R_2$$

3. Coefficient de température de la tension de régulation

La figure 15 montre un exemple d'un circuit fondamental.

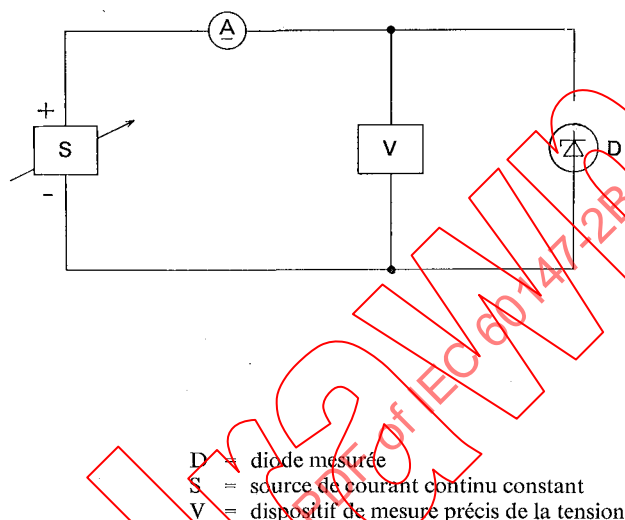


FIG. 15. — Circuit fondamental pour la mesure du coefficient de température de la tension de régulation

L'instrument de mesure de tension V doit présenter une grande précision, parce que la différence des deux tensions à mesurer entre dans la formule donnant le coefficient de température. C'est pourquoi le principe de fonctionnement de l'instrument V doit être basé sur une méthode de pont ou une méthode de compensation, ou bien cet instrument devra être un voltmètre digital de haute précision.

Les températures ambiante ou du point de référence devront être soigneusement maintenues sous contrôle pendant la mesure. Dans le cas d'une dissipation de puissance appréciable dans le dispositif, l'équilibre thermique devra être atteint avant de faire les mesures de tension.

Le courant continu inverse est fourni par une source à courant continu constant réglable S.

Le procédé de mesure est le suivant:

La valeur du courant continu inverse mesurée par l'ampèremètre A devra être réglée à la valeur spécifiée à chacune des deux températures au moyen de la source à courant constant réglable S.

La tension de régulation est mesurée pour le courant inverse spécifié et aux deux valeurs de la température ambiante ou de la température du point de référence.

Le coefficient de température α_{VZ} est obtenu alors à partir de l'équation suivante:

$$\alpha_{VZ} = 100 \frac{V_{Z2} - V_{Z1}}{V_{Z2}} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1} \text{ (en pour cent par degrés Celsius)}$$

3. Temperature coefficient of working voltage

Figure 15 shows an example of a basic circuit.

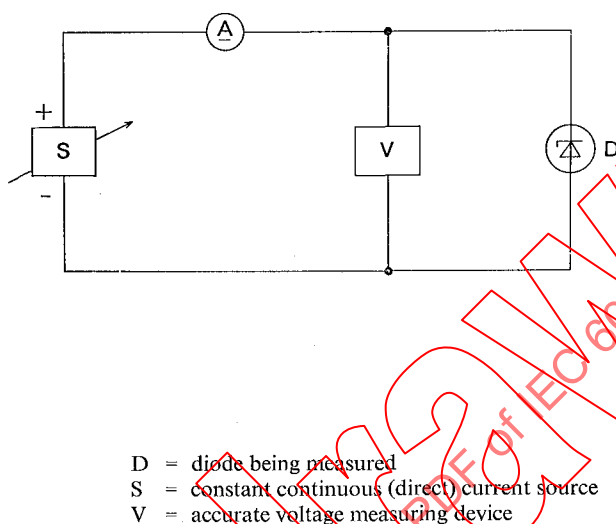


FIG. 15. — Basic circuit for the measurement of temperature coefficient of working voltage.

The voltage measuring device V must have a high accuracy because the difference of the two voltages to be measured enters into the formula for the temperature coefficient. Therefore the measuring device V should be based on a bridge or compensation method or should be a digital voltmeter of high precision.

The ambient or reference point temperature must be carefully controlled during the measurement. In the case of appreciable power dissipation within the device, thermal equilibrium should be reached before the voltage measurements are made.

The continuous (direct) reverse current is supplied by an adjustable d.c. constant current source S.

The measurement procedure is as follows:

The value of the continuous (direct) reverse current measured by ammeter A should be adjusted to the specified value at each of the two temperatures by means of the adjustable constant current source S.

The working voltage is measured at the specified reverse current and at the two values of ambient or reference point temperature.

The temperature coefficient α_{VZ} then is obtained from the following equation:

$$\alpha_{VZ} = 100 \frac{V_{Z2} - V_{Z1}}{V_{Z2}} \cdot \frac{1}{T_2 - T_1} \text{ (in per cent per Celsius degrees)}$$

où:

V_{Z1} = tension mesurée à la température inférieure T_1

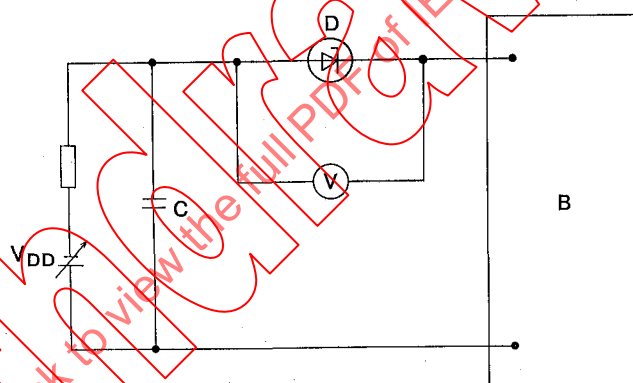
V_{Z2} = tension mesurée à la température supérieure T_2

T_1 et T_2 = valeurs mesurées de la température

Note. — Quand α_{VZ} varie d'une manière sensible avec la température, la différence ($T_2 - T_1$) devra être faible, et il pourra être nécessaire d'effectuer des mesures dans toute la gamme des températures de fonctionnement.

4. Capacité de la jonction

La figure 16 montre un exemple de circuit fondamental.



D = diode mesurée
 V_{DD} = alimentation de tension continue réglable
 B = pont

FIG. 16. — Circuit fondamental pour la mesure de la capacité de la jonction.

Le pont doit pouvoir laisser passer le courant continu inverse dans la diode; sinon on devra employer une méthode différente de polarisation de la diode.

Le condensateur C doit présenter une faible impédance pour la fréquence de mesure.

Le voltmètre V doit être un voltmètre continu à grande résistance.

Le procédé de mesure est le suivant:

La tension continue inverse, mesurée par le voltmètre V , est ajustée à la valeur spécifiée en faisant varier la tension d'alimentation V_{DD} . Le voltmètre V est alors déconnecté et la capacité est mesurée au moyen du pont.

where:

V_{Z1} = voltage measured at the lower temperature T_1

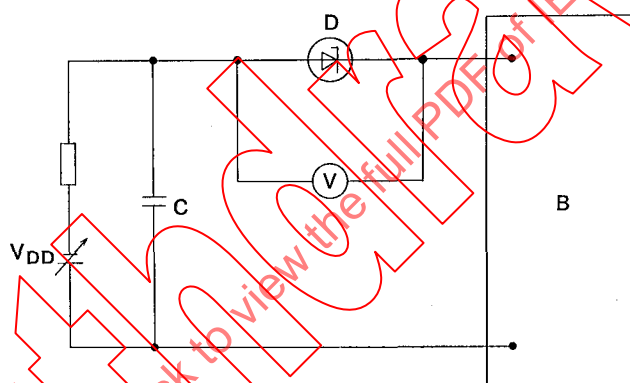
V_{Z2} = voltage measured at the higher temperature T_2

T_1 and T_2 = measured values of temperature

Note. — When α_{VZ} varies significantly with temperature, the difference $(T_2 - T_1)$ should be low, and it may be necessary to make measurements at different temperatures within the whole range of operating temperatures.

4. Junction capacitance

Figure 16 shows an example of a basic circuit.



D = diode being measured
 V_{DD} = adjustable d.c. voltage supply
 B = bridge

FIG. 16. — Basic circuit for the measurement of junction capacitance.

The bridge should be capable of passing the continuous (direct) reverse current through the diode; otherwise, a different method of biasing the diode must be used.

Capacitor C should have a low impedance at the frequency of measurement.

Voltmeter V should be a high resistance d.c. voltmeter.

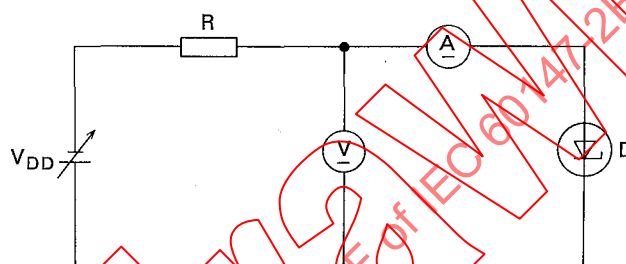
The measurement procedure is as follows:

The continuous (direct) reverse voltage, measured on voltmeter V, is adjusted to the specified value by varying the supply voltage V_{DD} . Voltmeter V is then disconnected and the capacitance is measured by means of the bridge.

Note. — Si les effets de la (des) capacité(s) parasite(s) des bornes de la diode et/ou du boîtier ne sont pas négligeables, la valeur de la capacité mesurée par la méthode ci-dessus peut différer de la valeur vraie de la capacité de la jonction.

5. Courant inverse

La figure 17 montre un exemple de circuit fondamental.



D = diode mesurée
 V_{DD} = alimentation de tension continue réglable

FIG. 17. — Circuit fondamental pour la mesure du courant inverse.

R est une résistance protégeant l'ampèremètre A dans le cas d'une valeur du courant inverse anormalement élevée.

La température ambiante ou du point de référence doit être soigneusement maintenue sous contrôle car le courant inverse dépend beaucoup de la température.

Le procédé de mesure est le suivant:

La tension inverse, qui est mesurée par le voltmètre V, est ajustée à la valeur spécifiée qui doit être inférieure à la tension de fonctionnement, en faisant varier la tension d'alimentation V_{DD} .

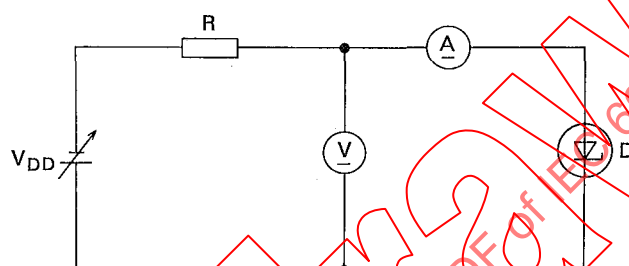
Le courant inverse est mesuré par l'ampèremètre A.

Note. — On ne doit pas s'attendre à une reproductibilité supérieure à $\pm 20\%$ par suite des effets de dérive à long terme et des difficultés relatives à la mesure précise de la température et des très faibles valeurs des courants.

Note. — If the effects of the stray capacitance(s) of the diode terminals and/or case are significant, the value of capacitance measured by the above method may differ from the true value of the junction capacitance.

5. Reverse current

Figure 17 shows an example of a basic circuit.



D = diode being measured
 V_{DD} = adjustable d.c. supply

FIG. 17. — Basic circuit for the measurement of reverse current.

R is a resistor protecting the ammeter A in case of an abnormally high value of reverse current.

The ambient or reference point temperature should be carefully controlled as the reverse current is very temperature dependent.

The measurement procedure is as follows:

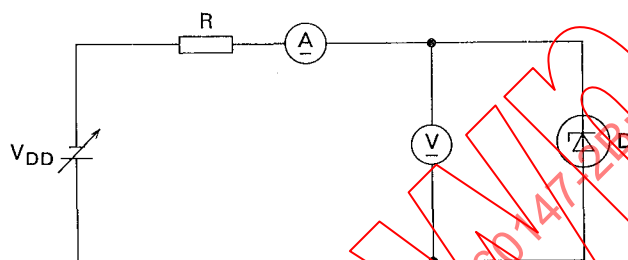
The reverse voltage, which is measured on voltmeter V, is adjusted to the specified value which must be lower than the working voltage, by varying the supply voltage V_{DD} .

The reverse current is measured by means of the ammeter A.

Note. — Reproducibility better than $\pm 20\%$ should not be expected because of the effects of long-term drift and the difficulties of accurately measuring temperature and very small values of currents.

6. Tension directe

La figure 18 montre un exemple de circuit fondamental.



D = diode mesurée
 V_{DD} = alimentation de tension réglable

FIG. 18. — Circuit fondamental pour la mesure de la tension directe.

S'il y a une différence significative entre la température ambiante ou du point de référence et celle de la jonction, résultant de la dissipation de puissance dans la diode, on devra employer une méthode par impulsions.

Le procédé de mesure est le suivant:

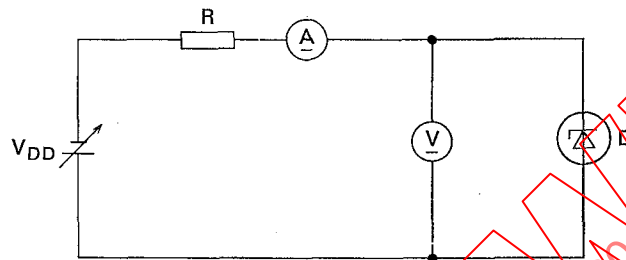
Le courant direct, mesuré par l'ampèremètre A , est ajusté à la valeur spécifiée en faisant varier la tension d'alimentation V_{DD} . La tension aux bornes de la diode, mesurée par le voltmètre V , est la tension directe.

7. Bruit

A l'étude.

6. Forward voltage

Figure 18 shows an example of a basic circuit.



D = diode being measured
 V_{DD} = adjustable d.c. supply

FIG. 18. — Basic circuit for the measurement of forward voltage.

If there is a significant difference between the ambient or reference point temperature and the junction temperature, resulting from power dissipation in the diode, a pulse method should be used.

The measuring procedure is as follows:

The forward current, measured on the ammeter A , is adjusted to the specified value by varying the supply voltage V_{DD} . The voltage across the diode, measured on voltmeter V , is the forward voltage.

7. Noise

Under consideration.

SECTION QUATRE – DIODES TUNNEL

A l'étude

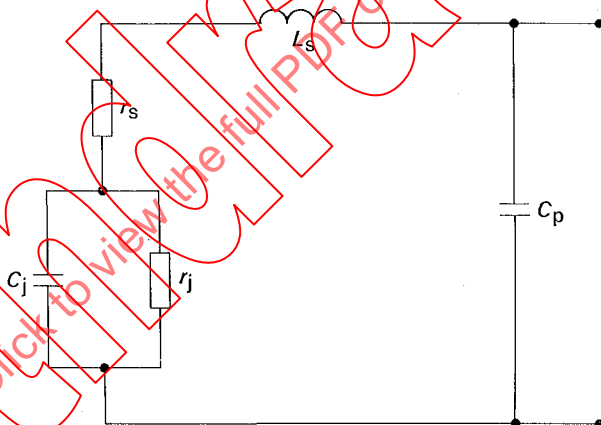
SECTION CINQ – DIODES A CAPACITÉ VARIABLE

INTRODUCTION

Cette recommandation concerne les méthodes de mesure pour les diodes à capacité variable destinées à fonctionner à des fréquences inférieures aux hyperfréquences (c'est-à-dire inférieures à approximativement 1 000 MHz). Les caractéristiques pour lesquelles les mesures sont décrites sont requises dans le document associé «Valeurs limites et caractéristiques essentielles pour les diodes à capacité variable».

Méthodes de mesure

Ces diodes peuvent être représentées par le circuit équivalent indiqué par le schéma de la figure 19.



- C_j = capacité de jonction
 r_s = résistance série
 r_j = résistance shunt en basse fréquence de la jonction (en général, r_j est suffisamment grande pour que son effet puisse être négligé)
 L_s = inductance série
 C_p = capacité parasite

Note. — Les symboles littéraux utilisés dans ce schéma sont à l'étude.

FIG. 19. — Circuit équivalent d'une diode à capacité variable.

1. Capacité parasite

Les diodes destinées aux applications impliquant des fréquences inférieures aux hyperfréquences sont généralement caractérisées par une capacité parasite C_p beaucoup plus petite que la capacité de jonction C_j . La valeur devra être donnée par le fabricant. Une méthode de mesure n'est pas nécessaire.